*М.М.Казачковський*

# КОМПЛЕКТНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України
як навчальний посібник для студентів,
які навчаються за напрямом 0922 Електромеханіка

Дніпропетровськ
НГУ
2003

УДК 62-83

**Комплектні електроприводи:** Навч. посібник / М.М.Казачковський. – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2003. – 226 с.

Предмет посібника – структурні та схемотехнічні особливості комплектних електроприводів (КЕП) вітчизняних та іноземних фірм, а також побудова, принцип дії і методи розрахунку основних вузлів. Розглянуто загальні питання побудови КЕП, датчики для вимірювання координат, вузли систем автоматичного регулювання, зроблено огляд серій КЕП, поширених у різних галузях народного господарства. Значну увагу приділено не лише електроприводам постійного струму, які досі домінують у нашій промисловості, а й перспективним електроприводам змінного струму (асинхронним частотно-керованим, з вентильним двигуном), що протягом останнього десятиріччя набули інтенсивного розвитку.

Іл. 233. Табл. 15. Бібліогр.: 32 назви.

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України як навчальний посібник для студентів, які навчаються за напрямом 0922 Електромеханіка (лист №14/18.2-190 від 29.01.03).

Рецензенти: ***А.П.Сінолиций***, д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри автоматизованого електропривода Криворізького державного технічного університету;

***О.В.Садовой***, д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри електрообладнання промислових підприємств Дніпродзержинського державного технічного університету.

ISBN 966-8271-34-3

© М.М.Казачковський, 2003
© Національний гірничий університет, 2003

## ПЕРЕДМОВА

На сьогодні основний засіб механізації та автоматизації виробничих процесів – комплектні регульовані електроприводи. Їхні параметри мають вирішальний вплив на продуктивність, точність, надійність, енергетичні показники промислового обладнання. Номенклатура сучасних електроприводів здатна задовольнити будь-які вимоги з боку механізму, технологічного процесу та системи автоматизації вищого рівня.

Предметом видання слугують структурні та схемотехнічні особливості комплектних електроприводів (КЕП) вітчизняних та іноземних фірм, побудова, принцип дії та методи розрахунку головних вузлів. Розглянуто загальні питання побудови КЕП, датчики для вимірювання координат, вузли систем автоматичного регулювання, зроблено огляд серій комплектних електроприводів, найбільш поширених у різних галузях народного господарства. Значну увагу приділено не тільки електроприводам постійного струму, які нині домінують у вітчизняній промисловості, а й перспективним електроприводам змінного струму (асинхронні частотно-керовані, з вентильним двигуном), що набули широкого розвитку протягом останнього десятиліття.

Дані про комплектні електроприводи в існуючій навчальній та довідковій літературі значною мірою застаріли. Тому первинним джерелом інформації була переважно технічна документація електроприводів та їх елементів, що зараз в експлуатації, і новітні публікації.

Посібник можна використовувати як основу для окремого курсу після вивчення базових для інженерів-електромеханіків дисциплін: Теорія електропривода, Системи керування електроприводами, Електроніка та мікросхемотехніка, Силові перетворювачі автоматизованих електроприводів або як допоміжний матеріал для згаданих дисциплін. Завдяки практичним прикладам, контрольним завданням та запитаням придатний для самостійного вивчення. Він базується на курсі лекцій, протягом кількох років прочитаному автором у Національному гірничому університеті.

Призначений для студентів вищих навчальних закладів спеціальності 7.092203 Електромеханічні системи автоматизації та електропривід. Може бути корисним і для інших спеціальностей електромеханічного та електротехнічного профілів, а також для інженерно-технічних працівників, зайнятих проектуванням, налагодженням та експлуатацією комплектних електроприводів.

# РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ КОМПЛЕКТНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Розглянуто склад, різновиди, конструкцію та принципи вибору комплектних електроприводів (КЕП), специфіку двигунів для регульованих електроприводів, системи захисту КЕП. У результаті вивчення даного розділу студент має отримати уявлення про загальну структуру КЕП, режимні, параметричні, масогабаритні та конструктивні особливості двигунів у складі КЕП, порівняльні якісні показники різних систем електропривода, набути навичок вибору двигунів та комплектних електроприводів.

## *1.1. Концепція комплектного електропривода*

Комплектний електропривід – це електропривід, укомплектований на заводі-виготівнику всіма вузлами, необхідними для його функціонування. Покупець отримує КЕП як готовий до експлуатації товар і не комплектує його.

До складу КЕП можуть входити:

- електричний двигун з датчиком швидкості;
- силовий перетворювач енергії зі своєю системою керування;
- силовий трансформатор або комутаційний (струмообмежувальний) реактор;
- згладжувальні фільтри та (або) зрівняльні реактори;
- фільтри для зменшення радіоперешкод;
- система автоматичного керування електроприводом;
- комутаційна та захисна апаратура в ланцюгах постійного та змінного струму (контактори, автоматичні вимикачі, рубильники тощо);
- пристрої оперативного керування, діагностики, захисту, сигналізації;
- система аварійного гальмування (у разі необхідності);
- пристрій керування електромагнітним гальмом (у разі необхідності).

***Класифікація КЕП.***

1. За виконуваними функціями:
- пуск, реверс, зупинка (нерегульовані електроприводи змінного струму переважно для загальнопромислових механізмів – вентиляторів, компресорів, насосів, конвеєрів, лебідок тощо);
- ступінчасте регулювання швидкості здебільшого для точної зупинки або за технологічними вимогами (електроприводи з багатошвидкісними двигунами для ліфтів та деяких інших транспортних і вантажопідйомних засобів);
- плавний пуск, плавне електричне гальмування, обмеження навантажень, неглибоке та короткочасне плавне регулювання швидкості (асинхронні електроприводи з тиристорними перетворювачами змінної напруги або асинхронно-вентильні каскади для широкого кола механізмів);
- стабілізація та забезпечення закону зміни швидкості, положення, потужності, зусилля або інших координат згідно з вимогами технологічного процесу;
- регулювання швидкості з метою економії енергії для механізмів зі змінним навантаженням або продуктивністю (в основному насоси, вентилятори, компресори, магістральні конвеєри).

2. За системою електропривода та структурою САР.





3. За потужністю.
4. За точністю та діапазоном регулювання швидкості.
5. За компонуванням:
- моноблокове компонування (КЕП являє собою єдине конструктивне ціле, усі основні елементи якого розташовані в одному блоці, шафі або на одній панелі). Подібний варіант можливий лише для електроприводів досить невеликої потужності (до 100 кВт).
- функціонально-модульне компонування (КЕП складається з функціонально закінчених модулів, кожен з яких – окреме конструктивно закінчене ціле). Наприклад, такими модулями можуть бути трансформатор, вентильний блок або шафа, блоки керування та захисту. За таким же принципом, крім потужних КЕП, побудовані багатокоординатні електроприводи постійного та змінного струмів з ШІМ (до їх складу входять спільне силове джерело живлення та необхідна кількість АІН або перетворників постійної напруги).

6. За галуззю промисловості, для якої призначений КЕП.

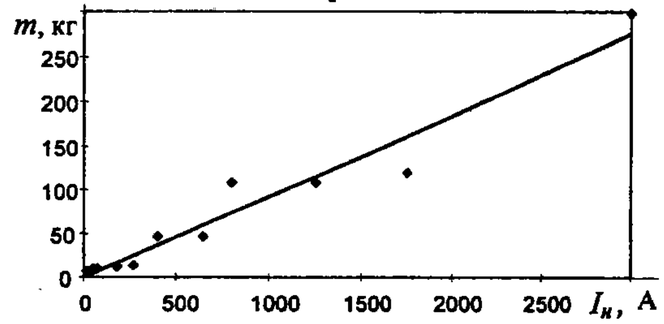



Рис. 1.1. Маса електроприводів постійного струму (без двигуна)

Рівень потужності накладає відбиток як на характер перебігу процесів в електроприводі, так і на його структуру та конструкцію. Оскільки маса та габарити практично лінійно зростають із зростанням номінального струму (рис. 1.1), збільшення потужності електропривода завжди супроводжується підвищенням його номінальної напруги. Це дає можливість зменшити номінальний струм і поліпшити масогабаритні та вартісні показники. Шкала напруг електричних двигунів залежно від їх потужності зображена на рис. 1.2.

***Особливості потужних електроприводів:***

1. Високі живильна напруга та струм, що потребує:
- конструктивного та гальванічного відокремлення силової частини від керуючої (для створення безпечних умов експлуатації та зменшення наведень);
- інтенсифікації охолодження силової частини (примусове повітряне, водяне та випарне охолодження) внаслідок підвищеного тепловиділення;
- використання надійнішої ізоляції;

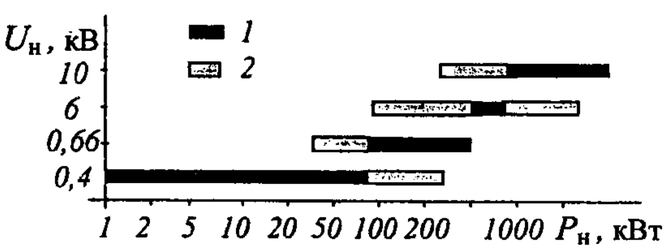



Рис. 1.2. Зв'язок між потужністю двигуна та номінальною напругою (1– рекомендується і 2 – допускається)

- збільшення відстані між струмопровідними частинами;
- використання одноопераційних тиристорів (переважно) як найбільш потужних на сьогодні ключів, а в деяких випадках навіть послідовне та паралельне з'єднання тиристорів або перетворювачів).

2. Потужність КЕП близька до потужності живильної мережі, завдяки чому:
- підвищується вплив КЕП на роботу мережі (насамперед унаслідок її завантаження реактивними струмами при малому коефіцієнті потужності КЕП, наявності вищих гармонік у споживаному струмі, спаду напруги під час комутаційних процесів у перетворювачі або в пуско-гальмівних режимах);
- зростає актуальність підвищення енергетичних показників електропривода (використовуються складніші силові схеми та алгоритми їх керування);
- збільшується інтенсивність радіоперешкод.

3. У діапазоні надвеликих потужностей (десятки МВт) унаслідок конструктивних обмежень на максимально можливу потужність двигунів (див. п.1.2) використовуються багатоякірні двигуни постійного струму, а також асинхронні з фазним ротором та синхронні (для машин змінного струму це обмеження менш жорстке).
4. Вартість силової частини набагато вища вартості системи керування, що спричиняє до:
- зменшення запасів при виборі силового електрообладнання;
- можливості використання складніших систем керування.

5. Аварійні режими важчі, що потребує обов'язкового застосування швидкодійних систем захисту від струмів короткого замикання (швидкодійні запобігачі, максимально-струмовий захист на закриття тиристорів).
6. Вищий ККД.
7. Опір трансформаторів та реакторів має переважно реактивний характер і як наслідок:
- більш коливний характер та триваліші комутаційні процеси в перетворювачах;
- необхідність урахування зазначених процесів при розрахунках електропривода.

8. Великі габарити силового перетворювача. Це потребує в деяких випадках розміщення КЕП в окремому приміщенні (принаймні перетворювача з системою керування, а іноді й привідного двигуна).
9. Більш перспективні, а нерідко і єдино можливі – КЕП змінного струму через проблеми з виготовленням ДПС великої потужності.

***Малопотужні електроприводи*** також мають свої особливості.

1. Можливе використання однофазних та маловентильних силових схем (однопівперіодних, напівкерованих). Звичайно, це доцільно за відсутності підвищених вимог до точності, швидкодії та діапазону регулювання швидкості.
2. Розширена зона переривистих струмів унаслідок порівняно малих індуктивностей трансформаторів та двигунів (особливо з дисковим ротором).
3. Використання (переважно) силових транзисторів (польових, біполярних, *IGBT*) та широтно-імпульсного способу модуляції.





4. Можливість досягнення вищих частот комутації силових ключів і, як наслідок, більших швидкодії, точності, діапазону регулювання швидкості порівняно з потужними електроприводами.
5. Застосування низьковольтних двигунів (нерідко з постійними магнітами).
6. Масогабаритні показники, швидкодія, точність, діапазон регулювання, надійність часто актуальніші, ніж енергетичні показники.
7. Можливе розміщення перетворювача з системою керування в коробці вводу двигуна (при потужності приблизно до 10 кВт).
8. Охолодження природне або повітряне примусове.
9. Силові ключі виготовляються у вигляді модулів (в тому числі багатовентильних) з гальванічно відокремленими силовими контактами та тепловідводом. Це дає змогу зменшити кількість модулів та спростити конструкцію, розташувавши їх на спільному радіаторі.
10. Переважно моноблокове компонування (за винятком багатокоординатних КЕП).

Галузеве призначення електропривода також обумовлює ряд особливостей побудови КЕП. Для ***машинобудування*** (типове таке обладнання, як верстати з числовим програмним керуванням та промислові роботи) характерні:
- висока впорядкованість технологічного процесу та обумовлена цим висока інтенсивність режимів роботи електроприводів;
- досить комфортні кліматичні умови експлуатації електрообладнання;
- уніфікованість засобів автоматизації технологічних процесів (системи числового програмного керування);
- досить невелика потужність механізмів (до кількох десятків, зрідка – до кількасот кВт);
- надзвичайно високі вимоги до діапазону регулювання швидкості, точності та швидкодії (внаслідок цього широко використовуються двигуни спеціальної конструкції – високомоментні та малоінерційні);
- можливість поділу більшості механізмів на три великих класи згідно з режимом роботи та вимогами до електропривода (механізми головного руху верстатів, механізми подач верстатів і роботів та допоміжні механізми) та існування трьох структурних варіантів КЕП відповідно;
- інтенсивне впровадження частотно-керованих КЕП (асинхронних та з вентильним двигуном), які остаточно витісняють електроприводи постійного струму;
- необхідність вмонтування КЕП (крім двигуна, звичайно) до шафи системи ЧПК і, як наслідок, підвищені вимоги до габаритних показників електропривода.

Характерні особливості ***металургії***:
- різноманітність механізмів за режимом роботи, потужністю, вимогами до електропривода та неможливість такої уніфікації структур, як для електроприводів у машинобудуванні;
- основні вимоги до багатьох електроприводів – швидкодія та стійкість до ударних навантажень, а діапазон регулювання швидкості порівняно невеликий;

- потужність головних приводів деяких прокатних станів наближається до кількох десятків МВт;
- досі велика питома вага електроприводів постійного струму;
- важкі умови експлуатації силового електрообладнання (вібрації, удари, різкозмінне навантаження, вплив високих температур тощо), що обумовлює певні особливості конструкції.

У ***транспорті*** (насамперед залізничному та міському) більшість специфічних рис обумовлена живленням тягових електроприводів від контактної мережі та складними кліматичними умовами експлуатації:

- при живленні від мережі постійного струму виключно використовуються автономні перетворювачі енергії (переривники постійної напруги з частотно-імпульсною модуляцією та автономні інвертори напруги з ШІМ);
- рекуперація енергії до мережі постійного струму не завжди можлива, що потребує обов'язкового введення вузлів динамічного гальмування;
- перехід з режиму двигуна до гальмівного та навпаки відбувається лише через вибіг (для відвернення механічних ударів у поїзді), унаслідок чого вимоги до швидкодії невисокі, отже, двокомплектні реверсивні перетворювачі не потрібні;
- при живленні від мережі змінного струму (звичайно однофазної) застосовуються однофазні мостові випрямлячі, а двигуни слід розраховувати на роботу з підвищеними пульсаціями випрямленого струму;
- експлуатація в умовах механічних вібрацій, ударів, перепадів температур, підвищеної вологості, пилу;
- нелегкі умови запуску (завжди під навантаженням);
- паралельна робота кількох двигунів на спільне навантаження та обумовлена цим проблема нерівномірності їх завантаження;
- середній діапазон потужностей поряд з досить високою напругою живлення;
- невибагливі вимоги до діапазону регулювання швидкості та точності її стабілізації.

Комплектні електроприводи найчастіше випускають у вигляді серій. КЕП, відповідної серії належать до однієї системи електропривода і відрізняються потужністю, номінальною напругою, а нерідко й структурою САР. Серія призначена звичайно для однієї або кількох галузей промисловості з близькими умовами експлуатації та вимогами до електроприводів. Завдяки випуску серій забезпечується високий рівень внутрішньосерійної (а іноді і міжсерійної) уніфікації елементної бази, структурних та схемотехнічних рішень. Крім КЕП широкого призначення, до складу деяких серій входять об'єктно-орієнтовані електроприводи, призначені до використання в конкретних механізмах (прокатних станах, металорізальних верстатах, підіймальних кранах тощо). У деяких випадках склад та структуру подібних КЕП (особливо великої потужності) обумовлюють замовники.

Ціною деякого ускладнення розробки та виготовлення комплектного електропривода досягається спрощення проектування, придбання, монтажу, налагодження та експлуатації. Завдяки цьому знижуються вимоги до кваліфікації





проектанта та експлуатаційного персоналу. Тому на сьогодні переважна більшість електроприводів випускають комплектними.

Основними параметрами КЕП слугують номінальна напруга та номінальний струм, які збігаються з номінальними вихідними напругою та струмом силового перетворювача енергії. Номінальний струм при розробці КЕП визначається з рекомендованого стандартом ряду чисел : 5, 10, 25, 50, 100, 200, 320, 400, 500, 630, 800, 1000, 1600, 2500, 3200, 4000, 5000, 6300, 8000, 10000, 12500. Комплектні електроприводи повинні зберігати свої номінальні параметри при зміні напруги живильної мережі в діапазоні +10...–15% (при живленні від мережі 0,4 кВ) та в діапазоні ±10% (при живленні від мережі 6 та 10 кВ) та при зміні частоти живлення в діапазоні ±1%.

### *1.2. Електричні двигуни регульованих електроприводів* ◆*

У регульованих електроприводах швидкість та момент найчастіше змінюються напівпровідниковим перетворювачем енергії, ввімкненим між двигуном та живильною мережею. Саме з наявності цього перетворювача та зміни швидкості й випливають особливості режиму роботи двигуна:

- зменшення ефективності охолодження самовентильованих двигунів зі зниженням швидкості та обумовлене цим зменшення допустимого навантаження;
- наявність пульсацій у вихідному струмі перетворювачів постійного струму та вищих гармонік – у струмі перетворювачів змінного струму (як наслідок – коливання моменту та нерівномірність руху, погіршення комутації колектора та зменшення перевантажної здатності, збільшення втрат в обмотках, додатковий шум та вібрації);
- збільшені темпи зміни струму та напруги під час комутації ключів та в режимі переривистого струму;
- можливість прикладання до обмоток напруг, амплітуда та частота яких перевищують номінальні рівні;
- зміна втрат, незмінних у нерегульованих електроприводах (втрат у сталі та обумовлених струмом намагнічування), зі зміною швидкості (унаслідок регулювання напруги, частоти або струму збудження);
- часті перехідні та пуско-гальмівні режими;
- можливість збільшення швидкості понад номінальну через зменшення струму збудження або збільшення частоти;
- відсутність безпосереднього впливу на двигун з боку мережі.

Не випадково, що й поставлені до двигуна регульованого електропривода вимоги специфічні. Фактично йдеться про те, що перетворювач та двигун повинні проектуватися єдиною системою. Двигуни постійного струму вже давно працюють у складі автоматизованих електроприводів і, власне, з урахуванням цього проектуються. Асинхронні ж двигуни з короткозамкненим ротором майже за всю історію існування використовувалися як нерегульовані. Через це АД загальнопромислових серій не зовсім пристосовані до роботи з регульованою швидкістю. Тому виникає необхідність розробки спеціальних підсерій або мо-

* Символ ◆ означає, що даний параграф містить розрахункові приклади.

дифікацій, а провідні електротехнічні фірми комплектують регульовані електроприводи спеціальними двигунами власного виробництва.

У процесі проектування спеціальних двигунів можна відмовитися від традиційних і надто жорстких обмежень на пусковий та мінімальний моменти, пусковий струм, коливання напруги живильної мережі, рівень номінальної напруги та її частоту. Тому стає можливим не тільки врахувати специфічні вимоги, а й у тих же габаритах отримати більші потужність, ККД та $\cos\varphi$ порівняно із загальнопромисловими двигунами.

Серед конструктивних та параметричних особливостей, характерних для спеціальних двигунів, назвемо такі:

- використання природного охолодження для малопотужних двигунів і примусового (повітряного та водяного) для більш потужних унаслідок неефективності самовентиляції;
- наявність вмонтованих датчика швидкості (якщо потрібний діапазон регулювання швидкості перевищує 20...40), термодатчика, а в разі необхідності – електромагнітного гальма;
- підвищений клас ізоляції (звичайно $F$) для збільшення надійності та зменшення габаритів;
- розширений діапазон робочих швидкостей (у тому числі з ослабленим полем);
- збільшена перевантажна здатність;
- зменшений момент інерції для більшої швидкодії;
- наявність запасу за напругою та частотою для форсування в перехідних режимах;
- збільшені допустимі темпи зміни напруги та струму;
- зменшені шум та вібрації;
- номінальний потік відповідає «коліну» кривої намагнічування (це поліпшує масогабаритні показники);
- двигуни малої та середньої потужності можуть (у деяких випадках) мати безкорпусну конструкцію (полегшує їх охолодження) та квадратну форму поперечного перерізу (дещо покращує масогабаритні показники та спрощує компонування механізму).

Для спеціальних двигунів постійного струму характерно:

- шихтовані станина та додаткові полюси для зменшення втрат у сталі, полегшення комутації, збільшення перевантажної здатності, припустимого значення $dI/dt$ та максимальної швидкості;
- дво- та триякірна конструкція двигунів надвеликої потужності (понад 10 МВт) для зменшення моменту інерції та поліпшення комутації;
- високий рівень допустимих коливань струму якоря (до 15%).

Двигуни малої та середньої потужностей внаслідок полегшених умов комутації іноді можуть навіть працювати без згладжувального дроселя в колі якоря.

Допустима швидкість зростання струму якоря для двигунів постійного струму (у номінальних струмах за секунду) залежить від конструкції двигуна (табл. 1.1).



Таблиця 1.1

Допустимі швидкості зміни похідної струму якоря

| Різновид двигуна постійного струму | $(dI/dt)_{max}$, $I_н/c$ |
|---|---|
| Без спеціальних заходів щодо поліпшення комутації | 15...30 |
| З шихтованим ярмом | 150...300 |
| З компенсаційною обмоткою та шихтованими ярмом і осердям додаткових полюсів та безкаркасними котушками останніх | 600 |
| Високомоментні двигуни з постійними магнітами | 2000 |

Збільшення зазначеного параметра не тільки полегшує режим роботи двигуна, а й збільшує швидкодію замкненого контуру струму та іноді дає змогу відмовитися від згладжувальних дроселів. За даними [14], у режимі переривистого струму при живленні двигуна від керованого випрямляча найбільші похідні струму якоря сягають 1000, а в процесі регулювання – $200 I_н/c$.

Спеціальні частотно-керовані асинхронні двигуни мають:

- нестандартну номінальну напругу, яка різниться від напруги промислової мережі (дозволяє відмовитися від силового трансформатора);
- нестандартну номінальну частоту (до 100...180 і навіть 400 Гц);
- круглий паз ротора (використання глибокого паза не тільки не потрібне – двигун працює з малим ковзанням, а й шкідливе – збільшуються втрати від вищих гармонік струму);
- зменшений індуктивний опір для зниження комутаційних перенапруг та прискорення комутації при живленні від інвертора струму;
- можливість розміщення перетворювача частоти (ПЧ) в клемній коробці двигуна (при потужності до 7...10 кВт);
- якщо треба, – дві статорні обмотки, зсунуті у просторі на 30 ел. град для живлення від окремих ПЧ з фазовим зсувом вихідних напруг також на 30 ел. град (для АД великої потужності це дає можливість використати менш потужні силові ключі та зменшити коливання моменту).

У тих випадках, коли розробник змушений застосовувати самовентильований двигун у складі регульованого електропривода, слід здійснювати його т.з. деномінацію, тобто зменшення припустимої за нагріванням потужності зі зниженням швидкості. На рис. 1.3 показано ступінь зниження припустимих струму та потужності двигуна постійного струму залежно від швидкості.

При виборі самовентильованих асинхронних частотно-керованих двигунів рекомендується використовувати коефіцієнт погіршення умов охолодження [23]:

$$\beta = \sqrt{(\omega/\omega_н) + \beta_0^2}\,, \qquad (1.1)$$

де $\beta_0$ =0,25...0,35 для захищених АД та 0,45...0,55 – для закритих.

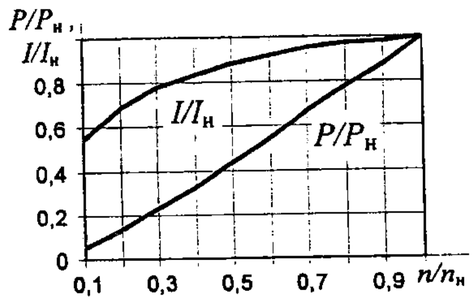



Рис. 1.3. Припустимі струм та потужність при зниженні швидкості самовентильованого ДПС

Якщо згаданий коефіцієнт розрахувати для кожного з інтервалів навантажувальної діаграми, то при використанні методу середніх втрат критерієм вибору двигуна з урахуванням погіршення вентиляції буде

$$\Delta p_{\text{сер}} = \sum_{i=1}^{n} \Delta p_i t_i \Big/ \sum_{i=1}^{n} t_i \beta_i \le \Delta p_{\text{н}}. \qquad (1.2)$$

При вентиляторному навантаженні, коли одночасно зі зниженням швидкості знижується статичний момент, можна обійтися і без деномінації [8], оскільки тепловий режим практично залишається незмінним.

◆ ***Приклад 1.1. Перевірка самовентильованого двигуна***

Перевірити за нагріванням асинхронний двигун 4А180S4 з номінальною швидкістю $\omega_{\text{н}}$=183,86 рад/с та номінальними втратами $\Delta P_{\text{н}}$= 2,44 кВт, швидкість та втрати якого змінюються за табл. 1.2.

Таблиця 1.2

Швидкість та втрати на інтервалах часу

| № інтервалу | 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|---|
| $t_i$, с | 14 | 15 | 22 | 20 |
| $\omega_i$, рад/с | 110 | 100 | 50 | 15 |
| $\Delta p_i$, кВт | 3 | 1 | 1,5 | 2,1 |
| $\beta_i$ | 0,9823 | 0,9487 | 0,7583 | 0,5895 |

Узявши коефіцієнт $\beta_0$=0,5, розрахуємо коефіцієнт погіршення умов охолодження $\beta_i$ за формулою (1.1) для кожного з інтервалів діаграми швидкості (табл. 1.2). Середні за цикл втрати

$$\Delta p_{\text{ср}} = \frac{\sum_{i=1}^{4} \Delta p_i t_i}{\sum_{i=1}^{4} t_i \beta_i} = \frac{3\cdot 14 + 1\cdot 15 + 1{,}5\cdot 22 + 2{,}1\cdot 20}{0{,}9823\cdot 14 + 0{,}9487\cdot 15 + 0{,}7583\cdot 22 + 0{,}5895\cdot 20} =$$

$$= 2{,}34 < 2{,}44 \text{ кВт}.$$

Таким чином, двигун не перегрівається і деномінація не потрібна. ◆

Якщо в електроприводі постійного струму індуктивність згладжувального дроселя недостатня, слід ураховувати додаткові втрати від пульсацій струму якоря. На рис. 1.4 наведена залежність додаткових втрат (віднесених до середніх) від відносної амплітуди коливань струму.

Під час вибору двигуна слід мати на увазі, що збільшення номінальної швидкості призводить до зменшення його габаритів та маси (рис. 1.5). Навіть необхідність використання редуктора у багатьох випадках не погіршує сумарних масогабаритних показників. Лише у високоточних механізмах (верстати з числовим програмним керуванням, роботи, слідкуючі системи), де зазори та сили сухого тертя, притаманні механічним передачам, зменшують точність регулювання, йдуть на збільшення габаритів, використовуючи безредукторний привід.

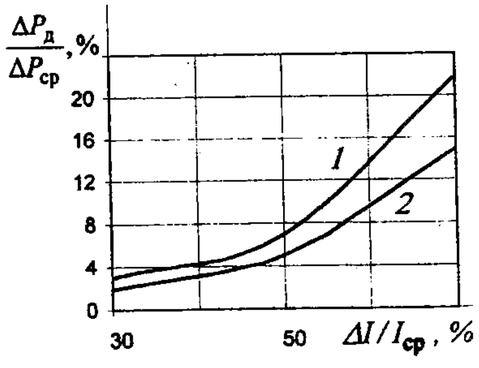



Рис. 1.4. Додаткові втрати від пульсацій струму (1 – верхня межа і 2 – нижня)





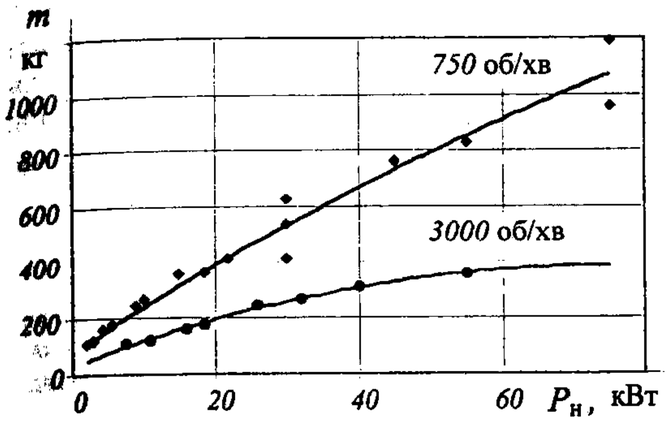



Рис. 1.5. Залежність маси ДПС серії 2ПФ різних швидкостей від номінальної потужності

Існує обмеження на максимальну потужність, яку можуть мати електричні двигуни. На рис. 1.6 лінії згори обмежують діапазон можливих потужностей залежно від номінальної швидкості двигуна.

Вибираючи систему електропривода, треба враховувати масогабаритні показники електричних двигунів. На рис. 1.7 подано залежності маси двигунів постійного струму незалежного збудження серій 4ПО (з самовентиляцією) та 4ПФ (з примусовою вентиляцією), асинхронних 4А (з самовентиляцією), вентильних 2ДВУ (з природним охолодженням і збудженням від постійних магнітів) та ВД (з примусовою вентиляцією і обмоткою збудження). Як видно, самовентильовані АД менш масивні, ніж ДПС з таким же способом охолодження. Окрім наявності колектора, це можна пояснити також тим, що в ДПС набагато більша частина втрат виділяється в роторі, теплообмін якого з навколишнім середовищем погіршений. Лише з інтенсифікацією охолодження ДПС за масогабаритними показниками наближається до АД. Використання рідкісноземельних постійних магнітів з підвищеною індукцією у вентильних двигунах 2ДВУ значно знижує їх масу та габарити навіть за умов природного охолодження. Подібна ситуація відбувається і з моментом інерції двигунів (рис. 1.8).

Ефективність використання маси та об'єму двигуна можна оцінити за допомогою такого відносного параметра, як питома потужність (відношення номінальної потужності до маси або об'єму двигуна). На рис. 1.9 зображена залежність питомої потужності від номінальної потужності двигунів з однаковою номінальною швидкістю. Як видно, зі зростанням номінальної потужності масогабаритні показники поліпшуються (одиницям маси та об'єму відповідає більша потужність). Пояснити це можна тим, що зі зростанням габаритів площа поверхні охолодження збільшується швидше за номінальний момент. Крім то-

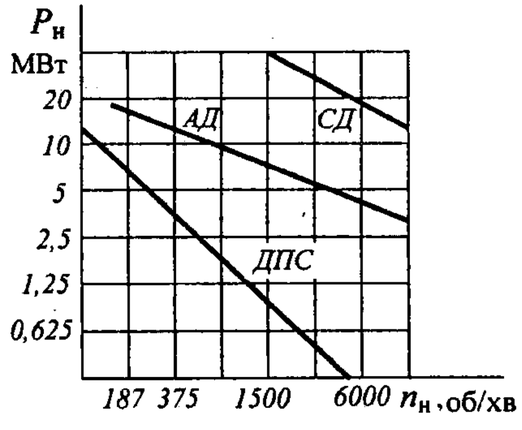



Рис. 1.6. Граничні потужності електричних двигунів

го, у більш потужних машинах конструктивні елементи, які не мають прямого відношення до процесу перетворення енергії (підшипникові щити, вал, клемна коробки, лапи, фланець тощо), складають меншу частину маси та габаритів двигуна. Слід звернути увагу на набагато кращі питомі показники асинхронних двигунів, а також двигунів з інтенсивнішим охолодженням (2ПБ – природне 2ПО – самовентиляція, 2ПФ – примусове повітряне).

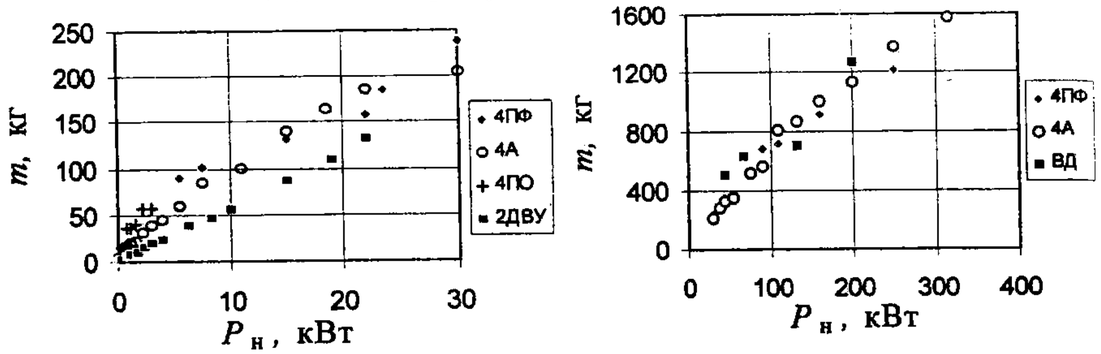



Рис. 1.7. Маса двигунів різних типів (1500 об/хв)

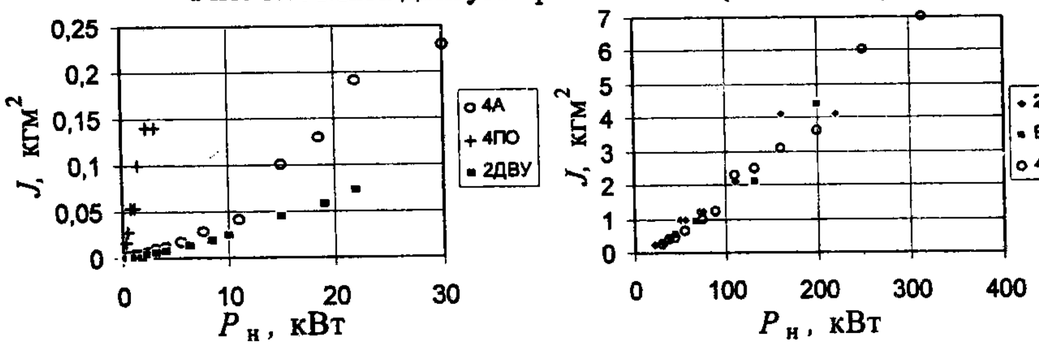



Рис. 1.8. Момент інерції двигунів різних типів (1500 об/хв)

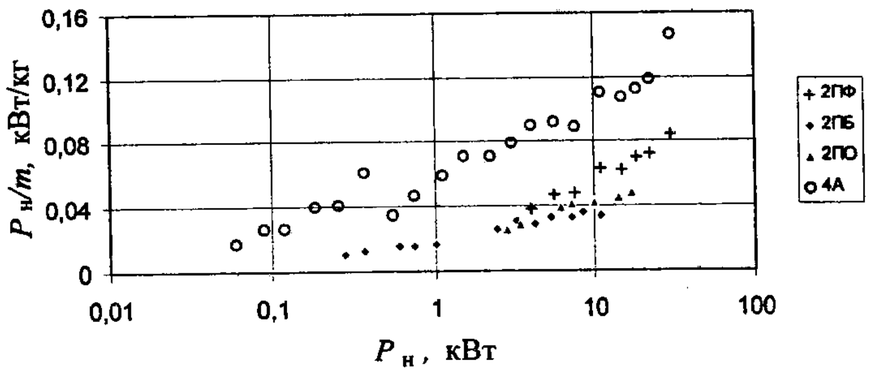



Рис. 1.9. Питома потужність двигунів (1500 об/хв)

Коефіцієнт корисної дії двигунів із збільшенням їх потужності також зростає (рис. 1.10). З інтенсифікацією ж охолодження ККД знижується, оскільки вона супроводжується зростанням струмових навантажень та втрат.





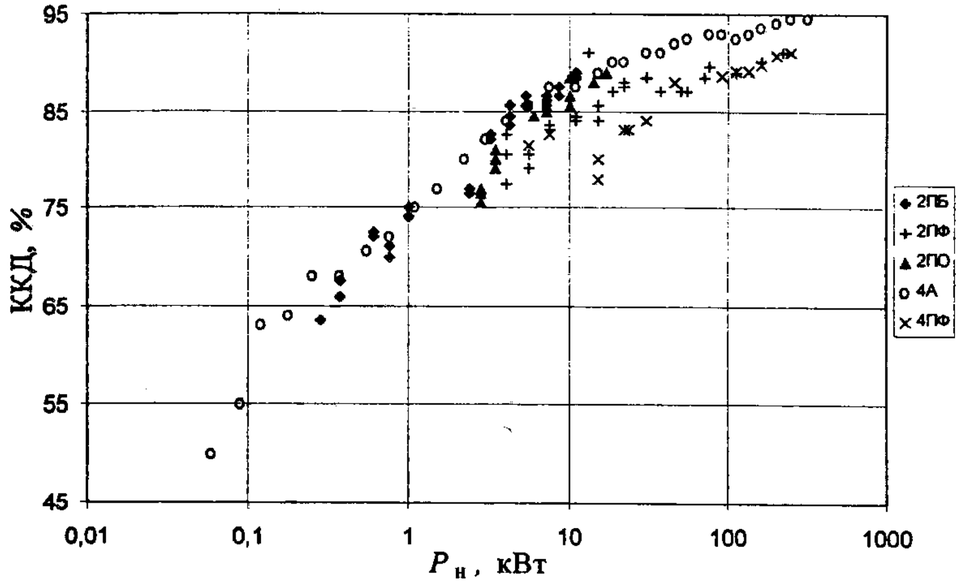



Рис. 1.10. ККД двигунів (1500 об/хв)

### 1.3. Конструктивні особливості комплектних електроприводів

За способом монтажу комплектні електроприводи та їх елементи, як і будь-які комплектні електротехнічні пристрої, поділяються на:

- **наземні** (шафа одно- та двобічного доступу або вертикальний щит заввишки понад 1200 мм) – звичайно подібну конструкцію мають силові частини та системи керування КЕП середньої та великої потужності;
- **навісні** (панелі заввишки понад 1200 мм, а ящики та блоки – до 1200 мм) – КЕП малої та середньої потужності;
- **висувні** блоки – вмонтовані у шафи та ящики функціонально закінчені вузли (регулятори, датчики, малопотужні КЕП верстатів та роботів тощо);
- **пульти** (виносні та стаціонарні) – низьковольтні захищені пристрої з розміщеними в них командними пристроями, апаратурою контролю та сигналізації.

Розміри конструктивних вузлів стандартизовані. Основний вузол – блок. Стандартизовані також ступені захисту низьковольтного (до 1000 В) електрообладнання від впливу навколишнього середовища. У позначенні ступеня захисту IP×× перша цифра (від 0 до 6) відображає ступінь захисту від дотику та попадання інородних тіл, друга (від 0 до 8) – ступінь захисту від проникнення води. Електричні двигуни мають такі ступені захисту:

- **IP00** – відкрите виконання;
- **IP23** – захищене;
- **IP31** – краплезахищене;
- **IP34** – бризкозахищене;
- **IP44** – закрите;
- **IP55** – водозахищене;
- **IP65** – пилозахищене;
- **IP68** – герметичне.

Окреме виконання – вибухозахищене, яке використовується у хімічній нафтохімічній, текстильній та вугільній промисловості. Зовнішні оболонки ви бухозахищеного електрообладнання мають підвищену міцність та спеціальн ущільнення. Призначення останніх – охолодження гарячих газів, що виникають всередині оболонки внаслідок іскрових розрядів або перегрівання ізоляції, та унеможливлення вибуху в навколишньому вибухонебезпечному середовищі.

КЕП поділяють на конструктивні (монтажні) одиниці переважно за дво ма принципами:

- за функціями (наприклад, силові шафи та шафа керування потужного елек тропривода; блоки випрямляча та інвертора перетворювача частоти);
- за механізмом (наприклад, блоки електроприводів подачі та головного руху верстата; електроприводи окремих клітей стану безперервної прокатки).

Критеріями означеного поділу є мінімум міжблокових зв'язків, зручність виготовлення, монтажу та обслуговування. Так само всередині монтажної оди ниці відбувається поділ на окремі блоки (плати СІФК, регуляторів, захисту та діагностування, вентильні блоки, блоки запобіжників тощо). До складу силови блоків можуть входити силові вентилі, RC-ланцюжки (снабери), запобіжники терморезистор (датчик температури силових вентилів або охолоджувального середовища), первинні датчики струму, синхронізувальний та імпульсні транс форматори, вентилятор. Силову частину перетворювача намагаються відокремити від системи керування з метою зменшення наведень і перешкод та спрощення обслуговування. Силові трансформатори, повітряні вимикачі, кому таційні реактори потужних електроприводів – звичайно самостійні монтажн одиниці.

У комплектних електроприводах використовують такі способи охолод ження силових перетворювачів енергії (за зростанням ефективності):

- природне (за допомогою конвекції) з коефіцієнтом теплопередачі від поверхн охолоджувача $k_т$=8...15 Вт/(м$^2$·град);
- примусове повітряне (спеціальним вентилятором на стаціонарних установках або набіжним потоком повітря на транспорті) з $k_т$=60...80 Вт/(м$^2$·град);
- рідинне заглибне (вентилі заглиблені в охолоджувальну неелектропровідну рідину та охолоджуються за допомогою конвекції);
- рідинне циркуляційне (охолоджувальна рідина, циркулюючи у замкненому контурі, омиває вентилі та охолоджується у спеціальному радіаторі) з $k_т$=200...3000 Вт/(м$^2$·град);
- випарне (охолоджувальна рідина випаровується поблизу джерела тепла та у вигляді пари переміщується герметичною порожниною до радіатора, конден сується та повертається у рідкому вигляді назад).

Природне охолодження використовують в електроприводах з номінальним струмом до 50 А, рідинне – при струмах понад 1000 А. Оскільки для напівпровідникових вентилів характерна мала теплова стала часу, система примусового охолодження повинна мати високу надійність та відповідні блокування.





### 1.4. Вибір комплектних електроприводів

Після розрахунку навантажень у ході вибору КЕП вибирають:

- систему електропривода;
- двигун;
- силовий перетворювач;
- структуру системи автоматичного регулювання.

Вихідні дані для вибору системи електропривода:

- режим роботи та характер зміни навантаження від часу та швидкості;
- необхідність реверса;
- необхідність та мета регулювання (стабілізація швидкості або співвідношення швидкостей; стабілізація технологічних параметрів – потужності, тиску, напору, натягу тощо; слідкування та позиціювання; плавний пуск та гальмування; обмеження навантажень двигуна, механічного обладнання та мережі; енергозбереження);
- якість регулювання (діапазон, швидкодія, точність);
- спосіб живлення (від мережі або автономне; рід струму, рівень напруги);
- умови експлуатації (кліматичні – температура, вологість, запиленість, наявність агресивних та вибухонебезпечних середовищ; механічні впливи – вібрації, удари);
- вимоги до надійності.

Таблиця 1.3

Порівняльні характеристики систем електропривода

| Показник | ДПС | | ПЧ-АД | | | | ТРН -АД | ПЧ-ВД | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | КВ | ШІП | АІС | АІН АМ | АІН ШМ | БПЧ | | АІН ШМ* | АІС |
| Вартість | 3 | 2 | 5 | 4 | 3 | 4 | 5 | 1 | 4 |
| Надійність | 4 | 3 | 5 | 4 | 5 | 4 | 5 | 5 | 4 |
| Потреба в технічному обслуговуванні | 3 | 3 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 4 |
| ККД | 4 | 4 | 2 | 2 | 5 | 4 | 2 | 5 | 3 |
| Безконтактність | 3 | 3 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 4 |
| Коефіцієнт потужності | 2 | 5 | 2 | 2 | 5 | 2 (3) | 2 | 5 | 3 |
| Діапазон регулювання | 4 | 5 | 3 | 3 | 5 | 5 | 2 | 5 | 3 |
| Швидкодія | 3 | 4 | 2 | 2 | 4 | 3 (5) | 3 | 5 | 2 |
| Точність | 3 | 4 | 3 | 3 | 5 | 4 | 2 | 5 | 3 |
| Гранична потужність | 4 | 3 | 5 | 4 | 3 | 5 | 5 | 3 | 5 |

* – збудження синхронної машини від постійних магнітів.

Споживчі якості найбільш поширених систем електропривода можна приблизно оцінити за допомогою табл. 1.3, де порівнюються найкращі зразки кожної системи електропривода близької потужності, здатні до роботи в чотирьох квадрантах. Показники в ній оцінені за п'ятибальною системою (не слід розуміти ці ранги надто буквально: четвірка не вдвічі краща за двійку, а просто краща за трійку та ще краща за двійку). Розглянуто керовані випрямлячі (КВ) та

безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ) з роздільним керуванням. Автономн інвертори напруги (АІН) реалізовано на цілком керованих ключах, автономн інвертори струму (АІС) та тиристорні регулятори напруги (ТРН) – на одноопе раційних тиристорах. У дужках позначено оцінки БПЧ на цілком керовани ключах.

Стосовно вибору системи електропривода остаточно вирішують після ретельного техніко-економічного обгрунтування з урахуванням параметрів кон кретного КЕП.

Перетворювач вибирають за вихідними напругою та струмом виходячи з відповідних параметрів уже вибраного двигуна:

$$U_{вих} \geq U_{дн};$$

$$I_{вих} \geq I_{дн}.$$

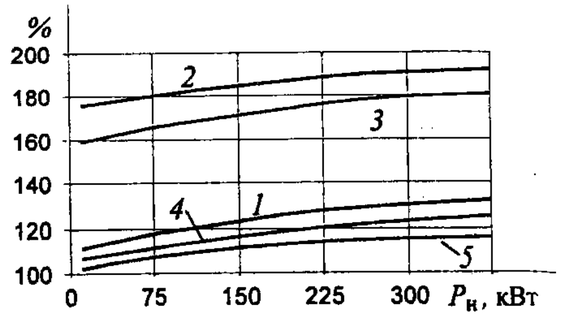



Рис. 1.11. Відносна вартість електроприводів постійного струму з різними способами реверса

Раціональний спосіб реверса в системі «керований випрямляч – двигун постійного струму» визначають насамперед за вимогами до надійності та швидкодії. Орієнтовну вартість реверсивних електроприводів відносно вартості нереверсивного можна оцінити з рис. 1.11 [14], де цифрами позначено: 1 – однокомплектний випрямляч з кон тактним реверсором у колі якоря; 2 – двокомплектний з сумісним керуванням колі якоря; 3 – те ж саме з роздільним керуванням; 4 – двокомплектний випрям ляч з роздільним керуванням у колі збудження; 5 – з контактним реверсором колі збудження.

У кожній галузі промисловості і навіть у деяких окремих групах ме ханізмів згідно з вимогами до електропривода та умовами його експлуатаці склалися свої пріоритети: так, для головних механізмів прокатних станів широ ко використовують тиристорні КЕП постійного струму та розширюється сфер застосування частотно-керованих електроприводів; у верстатобудуванні загаль новизнаний лідер серед шпиндельних електроприводів – асинхронний частотно керований електропривід з ШІМ, а серед приводів подач – вентильний двигун ШІМ; для низькошвидкісних механізмів найкращі показники мають електро приводи з БПЧ; у турбомеханізмах для енергозбереження, а також на транспорт все частіше використовують асинхронні частотно-керовані електроприводи плавність пуску та гальмування, обмеження навантажень асинхронних електро приводів, які не потребують тривалого та глибокого регулювання швидкості найпростіше забезпечуються за допомогою ТРН з фазовою модуляцією.

### *1.5. Системи захисту комплектних електроприводів*

Системи захисту КЕП забезпечують надійну експлуатацію електропри водів. Захисні заходи, реалізовані в сучасних електроприводах, поділяють на дв великих класи. До першого класу належать ті, що призначені для вимикання





КЕП або його окремих вузлів після виникнення аварійної ситуації, а до другого – такі, які запобігають її виникненню.

Ситуації, які потребують вимикання електропривода:

- перевищення струмом рівня перевантажної здатності двигуна, перетворювача в цілому або окремого напівпровідникового ключа;
- перегрівання двигуна, перетворювача або окремого ключа;
- порушення в системі охолодження силових ключів;
- обрив кола обмотки збудження двигуна або надмірне зниження струму збудження;
- обрив або неправильне чергування фаз живлення чи навантаження (останнє – для електроприводів змінного струму);
- надмірне зростання напруги кола якоря двозонного електропривода або напруги проміжного контуру перетворювача частоти з ШІМ;
- обрив зворотного зв'язку за швидкістю;
- надмірне збільшення швидкості;
- наявність великої похибки за швидкістю тривалий час;
- надмірне зниження або зникнення напруги джерела власних потреб.

При появі будь-якої аварійної ситуації забороняється робота напівпровідникового перетворювача енергії. Щонайменше здійснюється блокування системи керування перетворювачем (т.з. захист через керуючий електрод). Проте у випадках, пов'язаних з появою надмірних струмів, цього замало. Для прискорення процесу зниження струму випрямляч різким збільшенням кута керування переводиться до інверторного режиму. Цей засіб досить ефективний при зовнішніх коротких замиканнях, але під час перекидання інвертора таким способом закрити тиристори неможливо. Крім того, в потужних електроприводах навіть наприкінці першого пульсу струм може зрости до небезпечного рівня. Тому захист перетворювача можна забезпечити лише шляхом розриву контуру протікання аварійного струму. Для цього в схему перетворювача (до кіл живлення та випрямленого струму) вводять швидкодійні (т.з. струмообмежувальні) автоматичні вимикачі. Спрацьовуючи протягом 0,003...0,005 *с*, такі вимикачі розривають контур аварійного струму раніше, ніж струм встигне зрости до небажаного значення. Захист тиристорів від внутрішніх коротких замикань відбувається завдяки швидкодійним запобіжникам. У транзисторних перетворювачах використовуються захищені ключі з автономним максимально-струмовим захистом, а також спеціальні швидкодійні ключі, які розривають коло живлення перетворювача в аварійних режимах.

Чутливі елементи систем максимально-струмового захисту – це датчики струму, розглянуті в п.3.1, або магнітокеровані контакти (геркони), охоплені обмоткою, через яку протікає аварійний струм, чи розташовані поблизу шини з цим струмом.

Захист від перегрівання здійснюють за допомогою датчиків температури, вмонтованих в обмотку двигуна або в охолоджувач ключа (терморезистори, позистори, термореле тощо). Тепловий стан силового електрообладнання можна також визначити непрямим способом (рис. 1.12).

За допомогою функціонального перетворювача *ФП* обчислюється кв рат струму, а з виходу аперіодичної ланки *R1*, *C1* (її стала часу дорівнює ста часу теплових процесів) до входу повторювача *DA1* надходить сигнал, п порційний досягнутій температурі. Доки температура не перевищує допусти задану подільником *R2*, *R3*, діод відкритий і на виході схеми негативний тенціал. Перегрівання призводить до закриття діода та появи на виході позит ного потенціалу, який використовується в системі захисту. У деяких КЕП короткочасному підвищенні температури спочатку лише зменшується рів струмообмеження в САР швидкості, і тільки тривале перегрівання призвод до зупинки електропривода.

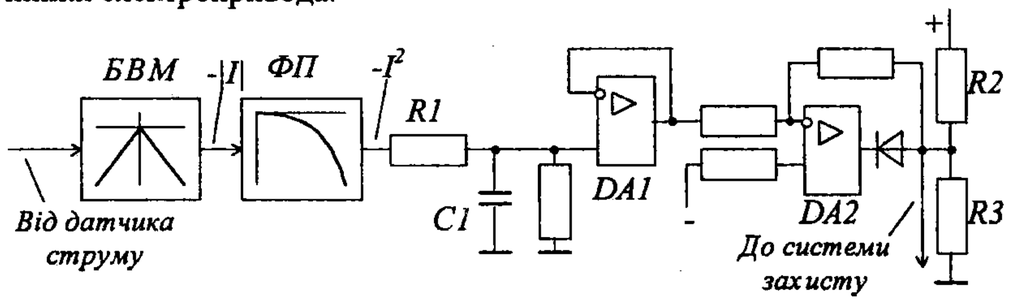



Рис. 1.12. Схема часо-струмового захисту

Обрив або неправильне чергування фаз визначається шляхом одноч ного контролю двох (іноді трьох) опорних напруг або напруг пристроїв с хронізації. На рис. 1.13 зображена схема такого захисту в електроприводі ЕП Система захисту складається з одновібратора на *D7.1*, *D7.2*, *D7.3* та триг на *D6.1*, *D6.2*, *D6.3*, *D6.4*. Контролюються напруги двох генераторів с хроімпульсів (фаз *A* та *B*) зі шпаруватістю, близькою до 0,5.

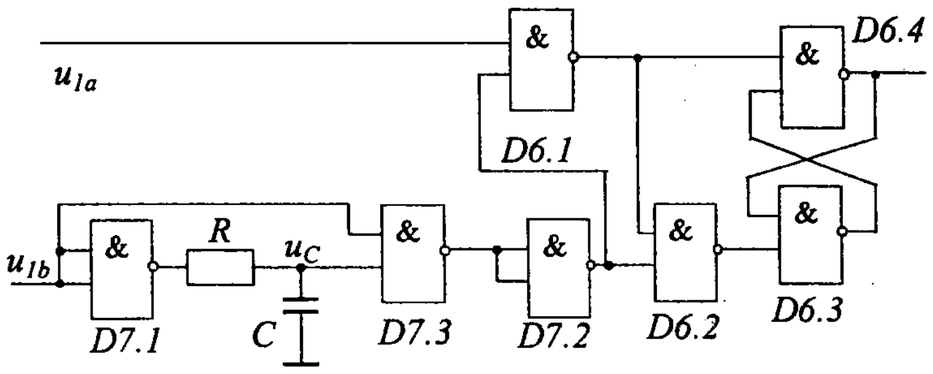



Рис. 1.13. Схема захисту від неправильного чергування фаз

Короткий одиничний імпульс (рис. 1.14) формується одновібратором переднім фронтом напруги $u_{1b}$. При правильному чергуванні фаз напруга $u_{1b}$ запізнюється відносно $u_{1a}$ на 120°, і цей імпульс надходить до входу *D6.1* т коли вже $u_{1a}=1$. Унаслідок цього на нижньому вході тригера завжди прису логічна одиниця, а на верхньому з виходу *D6.1* з'являється логічний ну Перший нульовий імпульс переводить тригер до одиничного стану, а інші ли





підтверджують його. Якщо змінюється чергування фаз, напруга $u_{1a}$ починає відставати від $u_{1b}$ і наступний одиничний імпульс на вході з'являється тоді, коли $u_{1a}=0$ (відсутній імпульс позначений на рис. 1.14 пунктиром).

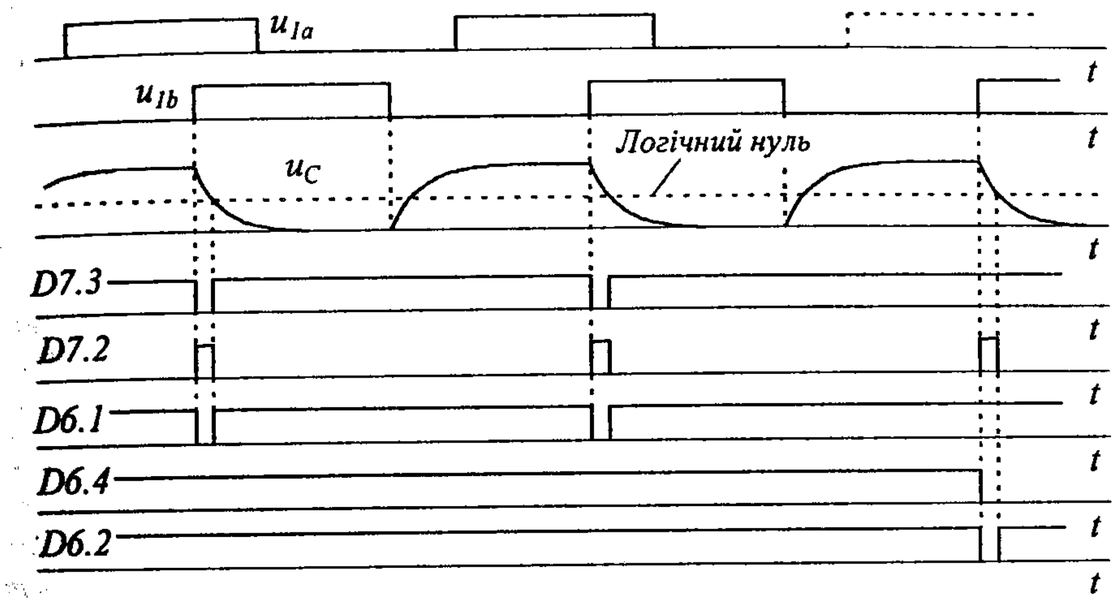



Рис. 1.14. Робота системи захисту при зміні чергування фаз

Логічна одиниця з виходу *D6.1* не знімається і до нижнього входу тригера надходить логічний нуль, який перекидає його. Цей сигнал використовують для різкого зменшення задавальної напруги на вході СІФК та переведення випрямляча на інверторний режим.

Обрив зворотного зв'язку за швидкістю спричиняє різке зростання швидкості. У системах захисту від обриву широко застосовується автоколивний генератор Віна (рис. 1.15).

За нормального режиму неінверсний вхід підсилювача через невеликий опір тахогенератора зашунтований досить великою ємністю $C_3 >> C_2$, яка запобігає виникненню в схемі автоколивань. Після обриву кола тахогенератора починаються автоколивання з частотою близько кількох кГц (рис. 1.16). Перший достатньо великий імпульс вихідної напруги призводить до перекидання тригера в системі захисту електропривода.

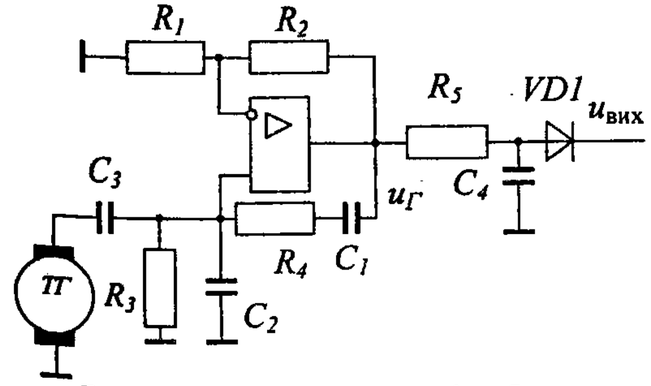



Рис. 1.15. Схема захисту від обриву зворотного зв'язку за швидкістю

Захист від перевищення максимальної швидкості та тривалого існування великої похибки за швидкістю здійснюється шляхом порівняння сигналів заданої та дійсної швидкостей з системи

автоматичного регулювання електропривода.

У комплектних електроприводах використовують також структурні та схемотехнічні заходи, які запобігають виникненню аварійних ситуацій або обмежують їх розвиток та негативні наслідки. До таких заходів належать:

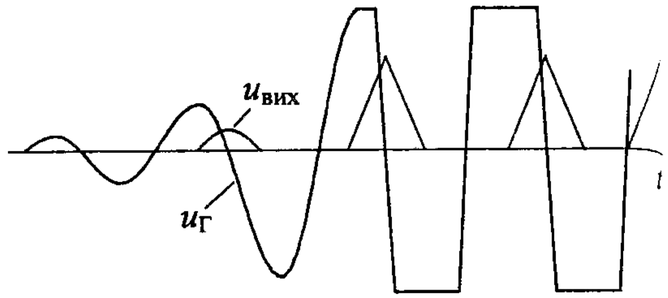



Рис. 1.16. Спрацювання захисту від обриву зворотного зв'язку за швидкістю

- обмеження струму якоря (статора), його похідної, а також мінімального зн чення струму збудження та похідних швидкості за допомогою вузлів струм обмеження та задавачів інтенсивності в складі систем автоматичного регул вання електропривода;
- обмеження темпу зростання струмів завдяки дроселям (у колі якоря та н вході переривника або АІН – для забезпечення можливості спрацювання ма симально-струмового захисту при зовнішніх коротких замиканнях та перек данні інвертора; на вході випрямляча – для обмеження комутаційних струмі послідовно з ключем в автономних інверторах – для їх захисту від пошко ження *pn*-переходу під час комутації; між вентильними комплектами реве сивних випрямлячів та безпосередніх перетворювачів частоти – для обмеже ня зрівняльних струмів та струмів короткого замикання);
- обмеження мінімальних кутів інвертування – для забезпечення надійної ком тації та запобігання прориву інвертора;
- введення безструмової паузи при реверсі струму в реверсивних випрямляч – для запобігання міжфазного короткого замикання через вентильні компле ти;
- обмеження темпу зміни напруги на ключах *RC*- та *RCVD*-ланцюгами – д запобігання їх самочинного відкриття та пробою;
- обмеження перенапружень у перетворювачах з боку живильної мережі ко денсаторними фільтрами;
- обмеження рівня напруги живлення переривників та АІН розрядними ключ ми, залежними інверторами та варисторами;
- обмеження перенапружень з боку індуктивного навантаження за допомог зворотних діодів;
- гальванічна розв'язка силових кіл та систем керування – для запобігання в ходу з ладу інтегральних мікросхем;
- контроль стану систем охолодження та запобіжників.

До складу сучасних КЕП, крім системи захисту, входить також систе діагностики, яка дає можливість оперативно визначити характер аварії та пр чину вимкнення.





### Запитання та завдання для самоконтролю

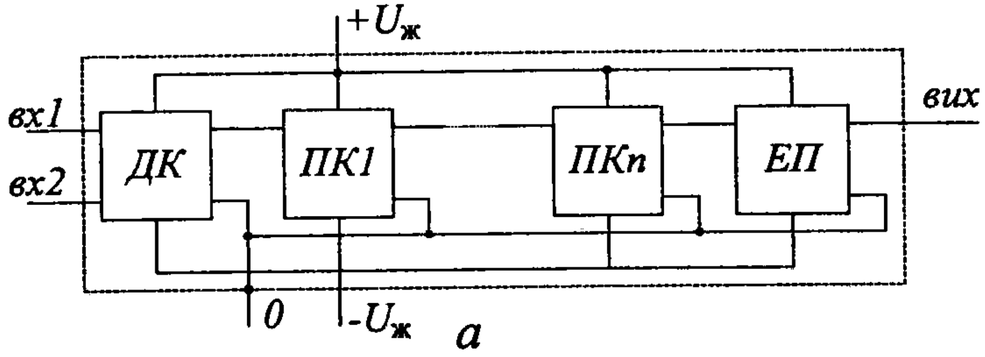
1. З яких елементів може складатися комплектний електропривід?
2. Функції КЕП.
3. Як маса КЕП залежить від його номінального струму?
4. Конструктивні особливості потужних КЕП.
5. Як відносна вартість системи керування та ККД КЕП залежать від його потужності ?
6. Окресліть сферу застосування однофазних та маловентильних схем перетворювачів енергії.
7. Порівняйте КЕП металургійної та машинобудівної галузей за умовами експлуатації та вимогами до електропривода.
8. Які способи охолодження найбільш ефективні для двигунів регульованих електроприводів?
9. З якою метою у двигунів постійного струму для регульованих електроприводів шихтована станина?
10. Чому втрати у двигуні постійного струму зростають із збільшенням коливань струму?
11. Чому припустима потужність самовентильованого двигуна зменшується із зниженням швидкості?
12. Для чого у частотно-керованих АД номінальна напруга відмітна від напруги живильної мережі?
13. В яких випадках виникає необхідність деномінації електричних двигунів?
14. Як маса двигуна залежить від його номінальних потужності та швидкості?
15. Чому двигуни постійного струму мають більший момент інерції порівняно з асинхронними та вентильними?
16. Який тип двигунів (ДПС або АД) має менші габарити, масу та момент інерції за однакових швидкості, потужності та способу охолодження?
17. В яких двигунів найбільша гранична потужність?
18. Як ККД двигунів змінюється зі збільшенням їх потужності?
19. Окресліть сферу застосування природного та рідинного охолодження в КЕП різної потужності.
20. Які системи електропривода мають найвищий коефіцієнт потужності?
21. Способи реверса тиристорного КЕП постійного струму: найбільш дешеві та найбільш дорогі.
22. За яких аварійних ситуацій вимикають електропривід?

# РОЗДІЛ 2. ФУНКЦІОНАЛЬНІ ВУЗЛИ САР

Розглянуто побудову та принцип дії вузлів, призначених для обробки інформації в системах автоматичного регулювання комплектних електроприводів. Студент ознайомиться з принципами побудови та прикладами схемотехнічних рішень, набуде навичок розрахунку синтезу найважливіших елементів САР.

## 2.1. Операційні підсилювачі та схеми їх вмикання

Операційний підсилювач (ОП) – один з найбільш розповсюджених різновидів напівпровідникових інтегральних мікросхем, в якому всі або майже всі необхідні для його функціонування елементи (транзистори, діоди, резистори, конденсатори) реалізовані в об'ємі одного кристалу кремнію. Нерідко в одному корпусі розташовано кілька ОП.



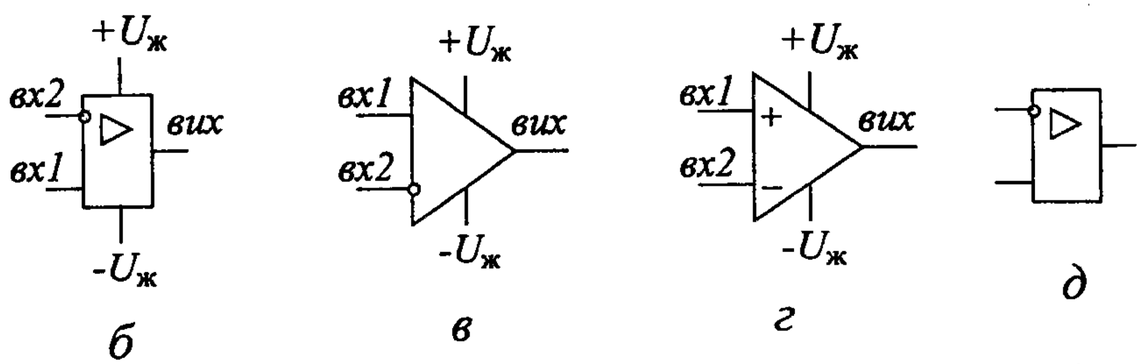




Рис. 2.1. Структура та графічні позначення операційних підсилювачів

Операційний підсилювач – завжди багатокаскадний. Структура найпростішого ОП наведена на рис. 2.1а, де ДК – диференціальний (вхідний) каскад; ЕП – емітерний повторювач (вихідний каскад); ПК1...ПКn – проміжні каскади підсилення. Завдяки вмиканню на вході диференціального каскаду ОП має два входи: прямий (неінверсний) та інверсний. Вихідний емітерний повторювач забезпечує мінімальний вихідний опір ОП. Мікросхема має, крім вхідного та вихідного, контакти для подачі двополярної напруги живлення, а також контакти з'єднаний з корпусом. Можуть також бути контакти для вмикання різних додаткових елементів з метою забезпечення оптимальних частотних характеристик.





Варіанти графічних позначень ОП на електричних схемах наведені на рис. 2.1б-г. Найчастіше зображують лише вхідні та вихідні контакти (рис. 2.1д).

Основні особливості ОП:

- надвеликий коефіцієнт передачі за напругою $k_U = dU_{вих}/dU_{вх}$ (сягає сотень тисяч);
- високий вхідний опір (до десятків МОм), завдяки чому вхідний струм ОП близький до нуля;
- малий вихідний опір (сотні Ом);
- після подачі сигналу до прямого входу вихідна напруга $U_{вих} = k_U U_{вх}$, після його подачі до інверсного входу $U_{вих} = -k_U U_{вх}$;
- після досягнення вихідною напругою рівня $U_{нас} = \pm(0{,}9...0{,}95)U_{ж}$ зростання вихідної напруги при збільшенні вхідної припиняється (ОП входить до режиму насичення).

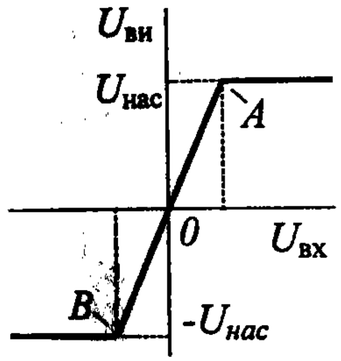



Рис. 2.2. Статична характеристика ОП

Статична характеристика ОП для прямого входу зображена на рис. 2.2. Завдяки високому коефіцієнту підсилення $k_U$ лінійна ділянка характеристики ВОА, де зберігається пропорційність між вхідною та вихідною напругами, дуже вузька (близько кількох мВ). Крім того, коефіцієнт $k_U$ не відзначається стабільністю. Тому без стабілізувальних зворотних зв'язків для підсилення сигналів ОП не використовують.

Вітчизняна промисловість випускає ОП серій К140УД, К153УД, К533УД, К574УД (позначення УД означає диференціальний або операційний підсилювач). ОП – основа елементної бази при побудові аналогової частини систем керування перетворювачами енергії, автоматизованими електроприводами та іншими об'єктами.

За допомогою схем на ОП вирішують такі завдання, як підсилення сигналів, фільтрація, перетворення форми подання інформації (перетворювачі «напруга – частота» та «частота – напруга», широтно-імпульсні модулятори, фазозміщувальні пристрої), виконують математичні операції (множення, складання, ділення, нелінійні перетворення, порівняння, інтегрування, диференціювання тощо).

### Схеми вмикання операційних підсилювачів

Під час аналізу схем вмикання ОП вважатимемо, що його коефіцієнт передачі $k_U \to \infty$. Найпростіша схема вмикання ОП без зворотних зв'язків, наведена на рис. 2.3а, отримала назву ***компаратора*** або ***нуль-органа***. Робочим режимом цієї схеми слугує режим насичення. Коли вхідна напруга $U_{вх}$ менша від напруги зміщення $U_{зм}$, поданої до інверсного входу, вихідна напруга негативна і за модулем дорівнює напрузі насичення. Якщо ж $U_{вх} > U_{зм}$, знак вихідної

напруги змінюється на протилежний. За допомогою $U_{зм}$ можна регулювати поріг перемикання компаратора. На рис. 2.3б наведені статичні характеристики компаратора. Лінія 1 відповідає нульовому зміщенню, лінія 2 – позитивному, а 3 – негативному. У разі подачі вхідної напруги до

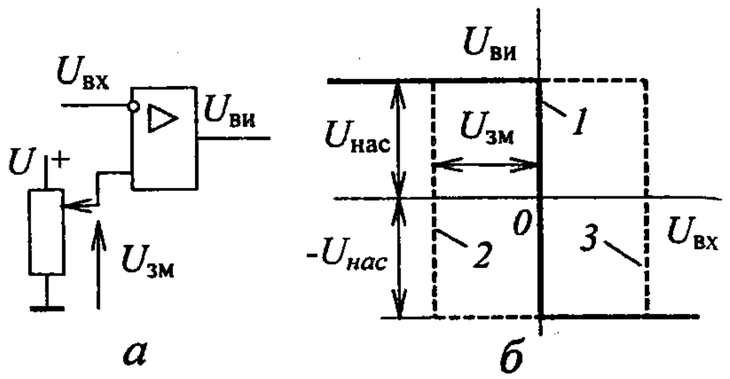



Рис. 2.3. Компаратор (нуль-орган)

***прямого входу***, а зміщення – до ***інверсного*** статичні характеристики дзеркальн відображуються відносно осі абсцис. Компаратори за схемою рис. 2.3а викори стовують як індикатори знака або порогові елементи в різноманітних логічни схемах (логічних перемикальних пристроях реверсивних випрямлячів, релейни регуляторах, системах захисту тощо).

***Неінвертувальний підсилювач*** з негативним зворотним зв'язком зобр жений на рис. 2.4. Вихідна напруга схеми визначається алгебраїчною сумою н пруг на входах ОП та спадом напруги від струму навантаження ОП (тобто сп дом напруги у його вихідному каскаді):

$$U_{вих} = k_U(U_{вх+} - U_{вх-}) - I_н R_{вих}, \qquad (2.1$$

де $R_{вих}$ – вихідний опір ОП (вихідного каскаду); $I_н$ – струм навантаження ОП.

До інверсного входу через подільник $R_0$, $R_1$ подано напругу зворотног зв'язку з виходу підсилювача:

$$U_{вх-} = U_{зз} = U_{вих} R_1/(R_0 + R_1).$$

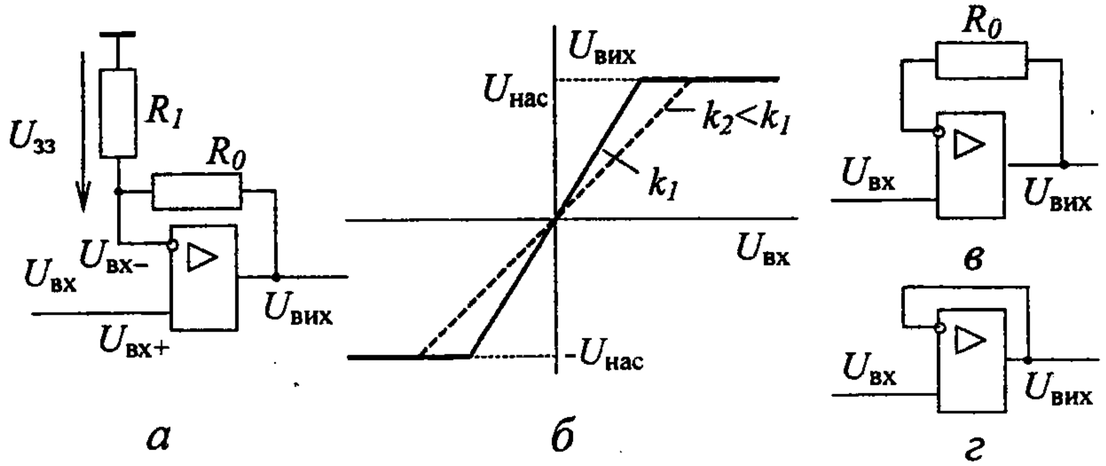



Рис. 2.4. Неінвертувальний підсилювач

Підставивши останній вираз до формули (2.1), при $k_U \to \infty$ отримаємо

$$U_{вих} = \frac{U_{вх}}{\frac{R_1}{R_1+R_0} + \frac{1}{k_U}} - \frac{I_н R_{вих}}{1 + \frac{R_1 k_U}{R_1+R_0}} \approx U_{вх}\frac{R_1+R_0}{R_1}. \qquad (2.2)$$





Таким чином, коефіцієнт передачі неінвертувального підсилювача $k = (R_1 + R_0)\ R_1$ визначається тільки співвідношенням опорів $R_0$, $R_1$ і не залежить від коефіцієнта підсилення самого ОП. Статичні характеристики неінвертувального підсилювача для різних коефіцієнтів передачі наведені на рис. 2.4б. Лінійна частина, на якій зберігається пропорційність між вхідною та вихідною напругами, набагато ширша, ніж без негативного зворотного зв'язку (щоправда ціною зменшення коефіцієнта передачі).

Введення негативного зворотного зв'язку за вихідною напругою ($R_0 < \infty$) призводить, як видно з виразу (2.2), до зниження еквівалентного вихідного опору схеми

$$R_{вих.е} = \frac{R_{вих}}{1 + R_1 k_U/(R_1+R_0)} << R_{вих}$$

та стабілізації її вихідної напруги при зміні навантаження (тобто вхідного опору приймача сигналу підсилювача). Завдяки негативному зворотному зв'язку підсилювач, отже, за своїми властивостями наближається до ідеального джерела напруги з дуже малим вихідним опором. Надалі вихідний опір схем з негативним зворотним зв'язком не враховуватимемо.

Ще один наслідок введення негативного зворотного зв'язку – збільшення еквівалентного вхідного опору схеми, яке після простих перетворень визначається як

$$R_{вх.е} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх}}{U_{вх+} - U_{вх-}} R_{вх} = \left(\frac{R_1 k_U}{R_1+R_0} + 1\right) R_{вх} >> R_{вх},$$

де $I_{вх} = (U_{вх+} - U_{вх-})/R_{вх}$ – вхідний струм ОП (між його входами); $R_{вх}$ – вхідний опір самого ОП.

Висновок: ОП з негативним зворотним зв'язком набуває властивостей ідеального приймача сигналу, оскільки практично не споживає струм від його джерела.

Якщо напруга зворотного зв'язку подається до входу ОП без подільника ($R_1 = \infty$), схема рис. 2.4 а перетворюється на схему ***повторювача*** (рис. 2.4в), коефіцієнт передачі якого згідно з (2.2) дорівнює одиниці. Опір у каналі зворотного зв'язку взагалі може бути відсутнім (рис. 2.4г). Схеми рис. 2.4 часто використовують для узгодження джерела сигналу з великим внутрішнім опором та низькоомного приймача.

Якщо вхідну напругу разом з напругою зворотного зв'язку подавати до інверсного входу, матимемо ***інвертувальний підсилювач*** з негативним зворотним зв'язком (рис. 2.5а).

Оскільки прямий вхід заземлений, різниця потенціалів між входами ОП буде:

$$\Delta U_{вх} = U_{вх+} - U_{вх-} = -U_{вх-} = U_{вих}/k_U \to 0.$$

У зв'язку з тим, що потенціал інверсного входу близький до нуля, струми через резистори $R_0$, $R_1$ визначаються як

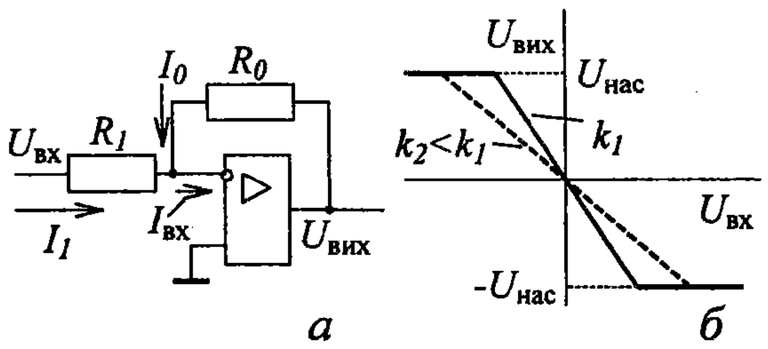
$$I_1 = U_{вх}/R_1;\ I_0 = U_{вих}/R_0. \qquad (2.3)$$

Через те, що вхідний опір підсилювача з негативним зворотним зв'язко наближається до нескінченності, вхідний струм ОП

$$I_{вх} = I_1 + I_0 \to 0 \qquad (2.4)$$

близький до нуля. Тому з (2.3) та (2.4) матимемо

$$U_{вих} = -U_{вх} R_0/R_1.$$




*а* *б*

Рис. 2.5. Інвертувальний підсилювач

Співвідношення (2.3 (2.4) дуже важливі дл аналізу і більш складних схе на ОП з негативним зворо ним зв'язком.

Статичні характер стики інвертувального підси лювача з різними коефіц єнтами передачі $k = R_0/R$ наведені на рис. 2.5 б. Яки $R_1 = R_0$, отримаємо інвертор з одиничним к ефіцієнтом передачі.

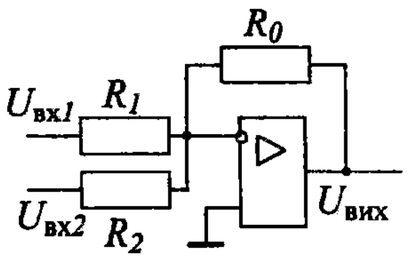



Рис. 2.6. Схема суматора

Схема рис. 2.5а – найбільш поширена схем вмикання ОП.

Якщо до входу інвертувального підсилюва подано дві або кілька напруг, матимемо схему сум тора (рис. 2.6). Його вихідну напругу можна знайт за принципом суперпозиції як величину, пропорці ну зваженій сумі вхідних:

$$U_{вих} = -\left(U_{вх1}\frac{R_0}{R_1} + U_{вх2}\frac{R_0}{R_2}\right).$$

Зазначену схему використовують як суматор напруг, вимірювач неп годження або пропорційний регулятор у системах автоматичного регулювання

У ***диференціальному підсилювачі*** (рис. 2.7а) вхідні напруги подані д різних входів ОП. Знайдемо вихідну напругу, використовуючи принцип супер позиції. Вихідна напруга буде сумою часткових вихідних напруг $U_{вих1}$ $U_{вих2}$, що стало результатом впливу відповідно першої та другої вхідних н пруг.

Нехай $U_{вх2} = 0$ (другий вхід заземлено). У цьому разі отримаємо схем інвертувального підсилювача (рис. 2.7б) з вихідною напругою:

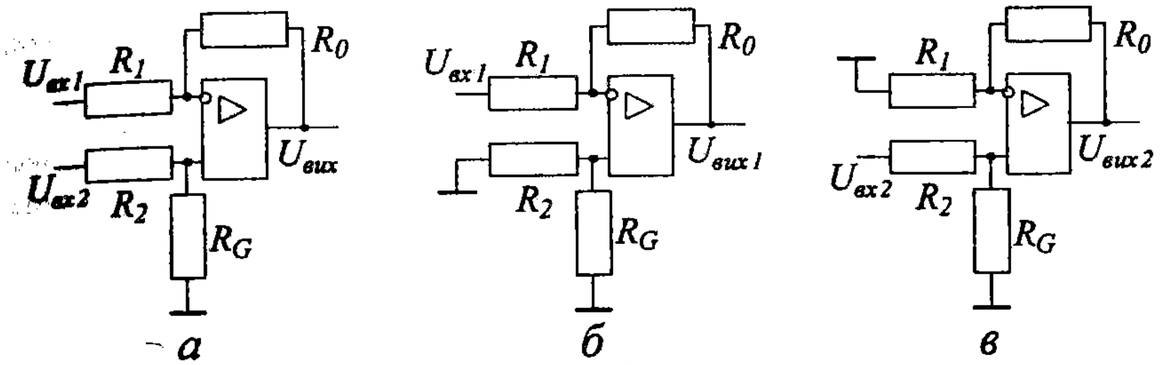
$$U_{вих1} = -U_{вх1} R_0/R_1.$$

Якщо заземлений перший вхід ($U_{вх1} = 0$), то схема буде неінверт вальним підсилювачем з подільником $R_2$, $R_G$ на вході. Його вихідна напруга





$$U_{вих2} = U_{вх2}\frac{R_G}{R_2 + R_G}\frac{R_1 + R_0}{R_1}.$$




*а* *б* *в*

Рис. 2.7. Схема диференціального підсилювача

Сумарна вихідна напруга

$$U_{вих} = U_{вих1} + U_{вих2} = U_{вх2}\frac{R_G}{R_2 + R_G}\frac{R_1 + R_0}{R_1} - U_{вх1}\frac{R_0}{R_1}.$$

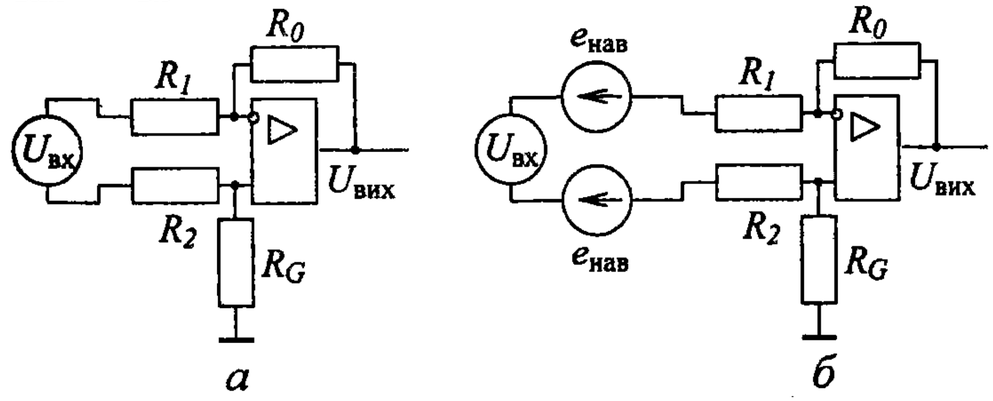
Якщо $R_1 = R_2 = R$, а $R_0 = R_G = mR$, то

$$U_{вих} = (U_{вх2} - U_{вх1})m, \qquad (2.5)$$

де $m$ – диференціальний коефіцієнт підсилення.

Широко використовуваний варіант диференціального підсилювача зображений на рис. 2.8а. Тут джерело вхідної напруги обома своїми контактами ввімкнено до входів ОП. Вихідна напруга

$$U_{вих} = U_{вх} m.$$




*а* *б*

Рис. 2.8. Диференціальний підсилювач з одним вхідним сигналом

Якщо джерело вхідного сигналу розташоване далеко від підсилювача, то наведення, що виникають в обох провідниках, які з'єднують джерело та підсилювач, синфазні та взаємно знищуються (рис. 2.8б). Тому схему рис. 2.8а часто використовують при дистанційних вимірюваннях, а також у каналах тих зворотних зв'язків, первинні датчики яких розміщені не на тих платах або блоках, де розташований регулятор.

На рис. 2.9а зображений підсилювач з позитивним зворотним зв'язком або ***компаратор з петлею гістерезису***. Рівняння, яке пов'язує вихідну напругу

з вхідною, можна отримати так само, як і для схеми рис. 2.4б. З урахуванням того, що сигнал зворотного зв'язку подається до прямого входу, матимемо

$$U_{вих} = \frac{U_{вх}}{\frac{1}{k_U} - \frac{R_G}{R_G + R_0}}.$$

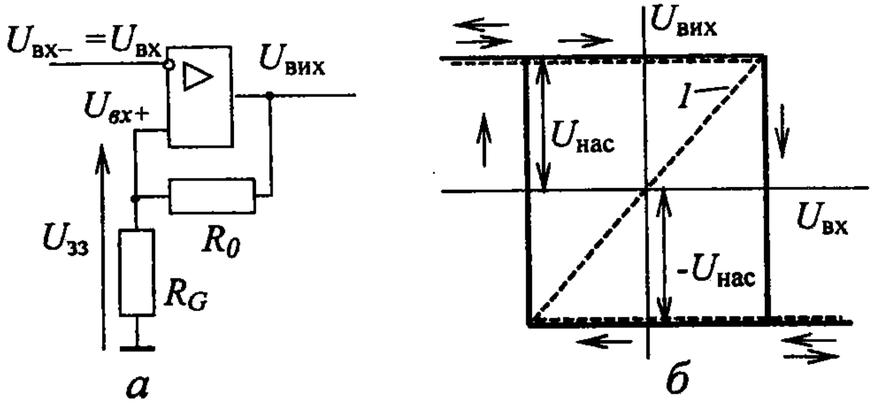



Рис. 2.9. Компаратор з петлею гістерезису

За умови достатньо глибокого позитивного зв'язку $\frac{R_G}{R_G + R_0} > \frac{1}{k_U}$ схема має Z-подібну статичну характеристику (лінія 1 на рис. 2.9б) і набуває вла стивості «запам'ятовувати» свій попередній стан. Нехай спочатку $U_{вх} < 0$, ОП насичений з позитивною вихідною напругою. Навіть при досить велики позитивних вхідних напругах, менших, проте, напруги на прямому вході

$$U_{вх} < U_{зз} = U_{нас} \frac{R_G}{R_G + R_0} = \Delta$$

завдяки тому, що $U_{вх-} < U_{вх+}$, вихідна напруга не зміниться. Тільки після пе ревищення вхідним сигналом напруги зворотного зв'язку відбудеться стрибко подібне перенасичення ОП, причому тепер негативний сигнал зворотног зв'язку сприятиме збереженню нового стану схеми. Тому вихідна напруга буд знову позитивною лише при негативному вхідному сигналі, коли він за модуле перевищить Δ. Таким чином, статична характеристика схеми рис. 2.9а ма гістерезис, а сама схема – лише два усталених стани (негативне та позитивне на сичення).

Оскільки аналізована схема працює стабільніше в умовах високочасто них перешкод у вхідному сигналі, її часто використовують замість схем рис. 2.3. На рис. 2.10 вхідна напруга, крім корисної складової $U_{кор}$, містить ви сокочастотні перешкоди. Унаслідок цього при використанні схеми ха гістерезису на виході спостерігаються перемикання після кожної зміни знаку вхідного сигналу (лінія 1). Компаратор з гістерезисом (його ширина не мен амплітуди перешкод) перемикається тільки в моменти, близькі до моментів п реходу через нуль корисної складової (лінія 2 на рис. 2.10), ось чому т.з. «бря





котіння» відсутнє. За тієї ж причини подібні компаратори використовують як релейні регулятори, частота перемикання яких визначається шириною петлі гістерезису.

***Способи регулювання*** коефіцієнта передачі інвертувальних підсилювачів наведені на рис. 2.11. Принцип регулювання в схемі рис. 2.11а досить очевидний, а в схемі рис. 2.11б вихідна напруга

$$U_{вих} = -U_{вх} \frac{R''}{R'}.$$

У схемі рис. 2.11в регулюється рівень напруги зворотного зв'язку $U_{зз}$, яка подається до інверсного входу. Використавши спосіб схеми рис. 2.5, але з урахуванням того, що

$$I_0 = \frac{U_{зз}}{R_0} = \frac{U_{вих} R''}{R_0 (R' + R'')},$$

отримаємо вираз для вихідної напруги

$$U_{вих} = -U_{вх} \frac{R_0}{R_1} \frac{R' + R''}{R''}.$$

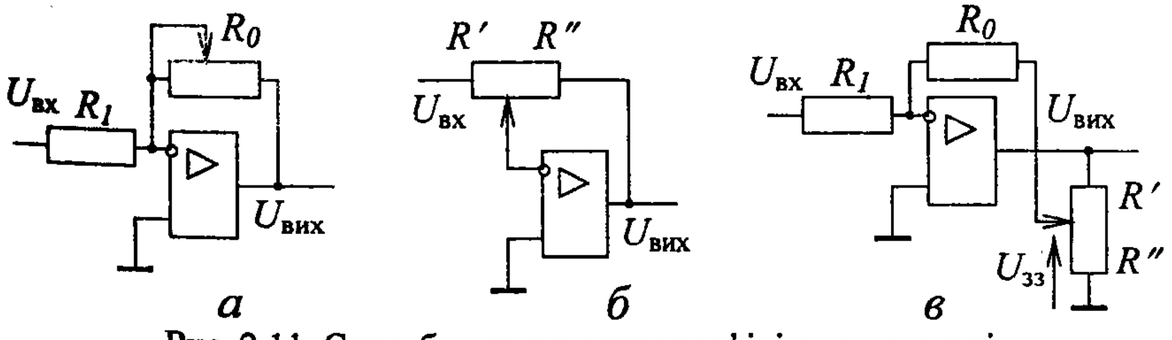



Рис. 2.11. Способи регулювання коефіцієнта передачі

### 2.2. Функціональні перетворювачі ◆

Функціональні перетворювачі (ФП) завдяки нелінійності своїх статичних характеристик здійснюють певне функціональне перетворення вхідного сигналу. Ці схеми набувають нелінійних властивостей завдяки наявності діодно-резистивних ланцюгів.

***Функціональний перетворювач з нелінійним вхідним опором*** зображений на рис. 2.12а. Полярність напруг зміщення $U_{зм}$ така, що за малої вхідної

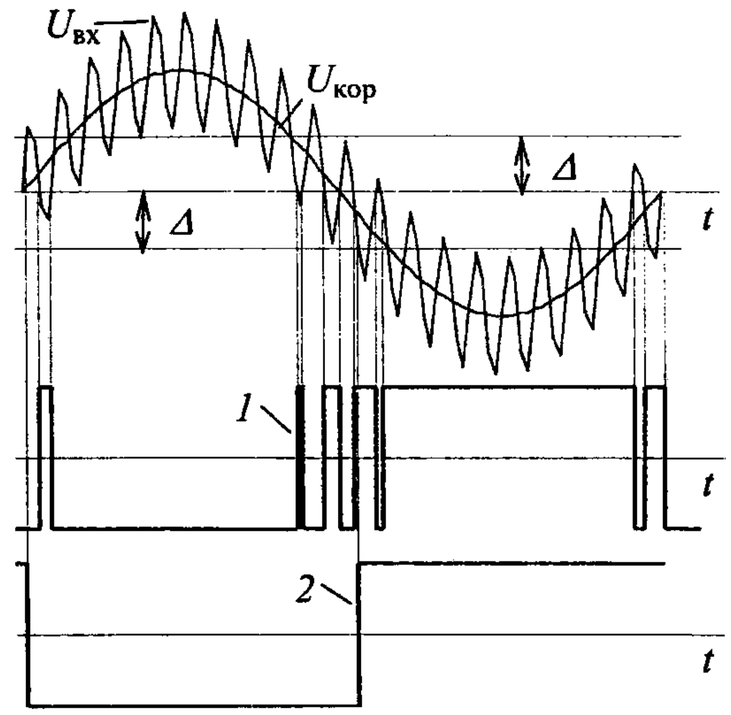



Рис. 2.10. До порівняння компараторів

напруги діоди закриті напругами зміщення через резистори $R_6 \dots R_9$. При ц
му коефіцієнт передачі $k_1 = -R_0 / R_1$ (відрізок $AA'$ на рис. 2.12б).

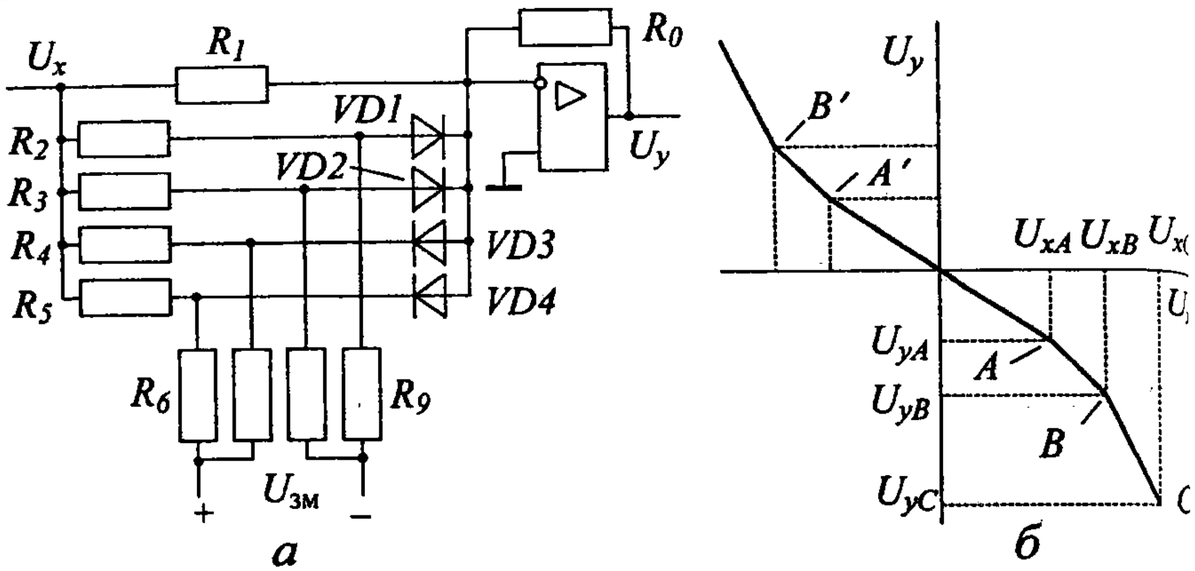



Рис. 2.12. Функціональний перетворювач з нелінійним вхідним опором

Якщо вхідна напруга позитивна та більша від $U_{xA} = U_{зм} \frac{R_2}{R_9}$, то ді
*VD1* відкривається, умикаючи резистор $R_2$ паралельно $R_1$ та збільшуючи т
самим коефіцієнт передачі схеми. Тоді

$$U_y = -U_x R_0 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + U_{зм} \frac{R_0}{R_9}$$

(відрізок $AB$ на рис. 2.12б).

З подальшим зростанням вхідної напруги $\left( U_x > U_{xB} = U_{зм} \frac{R}{R} \right.$
відкривається діод *VD2* і відбувається наступний злам статичної характерис
ки. При цьому вихідна напруга

$$U_y = -U_x R_0 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + U_{зм} R_0 \left( \frac{1}{R_9} + \frac{1}{R_8} \right).$$

Діоди *VD3* та *VD4* забезпечують нелінійність характеристики при не
тивних вхідних напругах. Збільшуючи кількість *RVD*-ланцюгів, можна досят
необхідної плавності характеристики.

При синтезі ФП потрібна статична характеристика завжди відома. Роз
хунки виконують за координатами її вузлових точок та діапазоном зміни вхід
напруги. Один з опорів (наприклад, $R_0$) звичайно задають.

Кількість вузлових точок дорівнює кількості діодів у схемі. Їх розта
вання (точки А, В на рис. 2.12б) вибирають таким, щоб максимально врахув





нелінійність статичної характеристики. Напруга зміщення повинна бути більшою від найбільшої вхідної напруги.

Способи знаходження коефіцієнтів підсилення та опорів для кожного з відрізків характеристики.

- Відрізок $0A$:

$$k_1 = \frac{U_{yA}}{U_{xA}} = -\frac{R_0}{R_{вх1}}; \; R_{вх1} = R_1 = -\frac{R_0}{k_1}.$$

- Відрізок $AB$:

$$k_2 = \frac{U_{yB} - U_{yA}}{U_{xB} - U_{xA}} = -\frac{R_0}{R_{вх2}}; \; R_{вх2} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = -\frac{R_0}{k_2};$$

$$R_2 = \frac{1}{1/R_{вх2} - 1/R_1}; \; R_9 = R_2 \frac{U_{зм}}{U_{xA}}.$$

- Відрізок $BC$:

$$k_3 = \frac{U_{yC} - U_{yB}}{U_{xC} - U_{xB}} = -\frac{R_0}{R_{вх3}}; \; R_{вх3} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = -\frac{R_0}{k_3};$$

$$R_3 = \frac{1}{1/R_{вх3} - 1/R_{вх2}}; \; R_8 = R_3 \frac{U_{зм}}{U_{xB}}.$$

Щоб згадана характеристика була симетричною відносно початку координат, $R_4 = R_2$, $R_5 = R_3$, $R_6 = R_8$, $R_7 = R_9$.

Якщо в схемі рис. 2.12а змінити полярність напруг зміщення, то при малих вхідних сигналах усі діоди будуть відкриті, а коефіцієнт передачі максимальним. Через подальше зростання вхідної напруги діоди поступово закриються, а коефіцієнт передачі зменшиться. Характеристика матиме вигляд, зображений на рис. 2.13б.

***Функціональний перетворювач з нелінійним опором зворотного зв'язку*** має схему рис. 2.13а. Принцип його дії також полягає в черговому відкритті діодів та зміні сумарного опору, але тепер у каналі зворотного зв'язку ОП. Наступний діод відкриється тоді, коли потенціал катода стане негативнішим за потенціал анода (див. схему заміщення рис. 2.14), тобто $|U_y| > U_{зм} R_2/(R_2 + R_9)$. Статична характеристика цього ФП – також ламана лінія, але протилежної опуклості (рис. 2.13б), оскільки з відкриттям кожного діода коефіцієнт передачі схеми зменшується.

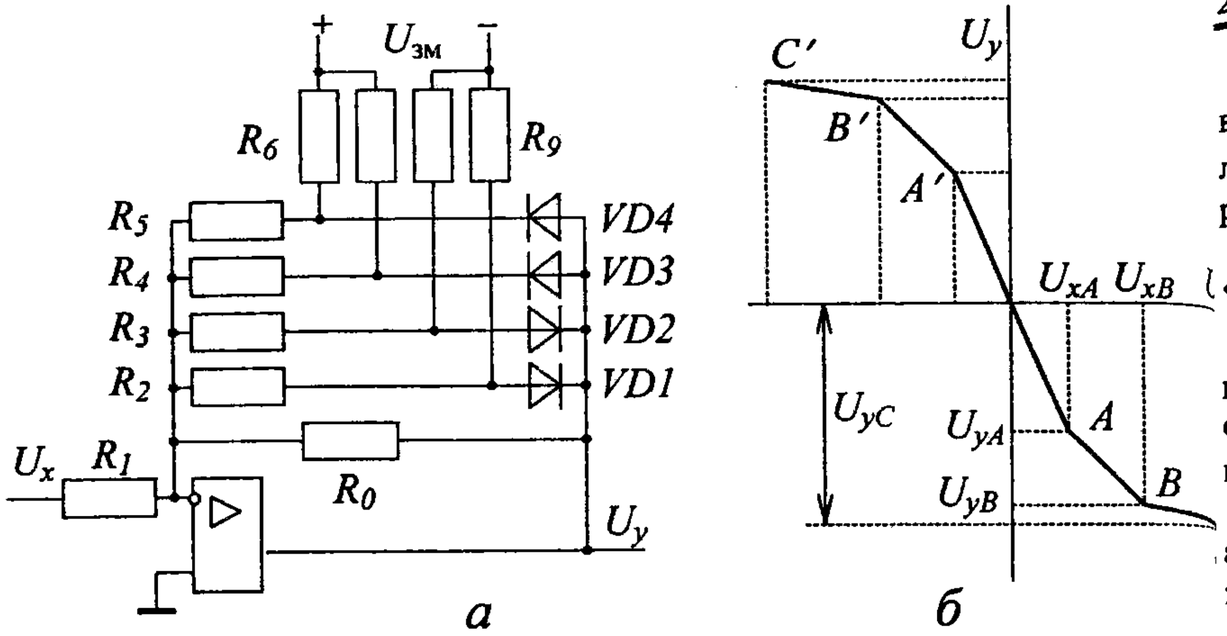



Рис. 2.13. Функціональний перетворювач з нелінійним опором зворотної зв'язку

При синтезі такого ФП напругу зміщення слід вибирати більшою за найбільшу вихідну напругу. Опором резистора $R_1$ зручно задаватися. Коефіцієнти підсилення та опори для кожного з відрізків характеристики знаходять так.

- Відрізок $0A$:

$$k_1 = \frac{U_{yA}}{U_{xA}} = -\frac{R_{зв1}}{R_1}; R_{зв1} = R_0 = -k_1 R_1.$$

- Відрізок $AB$:

$$k_2 = \frac{U_{yB} - U_{yA}}{U_{xB} - U_{xA}} = -\frac{R_{зв2}}{R_1};$$

$$R_{зв2} = -k_2 R_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_2}};$$

$$R_2 = \frac{1}{1/R_{зв2} - 1/R_{зв1}}; R_9 = \frac{U_{зм} R_2}{|U_{yA}|} - R_2.$$

- Відрізок $BC$:

$$k_3 = \frac{U_{yC} - U_{yB}}{U_{xC} - U_{xB}} = -\frac{R_{зв3}}{R_1}; R_{зв3} = -k_3 R_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}};$$

$$R_3 = \frac{1}{1/R_{зв3} - 1/R_{зв2}}; R_8 = \frac{U_{зм} R_3}{|U_{yB}|} - R_3.$$

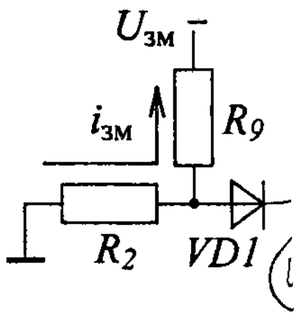



Рис. 2.14. Схема заміщення





Як і в попередньому ФП, для забезпечення симетрії характеристики відносно початку координат $R_4 = R_2$, $R_5 = R_3$, $R_6 = R_8$, $R_7 = R_9$. Зміна полярності напруг зміщення надає статичній характеристиці форму, зображену на рис. 2.12б.

◆ ***Приклад 2.1. Розрахунок ФП за схемою рис. 2.13.***

Регулювальна характеристика (РХ) керованого випрямляча $U_d = f(U_к)$ в зоні переривистих струмів зображена на рис. 2.15а. Розрахувати параметри ФП, увімкнутого на вході СІФК, який компенсує нелінійність цієї характеристики. Напруга зміщення 15 В.

Розташуємо точки А та В на регулювальній характеристиці таким чином, аби максимально врахувати її нелінійність (щоб жодні три сусідні точки не лежали на одній прямій). Координати точок зведені до табл.2.1.

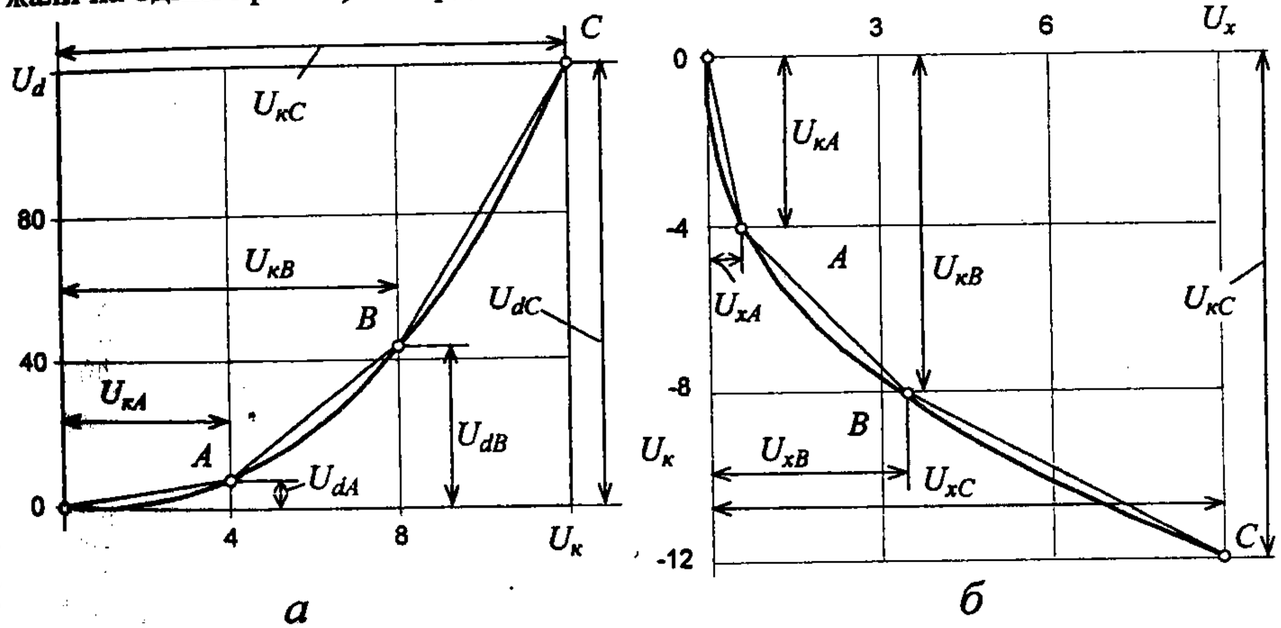



Рис. 2.15. Регулювальна характеристика випрямляча та статична характеристика функціонального перетворювача

Таблиця 2.1

| | O | A | B | C |
|---|---|---|---|---|
| $U_d$, В | 0 | 7,7 | 43,5 | 120 |
| $U_к$, В | 0 | 4 | 8 | 12 |
| $U_x$, В | 0 | –0,58 | –3,26 | –9 |

Статична характеристика ФП повинна мати зворотний характер відносно РХ випрямляча. Для цього абсциси $U_x$ відповідних точок характеристики ФП мають повторювати у вибраному масштабі ординати $U_d$ РХ. Виберемо масштаб таким, щоб максимальна вхідна напруга ФП не перевищувала 9 В ($m$=120/9=13,33). Розраховані абсциси зведені до табл. 2.1, а статичною характеристикою ФП буде ламана АВС на рис. 2.15б.

За координатами точок А, В, С розрахуємо коефіцієнти передачі на трьох відрізках ламаної:

$$k_1 = \frac{U_{кA}}{U_{xA}} = \frac{4}{-0{,}58} = -6{,}9;$$

$$k_2 = \frac{U_{кB} - U_{кA}}{U_{xB} - U_{xA}} = \frac{8-4}{-3{,}26-(-0{,}58)} = -1{,}49;$$

$$k_3 = \frac{U_{кC} - U_{кB}}{U_{xC} - U_{xB}} = \frac{12-8}{-9-(-3{,}26)} = -0{,}7.$$

Візьмемо $R_0 = 100$ кОм. Тоді еквівалентні опори каналу зворотно зв'язку на відрізках ОА, АВ, ВС будуть:

$R_{зв1} = R_0 = 100$ кОм;

$R_{зв2} = -k_2 R_1 = -(-1{,}49)14{,}5 = 21{,}6$ кОм;

$R_{зв3} = -k_3 R_1 = -(-0{,}7)14{,}5 = 10{,}15$ кОм.

Виходячи з цього

$R_1 = -R_0/k_1 = -100/(-6{,}9) = 14{,}5$ кОм;

$$R_4 = R_2 = \frac{1}{1/R_{зв2} - 1/R_{зв1}} = \frac{1}{1/21{,}6 - 1/100} = 17{,}76 \text{ кОм};$$

$$R_5 = R_3 = \frac{1}{1/R_{зв3} - 1/R_{зв2}} = \frac{1}{1/10{,}15 - 1/21{,}6} = 19{,}15 \text{ кОм}.$$

Опори в каналах зміщення:

$$R_7 = R_9 = \frac{U_{зм}R_2}{|U_{кA}|} - R_2 = \frac{15 \cdot 17{,}76}{4} - 17{,}76 = 48{,}84 \text{ кОм};$$

$$R_6 = R_8 = \frac{U_{зм}R_3}{|U_{кB}|} - R_3 = \frac{15 \cdot 19{,}15}{8} - 19{,}15 = 16{,}76 \text{ кОм}.$$

Для точності слід збільшувати кількість точок злому на статичній характеристиці. ◆

Серед ФП з нелінійним опором зворотного зв'язку є такі, в яких напру зміщення в явному вигляді відсутня (рис. 2.16). Її роль виконує спад напруги діоді.

Коли вихідна напруга настільки мала, що не здатна відкрити діод, оп зворотного зв'язку складається з послідовно з'єднаних резисторів $R_2$ та $R$ Якщо вихідна напруга негативна, то її збільшення до рівня

$$U_{yA} = \Delta U \frac{R_0 + R_2}{R_2} \qquad (2.6$$

призводить до зростання спаду напруги на резисторі $R_2$, відкриття діода $VD1$ вмикання паралельно $R_2$ резистора $R_3$ і зменшення коефіцієнта передачі.

Якщо зростання напруги триває, відкривається $VD2$, шунтуються обид резистори і в каналі зворотного зв'язку залишається тільки резистор $R_0$.

Розраховуючи параметри схеми, зручно задатися опором резистора $R$ Особливість ФП рис. 2.16, на відміну від попередніх, – неможливість змі опорної напруги. Тому, щоб мати змогу апроксимувати задану гладку криву





(рис. 2.16б) трьома відрізками, на ній треба правильно вибрати положення точок А та В.

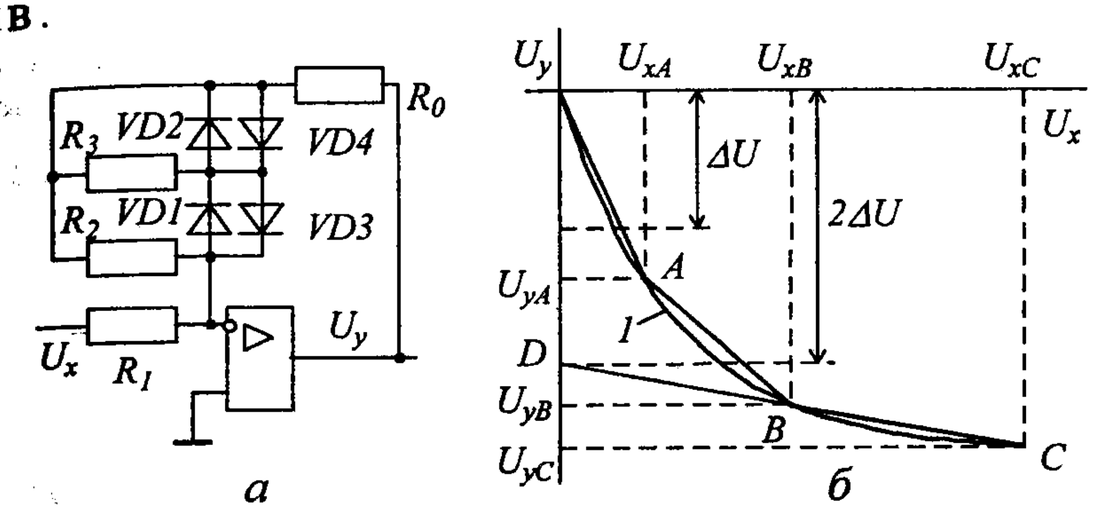



Рис. 2.16. ФП без напруги зміщення

Після відкриття обох діодів вони ввімкнені послідовно з резистором $R_0$, а т.В повинна лежати на лінії $CD$ (рис. 2.16б), рівняння якої

$$U_y = -U_x \frac{R_0}{R_1} - 2\Delta U.$$

Оскільки положення т.С на лінії 1 задане очікуваним діапазоном зміни вхідної напруги, а спад в діоді $\Delta U$ перебуває у дуже вузьких межах, можлива ситуація, коли лінія $CD$ перетне лінію 1 лише в т.С (тобто т.В зіллється з т.С). Щоб запобігти цьому, можна дібрати діоди з меншим спадом напруги (але цього може не вистачити) або збільшити коефіцієнт передачі ФП на всіх інтервалах в $n$ разів. В останньому випадку для компенсації збільшення коефіцієнта передачі на виході ФП слід увімкнути подільник з коефіцієнтом ділення $1/n$.

Після вибору положення т.В її координати можна вважати відомими і знайти коефіцієнт передачі на відрізку $BC$:

$$k_3 = \frac{R_0}{R_1} = \frac{U_{yC} - U_{yB}}{U_{xC} - U_{xB}},$$

звідки $R_0 = R_1 k_3$.

З формули (2.6) випливає, що ордината т.А повинна бути більшою від $\Delta U$. Після вибору положення цієї точки можна знайти

$$R_2 = \frac{\Delta U R_0}{U_{yA} - \Delta U}.$$

За коефіцієнтами передачі на відрізку $AB$

$$k_2 = \frac{U_{yB} - U_{yA}}{U_{xB} - U_{xA}} = \frac{R_0 + R_2 R_3/(R_2 + R_3)}{R_1}$$

знаходимо

$$R_3 = \frac{(k_2 R_1 - R_0)R_2}{k_2 R_1 - R_0 + R_2}.$$

***Функціональний перетворювач з нелінійним подільником на вхо***д який використовують у вузлах залежного струмообмеження, зображений н рис. 2.17а.

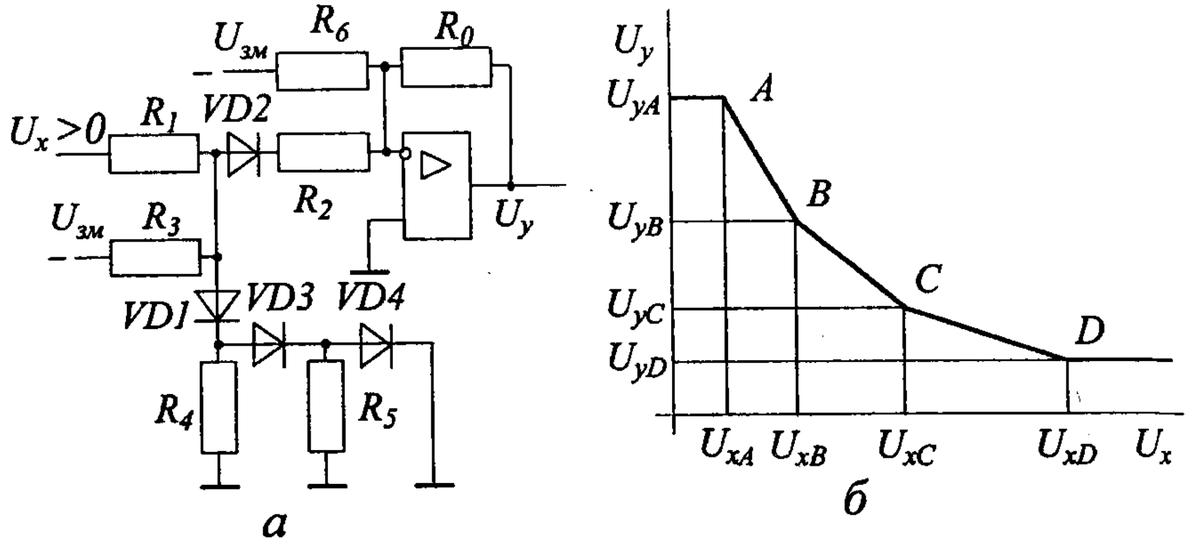



Рис. 2.17. Функціональний перетворювач з нелінійним подільником на вход

Схему застосовують лише для позитивних вхідних напруг. Коли вхідн сигнал близький до нуля, діоди *VD1* та *VD2* закриті негативною напруг зміщення через $R_3$. Вихідна напруга ФП незмінна та визначається напруг зміщення, поданою через $R_6$:

$$U_y = U_{yA} = -U_{зм}\frac{R_0}{R_6}.$$

Коли вхідна напруга настільки зросте, що відкриється діод *VD2*, по неться зниження напруги на виході ОП (відрізок *AB* на рис. 2.17б). Подалы збільшення $U_x$ викличе відкриття *VD1*, утворення подільника $R_1$, $R_3$, $R$ зменшення коефіцієнта передачі для вхідної напруги та сповільнення знижен вихідної (відрізок *BC*). Відрізок *CD* утвориться завдяки відкриттю *VD3*. Над відкриття діода *VD4* призведе до того, що до резистора $R_2$ прикладається сп напруги на трьох відкритих діодах, який не залежить від напруги $U_x$. Знижен вихідної напруги припиниться.

На рис. 2.18а зображений спрощений варіант подібного ФП, який ви ристовують у вітчизняних електроприводах і розрахунок якого ми й розглянем Порівняно зі схемою рис. 2.17а тут немає діода *VD2*, унаслідок чого відсут горизонтальна ділянка характеристики. Крім того, подільник має один діод, чого в характеристиці лише один злам (т.*B*).





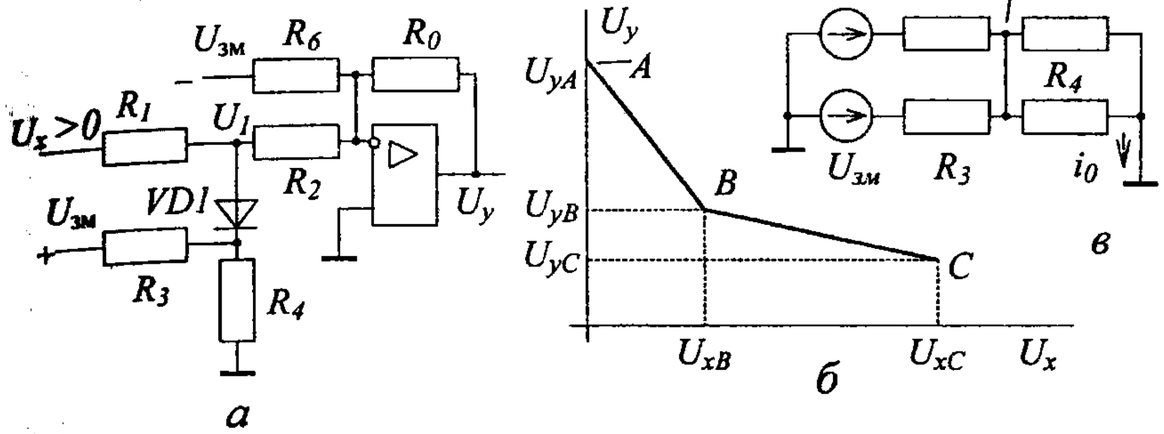



Рис. 2.18. Спрощений варіант ФП з нелінійним подільником

Параметри схеми знайдемо, виходячи з чотирьох умов: ординати т.А ($U_{yA}$), нахилів прямих АВ і ВС та абсциси т.В ($U_{xB}$). Оскільки резисторів у схемі шість, опором двох з них можна задатися довільно.

Коли вхідний сигнал відсутній, вихідна напруга дорівнює ординаті т.А:

$$U_y = U_{yA} = |U_{зм}|\frac{R_0}{R_6}.$$

Задаючись опором $R_0$, звідси визначимо $R_6 = U_{зм}R_0/U_{yA}$. Коефіцієнт передачі на відрізку $AB$

$$k_1 = \frac{U_{yB} - U_{yA}}{U_{xB}} = -\frac{R_0}{R_1 + R_2},$$

звідки

$$R_1 + R_2 = -R_0/k_1. \qquad (2.7)$$

Можна задатися одним з цих двох опорів та з виразу (2.7) знайти другий.

Коефіцієнт передачі схеми для сигналу $U_x$ на відрізку $BC$ установимо за координатами точок статичної характеристики

$$k_2 = \frac{U_{yC} - U_{yB}}{U_{xC} - U_{xB}} \qquad (2.8)$$

та зі схеми заміщення вхідних кіл схеми після відкриття діода (рис. 2.18в). Струм $i_0$ є сумою двох складових, обумовлених впливом джерел напруги (відповідно $U_x$ та $U_{зм}$):

$$i_0 = i_{01} + i_{02} = \frac{U_x}{R_1 + \dfrac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}} + \frac{U_{зм}}{R_3 + \dfrac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}}.$$

Після відкриття діода напруга $U_1$ (рис. 2.18а та в) дорівнює спаду напруги на паралельно ввімкнених опорах $R_2$ та $R_4$:

$$U_1 = i_0 \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}.$$

Вихідна напруга схеми після відкриття діода

$$U_y = -U_1 \frac{R_0}{R_2} = -i_0 \frac{R_0}{R_2} \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} =$$

$$= -\frac{U_x}{R_1 + \dfrac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}} \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \frac{R_0}{R_2} - \frac{U_{зм}}{R_3 + \dfrac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}} \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \frac{R_0}{R_2}.$$

З останнього виразу видно, що коефіцієнт передачі схеми для вхідної пруги

$$k_2 = \frac{U_y}{U_x} = -\frac{1}{R_1 + \dfrac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}} \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \frac{R_0}{R_2} = -\frac{R_0 R_4}{R_1(R_2 + R_4) + R_2 R_4}.$$

Використавши значення коефіцієнта передачі з рівняння (2.8), зві знайдемо

$$R_4 = -\frac{k_2 R_1 R_2}{R_0 + k_2(R_1 + R_2)}.$$

Умова відкриття діода в т.В:

$$U_{xB} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{зм} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \Delta U,$$

де $\Delta U$ – спад напруги у діоді.

З останнього виразу

$$R_3 = \frac{U_{зм} R_4 (R_1 + R_2)}{U_{xB} R_2} - R_4.$$

◆ ***Приклад 2.2. Розрахунок ФП (за схемою рис. 2.18а)***

Розрахувати параметри функціонального перетворювача для вузла лежного струмообмеження (див. п.4.1), який обмежує момент високомомент го двигуна постійного струму 2ПБВ112L у пуско-гальмівних режимах. лежність допустимого моменту двигуна від швидкості наведена на рис. 2.1 Конструктивний коефіцієнт двигуна сФ=0,6875Н·м/А. Коефіцієнти пере датчиків швидкості та струму $k_{дш}$=0,06 В·хв/об; $k_{дс}$=0,0393 В/А. Напр зміщення 15 В.

Розташуємо на кривій допустимого моменту три точки таким чином, вони максимально враховували її кривизну. Координати точок зведені табл.2.2.





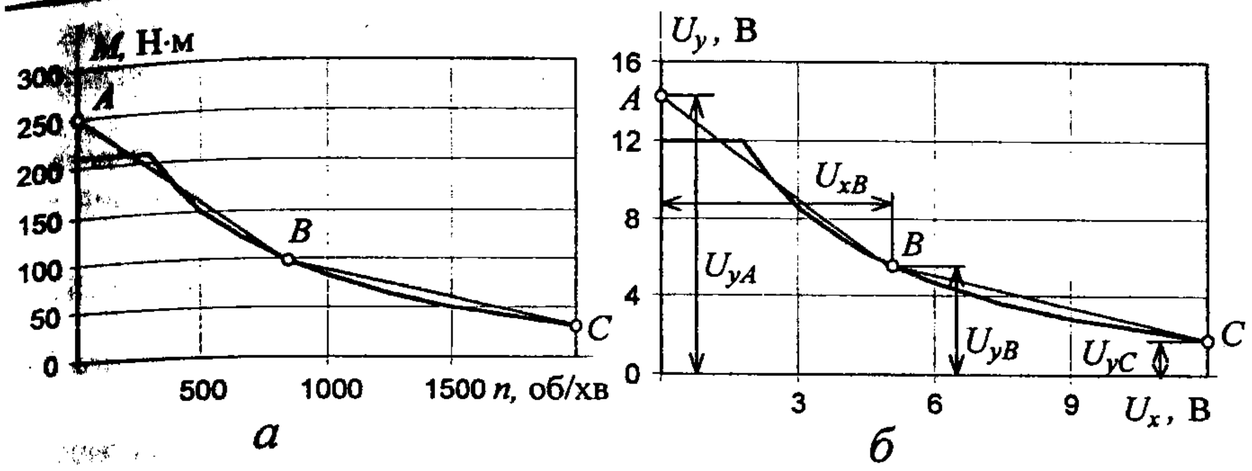



**Рис. 2.19.** Допустимий момент двигуна та статична характеристика ФП

Таблиця 2.2

| | A | B | C |
|---|---|---|---|
| n, об/хв | 0 | 850 | 2000 |
| M, Н·м | 250 | 97 | 30 |
| $U_y$, В | 14,5 | 5,1 | 1,72 |
| $U_x$, В | 0 | 5,54 | 12 |

Оскільки ФП разом із вузлом залежного струмообмеження вмикається перед регулятором струму, а його вхідним сигналом є напруга датчика швидкості, перерахуємо координати вузлових точок А, В, С:

$$U_{yi} = M_i k_{дс} / c\Phi;$$

$$U_{xi} = n_i k_{дш},$$

(2 цоб отримати координати відповідних вузлових точок статичної характеристики ФП.

Візьмемо $R_0$=10 кОм. Тому

$$R_6 = U_{зм} R_0 / U_{yA} = 15 \cdot 10 / 14{,}5 = 10{,}34 \text{ кОм}.$$

Коефіцієнти передачі ФП на ділянках АВ, ВС:

$$k_1 = \frac{U_{yB} - U_{yC}}{U_{xB}} = \frac{5{,}1 - 14{,}5}{5{,}54} = -1{,}7;$$

$$k_2 = \frac{U_{yC} - U_{yB}}{U_{xC} - U_{xB}} = \frac{1{,}72 - 5{,}1}{12 - 5{,}54} = -0{,}523.$$

Сума опорів

$$R_1 + R_2 = -R_0 / k_1 = -10/(-1{,}7) = 5{,}88 \text{ кОм},$$

відки, узявши $R_1$=2,2 кОм, знайдемо

$$R_2 = -R_0 / k_1 - R_1 = 5{,}88 - 2{,}2 = 3{,}68 \text{ кОм}.$$

Крім того,

$$R_4 = -\frac{k_2 R_1 R_2}{R_0 + k_2(R_1 + R_2)} = -\frac{-0{,}523 \cdot 2{,}2 \cdot 3{,}68}{10 + (-0{,}523)5{,}88} = 1{,}13 \text{ кОм};$$

$$R_3 = \frac{U_{зм} R_4 (R_1 + R_2)}{U_{xB} R_2} - R_4 = \frac{15 \cdot 1{,}13 \cdot 5{,}88}{5{,}54 \cdot 3{,}68} = 4{,}89 \text{ кОм}.$$

Горизонтальна ділянка обмеження моменту на рівні 210 Н·м (див. 2.19а) забезпечується не за допомогою вузла залежного струмообмеження шляхом насичення ОП регулятора швидкості (див. п.2.3).◆

***Блоки виділення модуля*** – також своєрідні функціональні перетворювачі, вихідна напруга яких пропорційна модулю вхідної. Найпростіший з зображений на рис. 2.20.

При позитивному вхідному сигналі відкритий лише діод *VD2*, а ОП цює як повторювач з коефіцієнтом передачі $k_+ = \dfrac{R_3}{R_2 + R_3}$. Для іншого зн вхідної напруги відкритий *VD1* і ОП переходить до режиму інвертувальн підсилювача з коефіцієнтом передачі $k_- = -R_0/R_1$, вихідний сигнал якого лишається позитивним (рис. 2.20б). Коефіцієнт передачі $k = k_+ = |k_-|$ в схемі не може бути більшим за одиницю. Це забезпечується співвідношен опорів:

$$R_0 = R_1 k\,;\; R_2 = \frac{1-k}{k} R_3 .$$

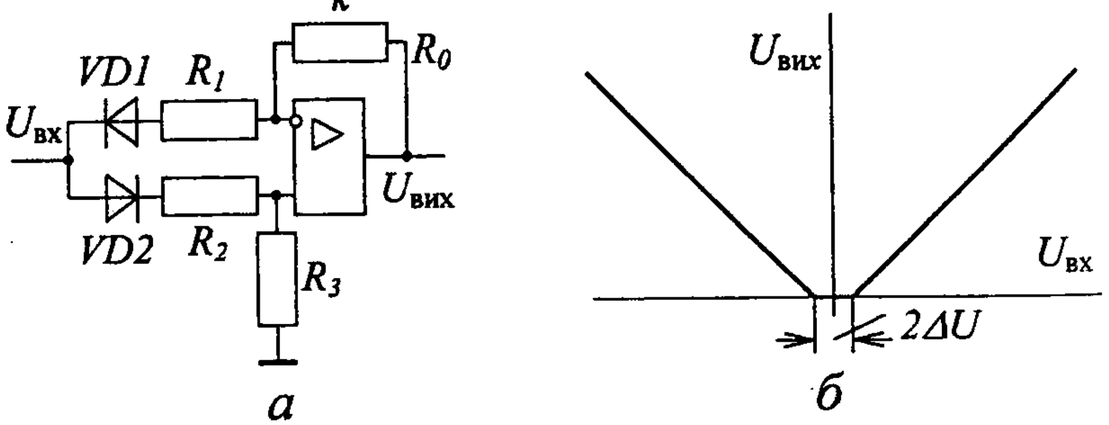



Рис. 2.20. Блок виділення модуля

Якщо $k = 1$, опір $R_2 = 0$, а $R_3$ може бути будь-яким (у межах кількох кОм до кількох МОм). Для зміни знака коефіцієнта передачі т змінити полярність вмикання обох діодів. Недолік цієї схеми – наявність нечутливості в статичній характеристиці при вхідних напругах, менших від ду напруги $\Delta U$ у діоді (рис. 2.20б). Цей недолік усунутий в т.з. прецизійн блоці виділення модуля (рис. 2.21а), в якому діоди введені до каналу зворотн зв'язку ОП. Зазначений блок складається з однопівперіодного випрямляч підсилювачі *A1* та суматора *A2*.

Однопівперіодний випрямляч (див. також рис. 2.21б) іноді використ ють самостійно. Коли напруга на його вході позитивна, *VD2* відкритий *VD1* закритий, напруга на виході 2 відсутня, а $U_{вих1} = -U_{вх}$ (при протилеж полярності вхідного сигналу *VD1* відкритий, а *VD2* закритий, $U_{вих2} = -U$ $U_{вих1} = 0$). Статичні характеристики випрямляча наведені на рис. 2.21в.





нечутливості відсутня, оскільки навіть при дуже малому вхідному сигналі та ще зворотному діоді ОП не має зворотних зв'язків і його вихідна напруга $U_{ОП} = -k_U U_{вх}$ набагато більша порогу відкриття діода.

Вихідна напруга блока виділення модуля

$$U_{вих} = -\left(U_1 \frac{2kR}{R} + U_{вх} \frac{2kR}{2R}\right) = -k(2U_1 + U_{вх}).$$

Оскільки

$$U_1 = \begin{cases} -U_{вх} & \text{при } U_{вх} < 0 \\ 0 & \text{при } U_{вх} > 0, \end{cases}$$

то

$$U_{вих} = \begin{cases} kU_{вх} & \text{при } U_{вх} < 0 \\ -kU_{вх} & \text{при } U_{вх} > 0. \end{cases}$$

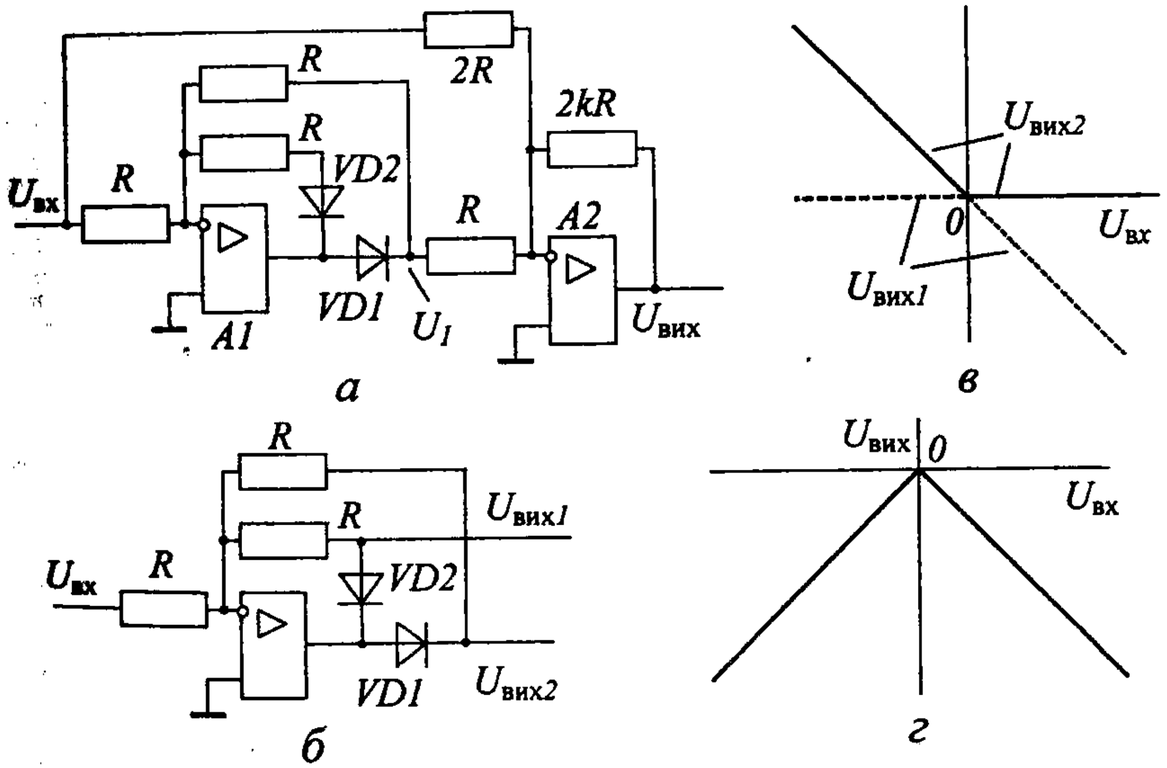



Рис. 2.21. Прецизійний блок виділення модуля

Таким чином, вихідний сигнал $U_{вих} = -k|U_{вх}|$ (рис. 2.21в). Для зміни полярності вихідної напруги треба одночасно змінити полярність вмикання обох діодів.

### *2.3. Схеми обмеження* ◆

Схеми обмеження (СО) широко застосовують у комплектних електроприводах для обмеження рівня керуючих впливів і, як наслідок – струмів, моментів, швидкостей, кутів керування тощо. Переважна більшість СО побудована на основі діодно-резистивних ланцюгів та поділяється на два великих класи:

схеми з нелінійними елементами в прямому каналі передачі інформації та схеми з нелінійним зворотним зв'язком, що охоплює операційний підсилювач. Окремо від них стоїть схема, в якій використовуються нелінійні властивості самого ОП.

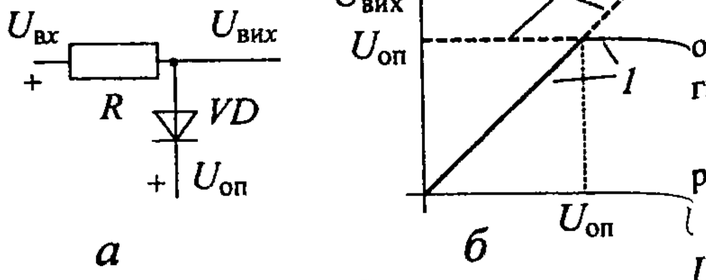



Рис. 2.22. Схема типу *а*

### Схеми обмеження з нелінійним елементом у прямому каналі

Принцип дії подібних схем полягає в порівнянні двох напруг: вхідної та опорної, що подаються до катода та анода діода. Залежно від полярності поданих напруг та способу вмикання діода вихідна напруга обмежується як згори, так і знизу. Можливі два варіанти таких схем, зокрема, з діодами:

а) відкритими в режимі обмеження;

б) закритими у тому ж режимі.

Найпростіша схема типу *а* для позитивних напруг наведена на рис. 2.22.

Доки вхідна напруга $U_{вх}$ менша опорної, діод закритий і $U_{вих} = U_{вх}$. Коли $U_{вх} > U_{оп}$, діод відкритий, опорна напруга через нього надходить до виходу, а надлишок вхідної напруги падає на баластному резисторі $R$ завдяки протіканню зрівняльного струму між джерелами $U_{вх}$ та $U_{оп}$. Опір цього р стора і вибирається таким, щоб зрівняльний струм

$$I_{зр} = (U_{вх} - U_{оп})/R$$

не перевищував допустимого для обох джерел.

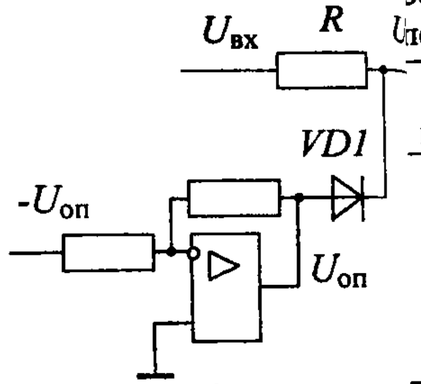



Рис. 2.23. ОП як джере опорної напруги

Статична характеристика схеми зображена суцільною лінією 1 на 2.22б. Коли внутрішній опір джерела $U_{оп}$ близький до опору баластного р стора, спостерігається певне зростання вихідної напруги при подальш збільшенні вхідної над опорну. Причина – зростання спаду напруги у дже $U_{оп}$ від зрівняльного струму. Щоб запобігти цьому, опорну напругу форму за допомогою операційних підсилювачів, які мають дуже малий вихідний о (рис. 2.23). У цій схемі, крім того, плавно регулюється рівень обмеження ц хом зміни коефіцієнта передачі ОП.

Якщо змінити полярність вмикання діода, він буде відкритий $U_{вх} < U_{оп}$ та закритий при $U_{вх} > U_{оп}$, чим обмежується вихідна напруга зн (статична характеристика зображена шриховою лінією 2 на рис. 2.22б). Той ефект отримаємо при попередній полярності вмикання діода та після зміни ка обох напруг.





Для обмеження негативної напруги необхідно одночасно змінити полярності діода та опорної напруги.

Найпростіша схема типу *б* наведена на рис. 2.24.

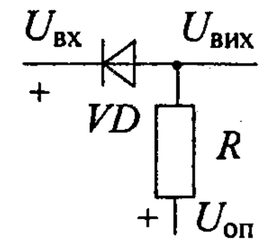



Рис. 2.24. Схема типу *б*

При $U_{вх} < U_{оп}$ діод відкритий, тобто $U_{вих} = U_{вх}$. Коли $U_{вх} > U_{оп}$, діод закритий і $U_{вих} = U_{оп}$. Як і в попередньому випадку, зміна полярності діода або обох напруг дає можливість обмежувати вихідну напругу знизу. Статичні характеристики схем рис. 2.22 та 2.23 при ідеальних джерелах напруг ідентичні.

Виходячи зі схем двох останніх рисунків, можна забезпечити двобічне обмеження (однополярної напруги згори та знизу і двополярної згори для обох полярностей). Можливі варіанти зведені на рис. 2.25.

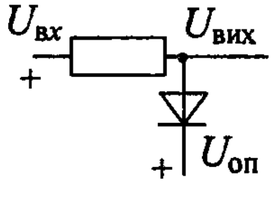
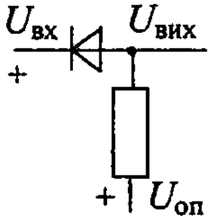
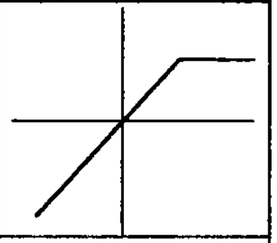
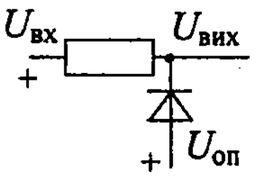
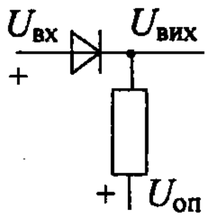
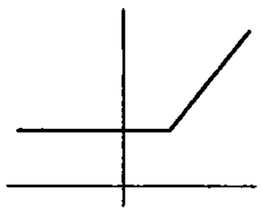
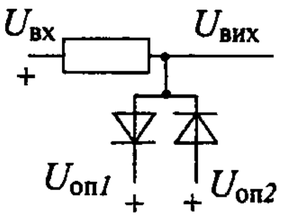
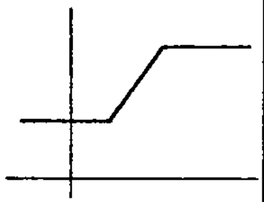
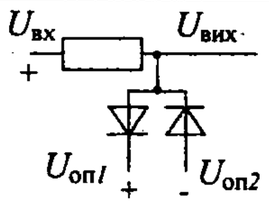
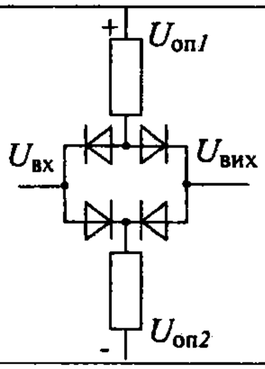
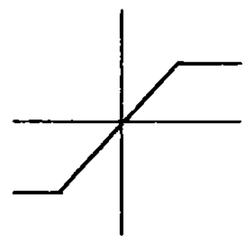
| № п/п | Вид обмеження | Тип *а* | Тип *б* | Статична характеристика |
|---|---|---|---|---|
| 1 | **Згори (однополярне позитивне)** |  |  |  |
| 2 | **Знизу (однополярне позитивне)** |  |  |  |
| 3 | **Згори та знизу (однополярне позитивне)** |  | |  |
| 4 | **Згори (двополярне)** |  |  |  |

Рис. 2.25. Варіанти найпростіших схем обмеження

У схемі 4б на лінійній частині характеристики опорною напруго
відкриті всі діоди і вхідна напруга без перешкод передається до виходу схем
Збільшення модуля вхідної напруги понад опорну призводить до закриття одні
з діагоналей діодного моста, а до виходу схеми подається одна з опорних на
пруг.

Для обмеження негативних напруг у схемах 1-3 треба одночасно змінити полярності вмикання діодів та опорних напруг.

У всіх схемах рис. 2.25 наявність спаду напруги у відкритому діоді

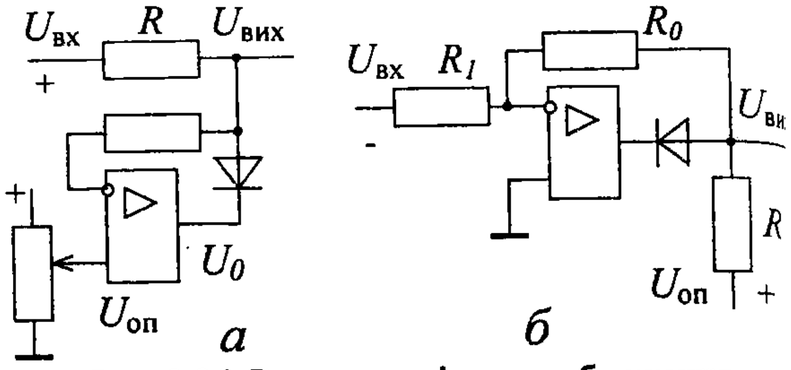



Рис. 2.26. Високоточні схеми обмеження

викликає зміщення порога спрацювання схеми. У схемах типу *а* цього можн
запобігти, ввівши діод усередину контуру зворотного зв'язку ОП джерела опо
ної напруги (рис. 2.26а).

Відкриття діода відбувається, коли вихідна напруга схеми сягає рівня

$$U_{вих} = U_0 + \Delta U,$$

де $\Delta U$ – спад напруги в діоді.

З іншого боку,

$$U_0 = (U_{оп} - U_{вих}) k_U,$$

де $k_U$ – коефіцієнт передачі ОП.

Розв'язавши разом обидва ці рівняння відносно вихідної напруги схе
та врахувавши, що $k_U >> 1$, отримаємо

$$U_{вих} = \frac{U_{оп} k_U}{k_U + 1} + \frac{\Delta U}{k_U + 1} \approx U_{оп}.$$

З останнього виразу видно, що спад напруги в діоді на поріг спрацюва
ня практично не впливає.

У схемах типу *б* вплив неідеальності діода можна усунути, ввівши й
всередину контуру зворотного зв'язку того ОП, вихідну напругу якого тре
обмежити (наприклад, регулятора швидкості). Аналог схеми 1б (рис. 2.25) на
дений на рис. 2.26б. Реверсивні варіанти схем рис. 2.26 зображені на рис. 2.27.

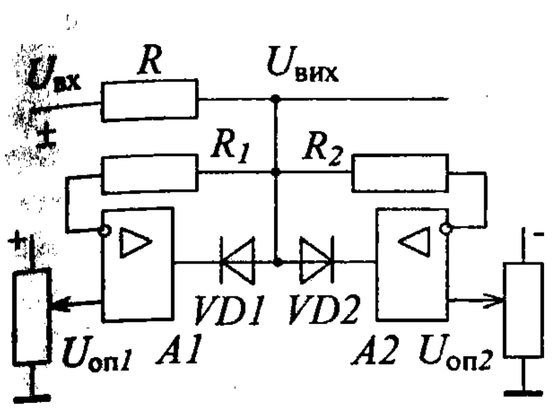
Оскільки найчастіше за допомогою СО обмежують вихідні напруги оп
раційних підсилювачів, при реалізації схем типу *а* баластний резистор вводя
до контуру зворотного зв'язку цього ОП (рис. 2.28). Тоді він не впливає на ст
тичні характеристики схеми.

Розрахунок зазначеної схеми полягає у виборі таких опорів $R_2 \ldots R_5$, я
б забезпечили потрібні рівні опорних напруг $U_{оп1}$ та $U_{оп2}$.

Так само реалізуються аналоги будь-якої схеми рис. 2.25.







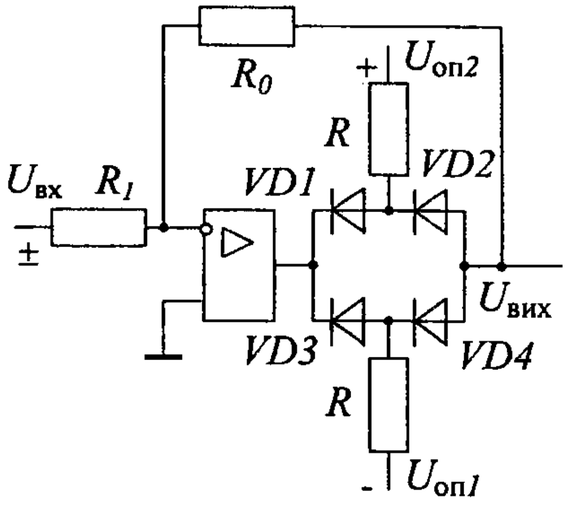




Рис. 2.27. Реверсивні високоточні схеми обмеження

◆ ***Приклад 2.3. Розрахунок реверсивної схеми обмеження (за рис. 2.28).***

Розрахувати СО з рівнями обмеження +8 та –10 В. Рівень опорної напруги $U_{оп}$=15 В.

Рівень негативного обмеження задається опорною напругою $U_{оп1}$= –10 В, а позитивного – $U_{оп2}$= 8 В. Тому, задаючись $R_3$=$R_5$=10 кОм, знайдемо

$$R_2 = -\frac{U_{оп} R_3}{U_{оп1}} = \frac{15 \cdot 10}{10} = 15 \text{ кОм}$$

$$R_4 = -\frac{U_{оп1} R_5}{U_{оп2}} = \frac{10 \cdot 10}{8} = 12{,}5 \text{ кОм}.$$

Якщо полярність обох обмежень повинна бути негативною, до входу інвертора А3 треба було б подати позитивну опорну напругу $U_{оп}$, а також використати її замість $U_{оп1}$ у формулі для $R_4$. ◆

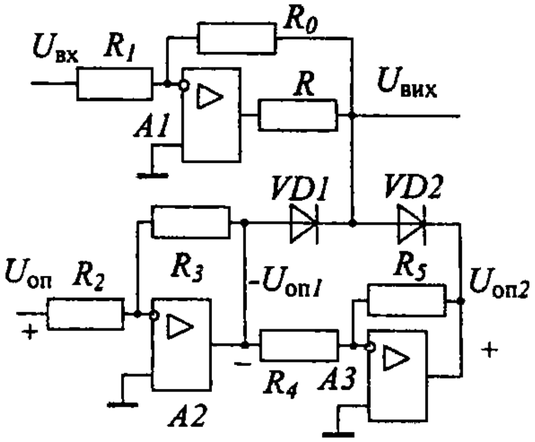



Рис. 2.28. Реверсивна схема обмеження (варіант схеми 4а рис. 2.25)

**Схеми обмеження з нелінійним зворотним зв'язком, що охоплює операційний підсилювач**

Принцип дії подібних схем пояснює рис. 2.29, де обмежена вихідна напруга ОП. Якщо вихідна напруга ОП невелика, напруга на виході нелінійного елемента НЕ відсутня, і пропорційність між вхідною та вихідною напругами ОП зберігається. З перевищенням вихідною напругою $U_{вих}$ певного порогового значення $U_{пор}$ з виходу НЕ до інверсного входу ОП подається позитивний сигнал, після чого знижується вихідна напруга.

Найбільш просто НЕ реалізують за допомогою стабілітронів (рис. 2.3
або діодно-резистивної схеми з джерелом опорної напруги (рис. 2.31).

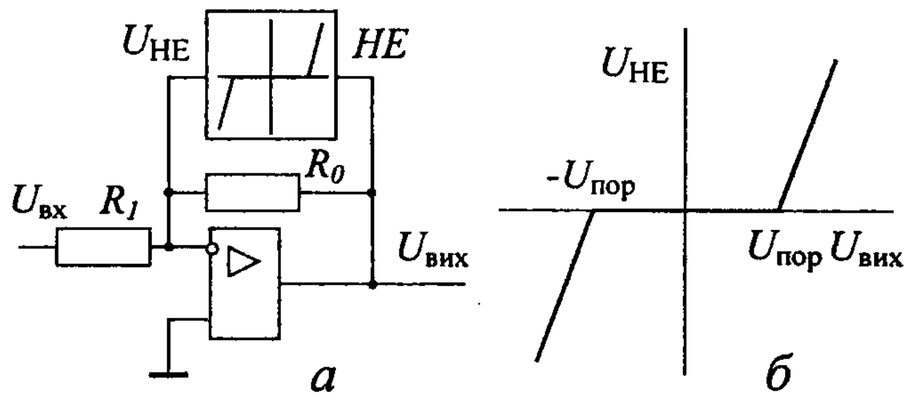



Рис. 2.29. До принципу дії СО з нелінійним зворотним зв'язком ОП

Схему зі стабілітронами в сучасних КЕП використовують зрід
внаслідок неможливості плавного регулювання порога обмеження (іноді її з
стосовують як резервний вузол струмообмеження, який спрацьовує в ра
відмови головного). У схемі рис. 2.31а відкриття діода (наприклад, $VD1$) фактично різко зменшує опір зворотного зв'язку ОП (паралельно вмикаються $R_2$ та $R_0$). Тому в зоні обмеження завдяки кінцевому значенню коефіцієнта підсилення схеми вихідна напруга недостатньо стабільна:

$$U_{вих} = -U_{вх}\frac{R_0 R_2}{(R_0 + R_2)R_1}$$

(рис. 2.31б).

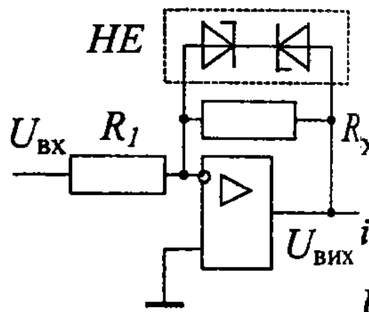



Рис. 2.30. Найпростіша СО з нелінійним зворотним зв'язком

Від згаданого недоліку вільні схеми, в яких НЕ реалізований на операційних підсилювачах (рис. 2.32).

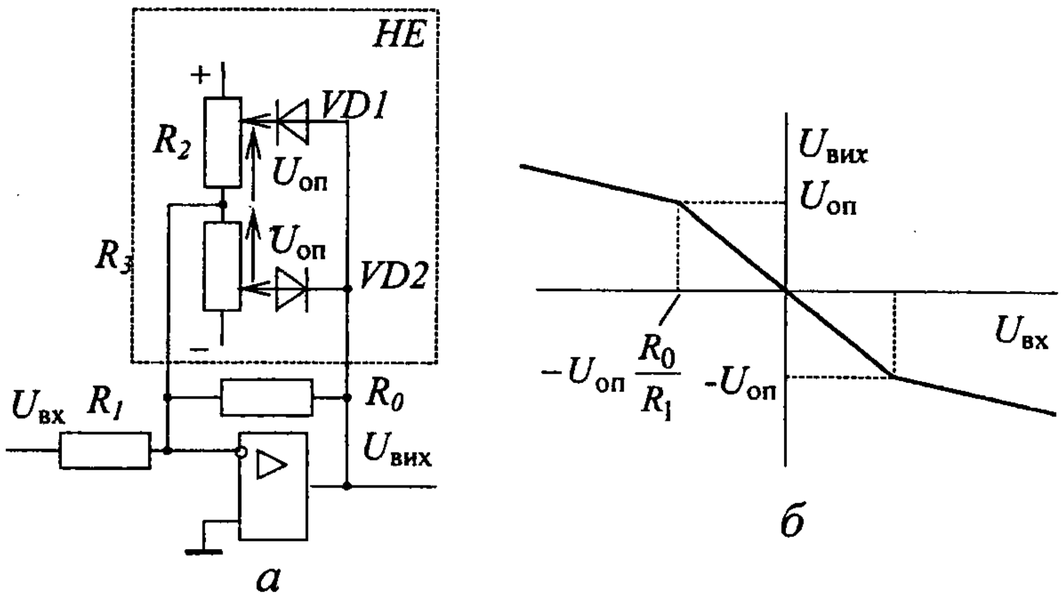



Рис. 2.31. СО з опорною напругою в нелінійному елементі





Як і в схемі рис. 2.31, перехід до жиму обмеження відбувається після ревищення вихідною напругою рівня, лежного від напруги $U_{оп}$ та опору ре-сторів на вході підсилювачів А2 і А3.

Розглянемо статичну характери-ику названої схеми в режимі обме-ення при позитивній вихідній напрузі. рими на вході підсилювача $A1$:

$$i_1 = \frac{U_{вх}}{R_1};$$

$$i_2 = \frac{(U_{вих} - U_{оп})k_U}{R_{A2}};$$

$$i_0 = \frac{U_{вих}}{R_0},$$

$k_U$, $R_{A2}$ – коефіцієнт передачі та хідний опір підсилювача А2.

Урахувавши, що $i_1 + i_0 + i_2 = i_{вх} \approx 0$, знайдемо вихідну напругу

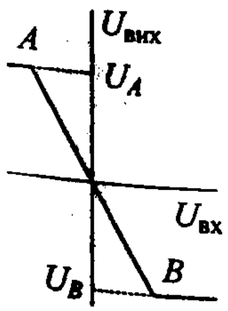
$$U_{вих} = -\frac{U_{вх}}{R_1\left(1/R_0 + k_U/R_{A2}\right)} + \frac{U_{оп}}{R_2/k_U R_0 + 1}.$$

Оскільки $R_{A2} << R_0$, а коефіцієнт $k_U$ завеликий, з достатньою чністю можна вважати, що

$$U_{вих} = U_{оп}.$$

Отже, у режимі обмеження, на відміну від схеми рис. 2.31, вихідна на-уга не залежить від вхідної.

Розрахунок параметрів схеми рис. 2.32 виконують за умов перемикання мпараторів $A2$ та $A3$:




ис. 2.33. Ста-ична характе-ристика СО

$$U_{оп1}\frac{R_4}{R_3 + R_4} = U_A; \qquad (2.10)$$

$$U_{оп2}\frac{R_7}{R_7 + R_6} = U_B, \qquad (2.11)$$

де $U_A$, $U_B$ – потрібні рівні обмеження вихідної напруги (рис. 2.33).

Якщо опорні напруги незмінні, зваживши на опори $R_4$ та $R_7$, з цих двох рівнянь можна знайти два інші опори.

Використання схеми рис. 2.32 для обмеження однополярної напруги як згори, так і знизу можливе після зміни по-ності та рівня однієї з опорних напруг.

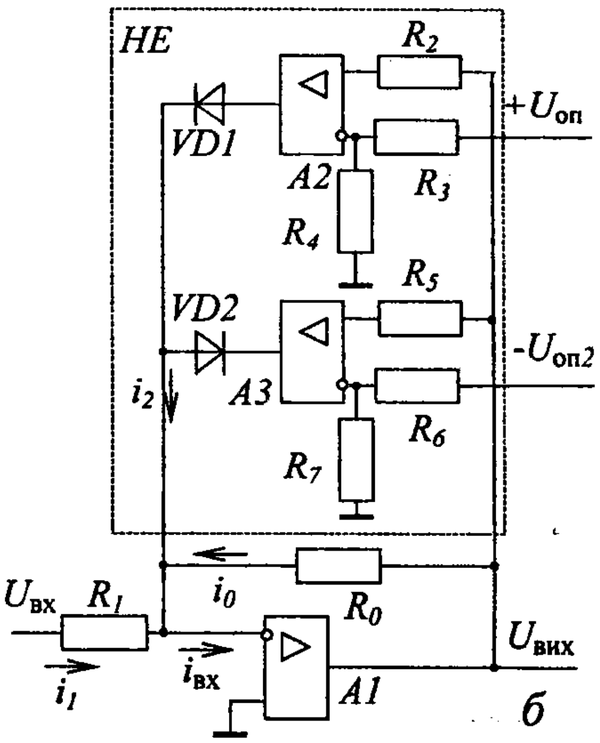



Рис. 2.32. Високоточна схема обмеження

◆ ***Приклад 2.4. Розрахунок СО за рис. 2.32.***

Розрахувати параметри СО, яка обмежує вихідну напругу в межа –12...+9 В. Рівень опорної напруги ±15 В.

Візьмемо $R_2=R_4=R_5=R_7=22$ кОм, а з виразів (2.10), (2.11) знайдемо

$$R_5=\frac{U_{\text{оп1}}R_4}{U_A}-R_4=\frac{15\cdot 22}{9}-22=1{,}67 \text{ кОм};$$

$$R_6=\frac{U_{\text{оп2}}R_7}{U_B}-R_7=\frac{-15\cdot 22}{-12}-22=5{,}5 \text{ кОм}.$$

Якби полярності обмежень виявились однаковими (наприклад, $U_A=-3$ В), треба було б змінити полярність опорної напруги $U_{\text{оп1}}$ та перерахувати опір $R_5$.◆

На рис. 2.34 наведений варіант схеми обмеження рис. 2.32, проте замість ОП в нелінійному елементі використано транзистори. Коли вихідна напруга схеми перевищує опорну напругу, напруга «база – емітер» одного з транзисторів (згідно з полярністю обмежуваної напруги) стає сприятливою для його відкриття та переведення схеми до режиму обмеження.

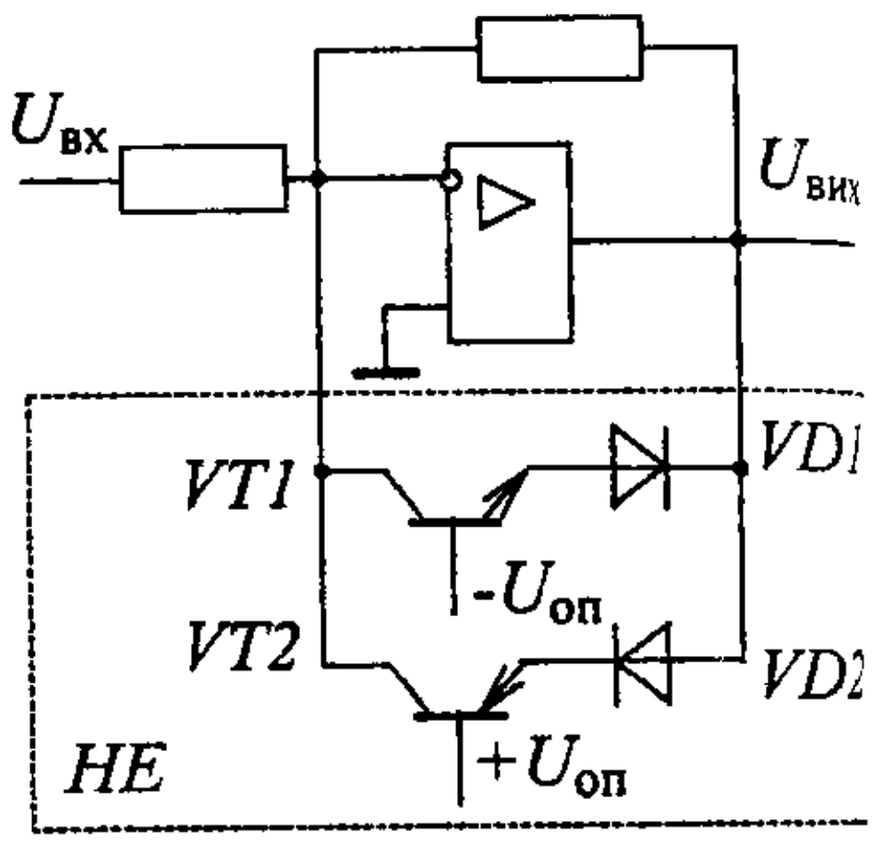



Рис. 2.34. Схема обмеження з використанням транзистор

**Схема обмеження з використанням ефекту насичення операційного підсилювача**

Сигнал негативного зворотного зв'язку підсилювача знімається з поділ ника $R_2$, $R_3$ (рис. 2.35). Тому, зменшуючи $R_3$, можна знизити інтенсивніс цього зв'язку і тим самим збільшити коефіцієнт передачі ОП

$$k=\frac{U_1}{U_{\text{вх}}}=-\frac{R_0}{R_1}\,\frac{R_2+R_3}{R_3}. \qquad (2.12$$

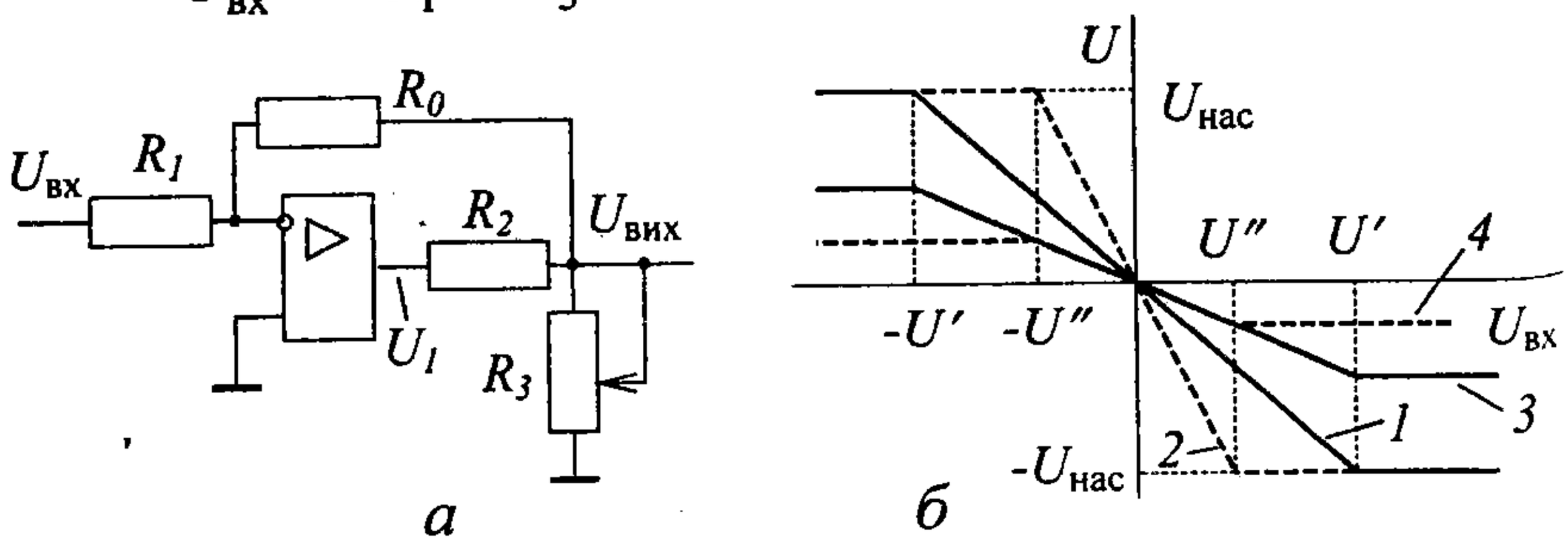



Рис. 2.35. СО з насиченням операційного підсилювача

Збільшення коефіцієнта передачі призводить до зменшення рівня вхід напруги, при якій ОП входить до режиму насичення. Вихідна напруга схеми,

знімається з зазначеного подільника, від величини $R_3$, проте, не залежить (доки ОП не насичений):

$$U_{\text{вих}} = U_1 \frac{R_3}{R_2 + R_3} = -U_{\text{вх}} \frac{R_0}{R_1}.$$

Згадане дає змогу за допомогою $R_3$ змінювати рівень обмеження схеми, не змінюючи її коефіцієнта передачі. Нехай, наприклад, ламана 1 (рис. 2.35б) – статична характеристика самого ОП $U_1 = f(U_{\text{вх}})$. При вхідному сигналі $U'$ ОП насичується. Відповідна характеристика $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ згідно з останньою формулою лежить нижче (ламана 3). Рівень вихідної напруги в режимі насичення на цій характеристиці

$$U_{\text{вих.н}} = U_{\text{нас}} \frac{R_3}{R_2 + R_3},$$

де $U_{\text{нас}}$ – рівень насичення самого ОП.

Щоб знизити поріг, при якому починається насичення (до $U''$), необхідно зменшити $R_3$. При цьому ОП за формулою (2.12) матиме характеристику 2, а вся схема – характеристику 4 (див. останні дві формули). Подібні схеми використовують тоді, коли немає потреби в автоматичній зміні рівня обмеження. У комплектних електроприводах найчастіше застосовують схему рис. 2.23 (та її реверсивний варіант рис. 2.28), а також схему рис. 2.32.

### 2.4. Задавачі інтенсивності ◆

До складу задавачів інтенсивності, а також багатьох генераторів входить ***інтегратор*** (рис. 2.36а). Як і в схемі інвертувального підсилювача (рис. 2.5), можна вважати, що струми

$$i_1 = U_{\text{вх}}/R;$$

$$i_0 = C \frac{dU_{\text{вих}}}{dt}$$

дорівнюють один одному. Тоді вихідна напруга інтегратора

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt + U_{\text{вих0}},$$

де $U_{вих0}$ – початкова вихідна напруга в момент часу $t = 0$.

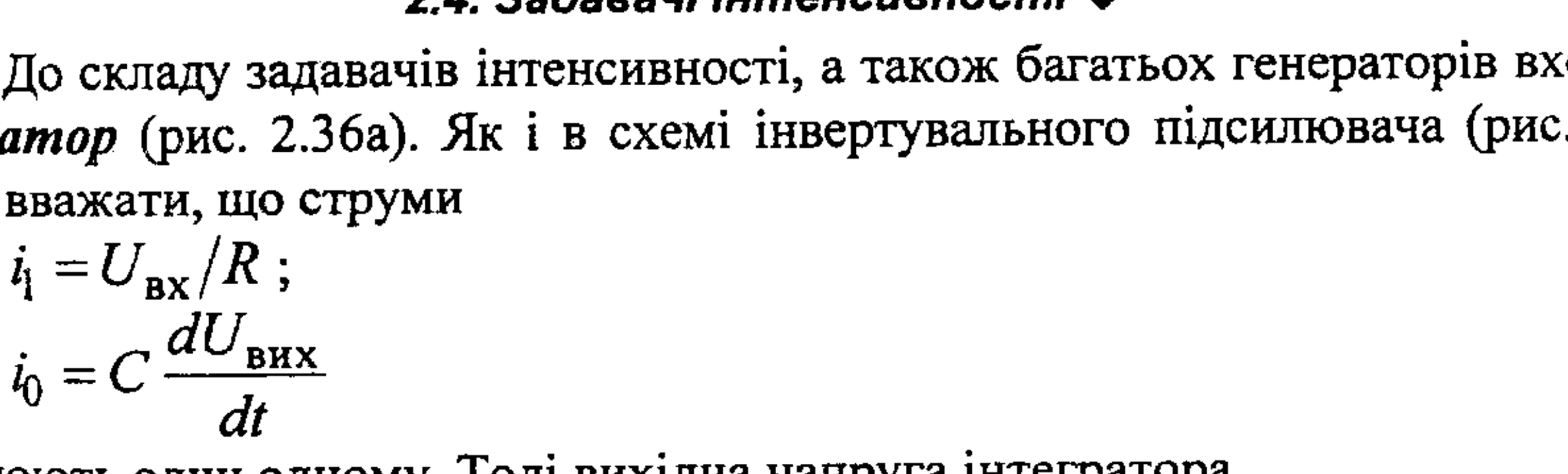



Рис. 2.36. Інтегратор

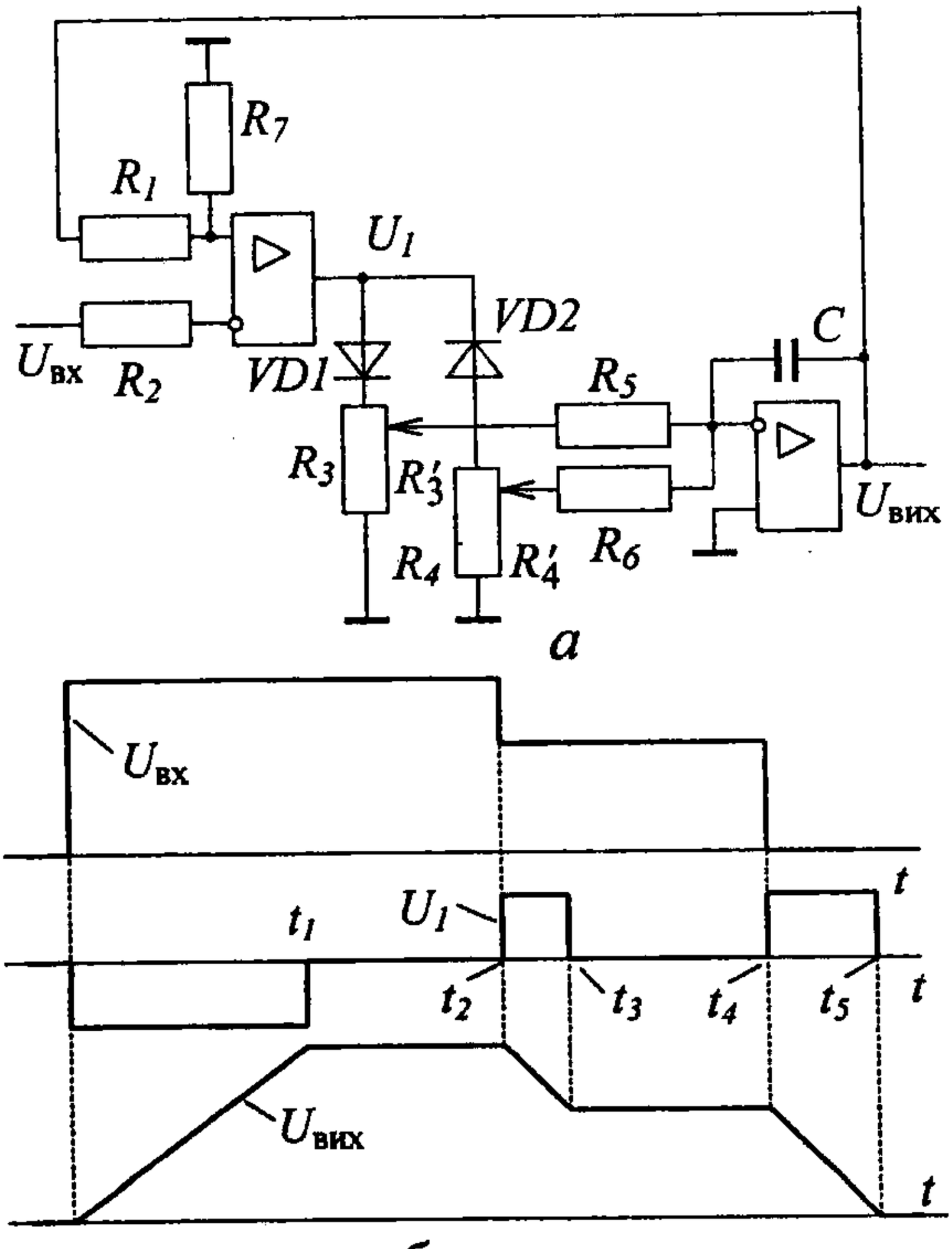



Рис. 2.37. Задавач інтенсивності

Як видно з останньо виразу, вихідна напруга пр порційна інтегралу вхідн Темп зміни вихідної напру після стрибка вхідної

$$\frac{dU_{вих}}{dt} = -\frac{U_{вх}}{T}$$

прямо пропорційний величи цього стрибка та оберне пропорційний сталій ча інтегрування $T = RC$. Час ва діаграма інтегратора нав дена на рис. 2.36б. Після п дачі до входу позитивної н пруги починається заряд ко денсатора з полярністю, вк заною на рис. 2.36а, по ко «джерело вхідної напруги $R - C$ – вихід ОП – спільн точка». Для того, щоб заря ний струм при незмінн вхідній напрузі також зал шався незмінним, вихідна н пруга повинна лінійно зрос ти. Зниження вхідної напру призводить до зниження те пу заряду та зростання вихідної напруги. При нульовій напрузі на вході вихід напруга незмінна (у реальних схемах, однак, конденсатор поволі розряджаєть внаслідок наявності струмів витікання).

Інтегратор використовується в системах автоматичного регулювання інтегральний регулятор, а також у складі інших вузлів (генераторів, задавач пропорційно-інтегральних регуляторів тощо).

***Задавачі інтенсивності*** використовують для обмеження темпів зм координат в автоматизованих електроприводах (прискорень механізму, пус вих струмів, похідної струму тощо), умикаючи їх перед регуляторами швидко або струму.

Один з найпростіших задавачів інтенсивності (рис. 2.37а) складаєтьс компаратора *A1* та інтегратора *A2*. Після подачі в момент часу $t = 0$ до вхо схеми позитивної напруги (рис. 2.37б) *A1* насичується і на його вих з'являється негативна напруга $U_1$, яка дорівнює напрузі насичення ОП. Ді *VD1* закритий, а з потенціометра $R_4$ до входу інтегратора надходить негат ний потенціал, який призводить до лінійного зростання вихідної напруги в

зитивному напрямку. Темп зростання визначається напругою насичення компаратора $A1$, положенням движка потенціометра $R_4$ та сталою часу інтегратора:

$$\frac{dU_{вих}}{dt} = -\frac{U_{нас}R_4'}{TR_4}. \qquad (2.13)$$

З досягненням вихідною напругою схеми рівня вхідної ($t = t_1$) сума напруг на входах компаратора стає нульовою, останній виходить з насичення, знижуючи свою напругу до нуля. Зростання напруги на виході інтегратора припиняється. Після зниження вхідної напруги ($t = t_2$) завдяки позитивному розузгодженню на вході компаратора він знову насичується, але з позитивною полярністю. Замість діода $VD2$ відкривається $VD1$. Інтегратор починає лінійне зниження вихідної напруги з темпом

$$\frac{dU_{вих}}{dt} = -\frac{U_{нас}R_3'}{TR_3} \qquad (2.14)$$

до нового значення вхідного сигналу (момент часу $t = t_3$). Аналогічно відбуваються процеси після зникнення вхідної напруги ($t = t_4$).

Таким чином, у схемі можливе роздільне регулювання максимального темпу зростання ($R_4$) та зниження ($R_3$) вихідної напруги. Якщо таке регулювання не потрібне, замість двох подільників використовують один (діоди зайві).

За допомогою подільника $R_7$, $R_1$ можна задавати коефіцієнт передачі ЗІ. Опори подільників $R_3$, $R_4$ повинні бути набагато меншими від вхідних опорів інтегратора.

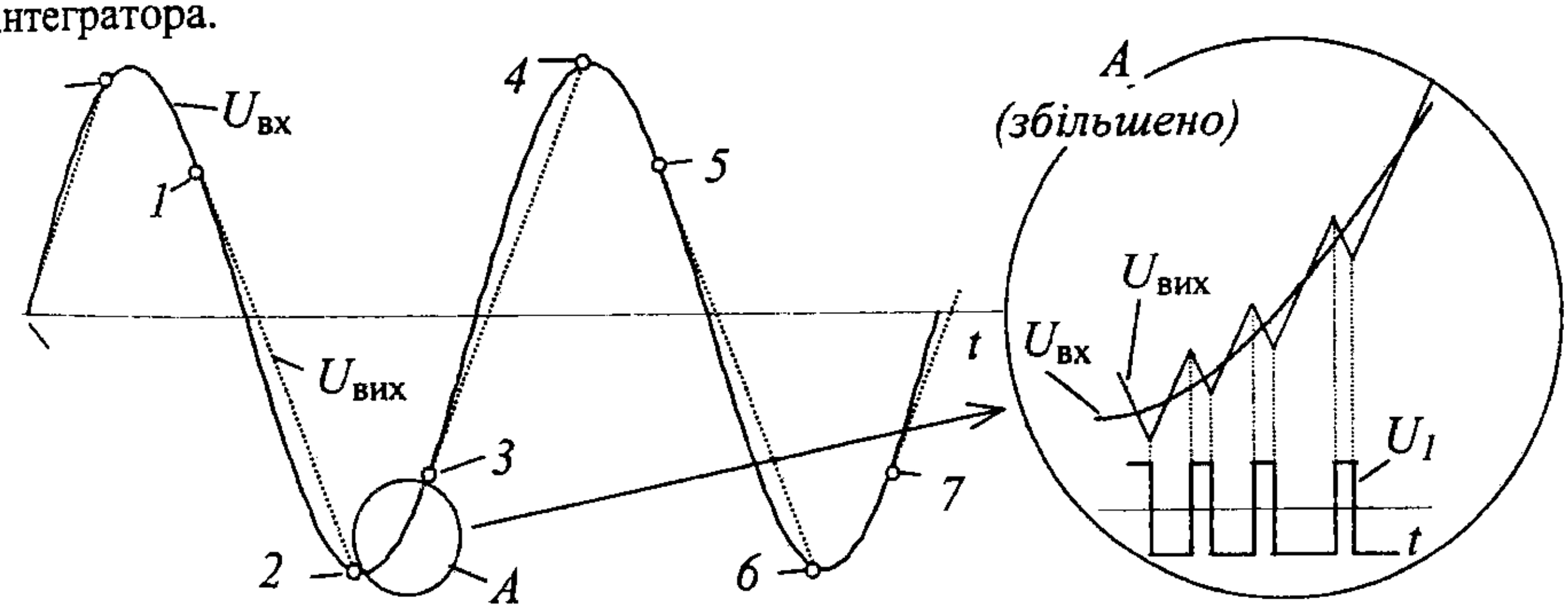



Рис. 2.38. Відпрацювання задавачем інтенсивності синусоїдного вхідного сигналу

Слід зауважити, що вихідний сигнал відрізняється від вхідного тільки тоді, коли темп зміни останнього перевищує допустимий, заданий рівняннями (2.13) або (2.14). На рис. 2.38 показане відпрацювання задавачем синусоїдної вхідної напруги. Коли вона змінюється досить повільно, вихідний сигнал інтегратора встигає змінюватись синхронно з $U_{вх}$. Лише на інтервалах швидкої зміни вхідної напруги вихідна запізнюється (після точок 1, 3, 5, 7). У точках 2, 4, 6 вихідна напруга наздоганяє вхідну, і надалі компаратор, періодично перемикаю-

чись унаслідок зміни знака $U_{вих} - U_{вх}$, забезпечує інтегратору можливіс безінерційно слідкувати за зміною напруги $U_{вх}$. Незначні коливання вихідн напруги (на рис. 2.38 перебільшені) обумовлені інерційністю компаратора.

◆ ***Приклад 2.5. Розрахунок задавача інтенсивності.***

Розрахувати ЗІ, який розташований на вході контуру швидкості та забе печує пуск двигуна до швидкості $n$=1000 об/хв за 0,1 с з незмінним прискоре ням. Коефіцієнт передачі датчика швидкості $k_{дш}$=0,2 В·с/рад, коефіцієнт пер дачі ЗІ $k_{ЗІ}$=1, напруга насичення компаратора $U_{нас}$=12 В. Темпи розганяння гальмування однакові.

Оскільки коефіцієнт передачі ЗІ одиничний, резистор $R_7$ у схе рис. 2.37а непотрібний, а внаслідок ідентичності темпів прискорення та гальм вання можна обійтись одним подільником на виході компаратора, не користу чись діодами. Задане прискорення

$$\varepsilon = \frac{2\pi n}{60 t_р} = \frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1000}{60 \cdot 0{,}1} = 1047 \text{ рад/с}^2.$$

Максимальний темп зміни вихідної напруги ЗІ

$$(dU/dt)_{max} = \varepsilon \cdot k_{дш} = 1047 \cdot 0{,}2 = 2094 \text{ В/с}.$$

Прийнявши опір подільника на виході компаратора $R_3$=1 кОм, а йо коефіцієнт передачі $\alpha = R_3^{'}/R_3 = 0{,}5$, знайдемо сталу часу інтегратора

$$T = \frac{U_{нас}\alpha}{(dU/dt)_{max}} = \frac{12 \cdot 0{,}5}{2094} = 2{,}87 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Ємність конденсатора С=0,1 мкФ узята такою, щоб опір резистора був набагато більшим від опору $R_3$. Тоді

$$R_5 = \frac{T}{C} = \frac{2{,}87 \cdot 10^{-3}}{0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 28{,}7 \text{ кОм}.$$

Опори резисторів $R_1$ та $R_2$ з метою уніфікації можна брати такими, дорівнюють 1 кОм. ◆

Іноді замість компаратора використовують суматор з небезкінечним ефіцієнтом передачі. Тоді задавач може працювати в двох режимах:

- малих розузгоджень (темп зміни вхідного сигналу менший від допустим суматор не насичується, вихідний сигнал практично повторює вхідний);
- обмеження темпу (внаслідок високого темпу зміни вхідної напруги на чується суматор і вихідний сигнал змінюється з незмінним темпом незале від темпу вхідного).

У режимі малих непогоджень подібний задавач є лінійним об'єктом з редавальною функцією

$$W(p) = \frac{1}{T_{ЗІ} p + 1},$$

де $T_{З1} = T\ k$ – стала часу задавача;

$k$ – коефіцієнт передачі суматора.

Як і будь-яка аперіодична лан-ка, задавач в аналізованому режимі відпрацьовує вхідний сигнал без коли-вань, але з невеликою динамічною по-кибкою, пропорційною його сталій ча-су.

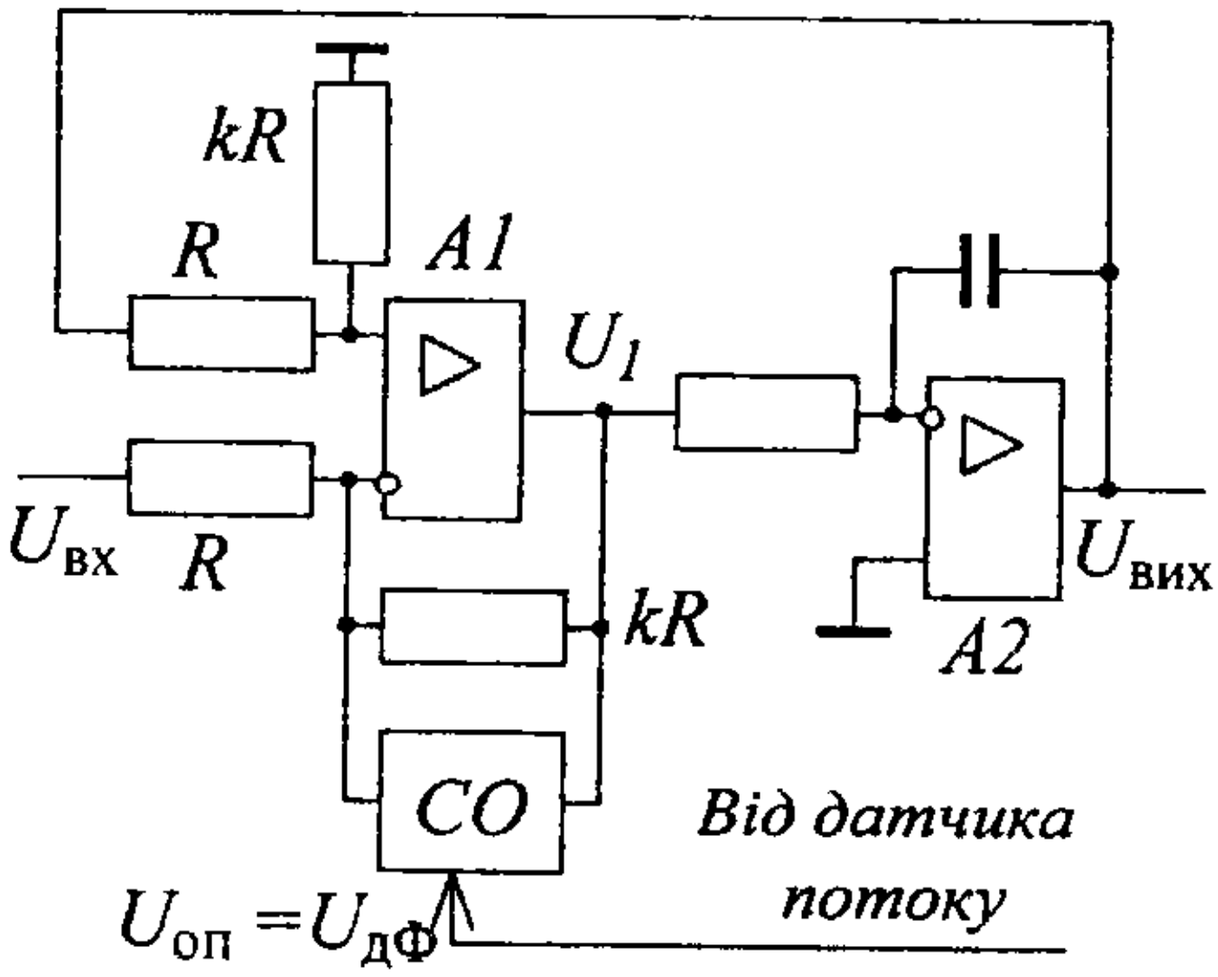



Рис. 2.39. Схема задавача інтенсивності з автоматичною зміною похідної

Обмеження темпу зміни вихід-ної напруги забезпечується шляхом обмеження напруги на вході інтегра-тора з використанням будь-якої зі схем обмеження (див. п. 2.3). Якщо вико-ристовують СО з опорною напругою, можна реалізувати регульований ззовні рівень обмеження похідної (рис. 2.39). Необхідність цього виникає в двозонних електроприводах під час пуску від за-давача в другій зоні. У схемі рис. 2.39 сигнал датчика магнітного потоку двигу-на використовують як опорну напругу в схемі обмеження *СО* суматора *А1*. У першій зоні при повному потоці допустимий пусковий струм двигуна макси-мальний і така ж максимальна опорна напруга. У режимі послаблення поля зни-жується допустимий струм двигуна і відповідно зменшуються опорна напруга та допустимий темп зміни вихідного сигналу (завдання на швидкість).

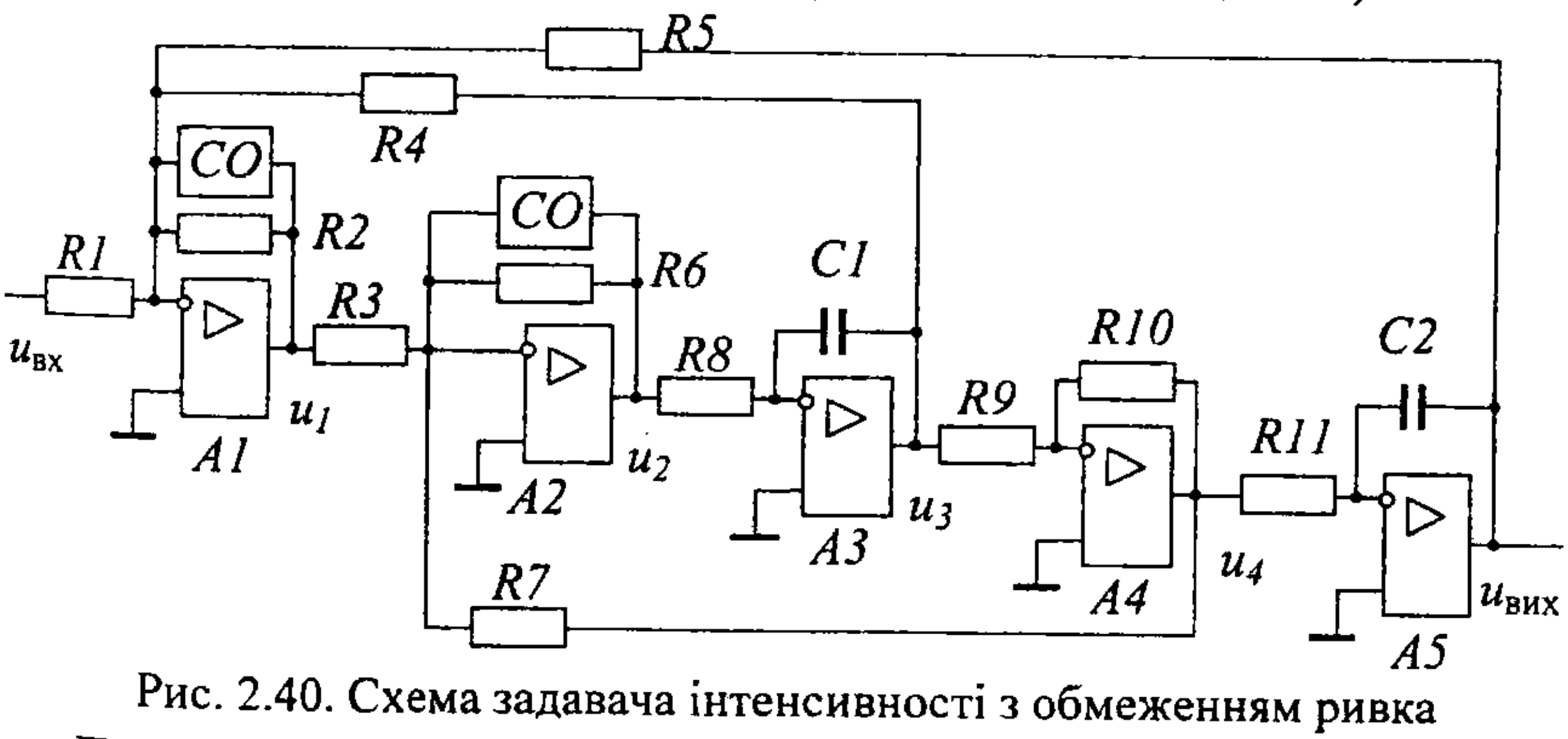



Рис. 2.40. Схема задавача інтенсивності з обмеженням ривка

При використанні задавачів інтенсивності у швидкісних пасажирських ліфтах та шахтних підіймальних машинах вони повинні обмежувати не лише прискорення, а й її похідну (ривок). Подібний задавач (рис. 2.40) – фактично двоєрідна двоконтурна система автоматичного керування. Він складається з двох регуляторів *А1*, *А2* зі схемами обмеження СО вихідної напруги (формують завдання на першу та другу похідні вихідної напруги відповідно) та двох інтеграторів *А3*, *А5*, тобто об'єктів керування цих регуляторів. Напруги $u_2$, $u_3$ – перша та друга похідні вихідної напруги схеми. Через резистори *R5*, *R7* ре-

алізовані негативні зворотні зв'язки за вихідною напругою та її похідно Інвертор *A4* виконує допоміжну роль узгодження знаків сигналів зворотни зв'язків. Зворотний зв'язок за напругою $u_3$, поданий через резистор *R4* до вхо ду регулятора *A1*, попереджує автоколивання та стабілізує роботу задавача.

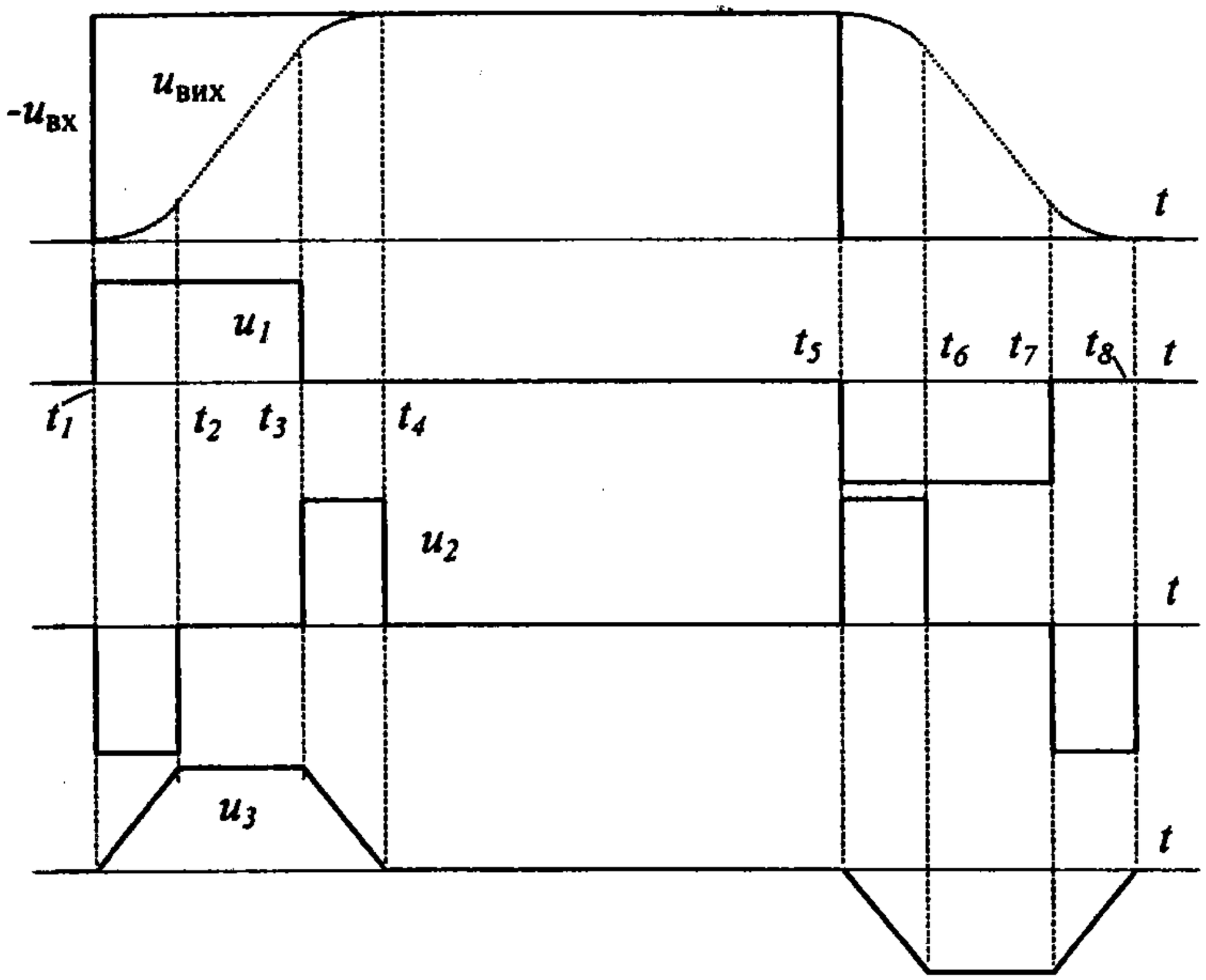



Рис. 2.41. До роботи задавача з обмеженням ривка

Роботу задавача пояснюють діаграми рис. 2.41. Нехай спочатку конден сатори розряджені, вхідна та вихідні напруги всіх підсилювачів дорівнюють ну лю. Одразу після надходження негативного вхідного сигналу $u_{вх}$ (момент часу $t_1$ на рис. 2.41) регулятори *A1*, *A2* насичуються. На вході інтегратора *A3* з'являється незмінне завдання на ривок $u_2$, яке викликає лінійне підвищення його вихідної напруги $u_3$ та параболічне зростання вихідної напруги $u_{вих}$. У момент часу $t_2$ похідна вихідної напруги схеми внаслідок збільшення напруги $u_4 = -u_3$ сягає заданого значення, підсилювач *A2* виходить з насичення і по дальше зростання $u_3$ припиняється. Вихідна напруга $u_{вих}$ починає змінюватися лінійно.

У момент часу $t_3$ сумарний сигнал зворотного зв'язку на входах регуля тора *A1* зрівнюється із вхідною напругою, останній виходить з насичення, різко зменшуючи напругу $u_1$, що призводить до насичення регулятора *A2* з проти лежною полярністю, зниження $u_3$ та зменшення темпу зростання вихідної на пруги. Це зростання припиняється у момент $t_4$, коли вихідна напру зрівнюється із вхідною. Після зникнення вхідного сигналу в момент $t_5$ обид

регулятори насичуються знову (однак з протилежною полярністю) і процеси в схемі повторюються, доки вихідна напруга не зменшиться до нуля.

### 2.5. Генератори періодичних сигналів

Для генераторів періодичних сигналів із самозбудженням характерне сполучення інтегратора та позитивного зворотного зв'язку. Їх одночасно можна використовувати як генератори трикутної та прямокутної напруг. Подібні генератори використовують для тактування вузлів широтно-імпульсної модуляції в системах керування транзисторними перетворювачами енергії, оптронних розв'язках та деяких адаптивних генераторах, а також в трансформаторних потенційних розв'язках з амплітудною модуляцією (див. п. 3.1).

На рис. 2.42а зображений ***мультивібратор*** на одному ОП з позитивним та негативним зворотними зв'язками. Якщо вихідна напруга позитивна, відбувається заряд конденсатора через $R_0$ з полярністю, позначеною на рисунку. Коли напруга на інверсному вході $U_-$ перевищить напругу на прямому вході $U_+ = \Delta = U_{вих}\dfrac{R_1}{R_1+R_2}$, відбудеться перенасичення ОП і почнеться перезарядка конденсатора аж до нового перенасичення ОП (рис. 2.42б).

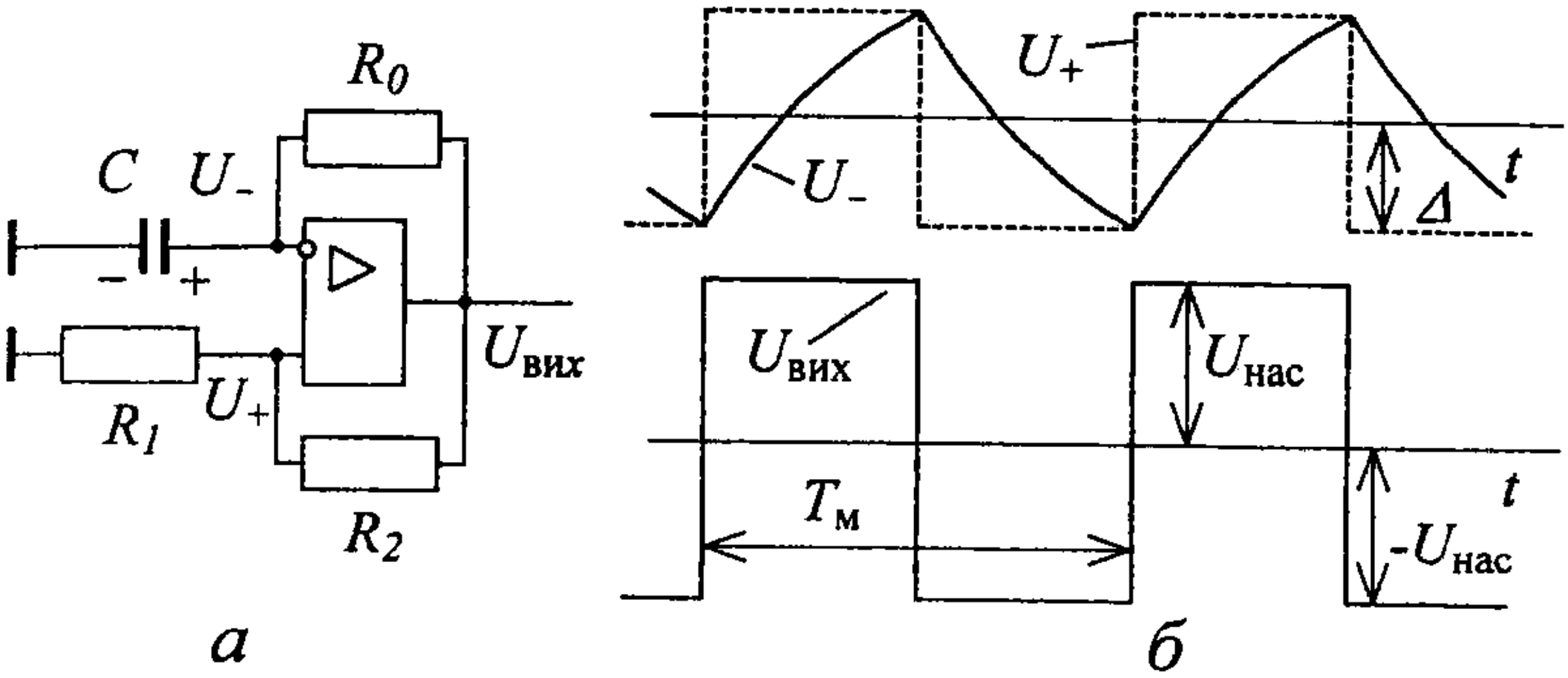



Рис. 2.42. Мультивібратор

Напруга на конденсаторі змінюється експоненціально:

$$U_- = U_{нас}\frac{R_1}{R_1+R_2}\left(1-2e^{-t/T}\right),$$

де $T = R_0C$ – стала часу кола заряду. Приблизно можна вважати, що її похідна

$$\frac{dU_-}{dt} = \frac{2U_{нас}}{T}e^{-t/T} \approx \frac{2U_{нас}}{T}.$$

З іншого боку, з рис. 2.42б видно, що ця ж похідна

$$\frac{dU_-}{dt} \approx \frac{2U_{нас}R_1}{(R_1+R_2)T_м/2}.$$

Порівнявши обидва вирази, знайдемо період зміни вихідної напруги (період модуляції): $T_м = 2T = 2R_0C$.

Оскільки форма напруги на конденсаторі різниться від трикут подібний генератор частіше використовують як генератор прямокутної напр в потенційних розв'язках з амплітудною модуляцією. Більш якісна трику напруга – в генераторі рис. 2.43а, який складається з компаратора гістерезисом $A1$ та інтегратора $A2$. Ширина петлі гістерезису компарат $\Delta = U_{\text{нас}} R_1 / R_2$. Одночасно вона буде амплітудою вихідної напруги.

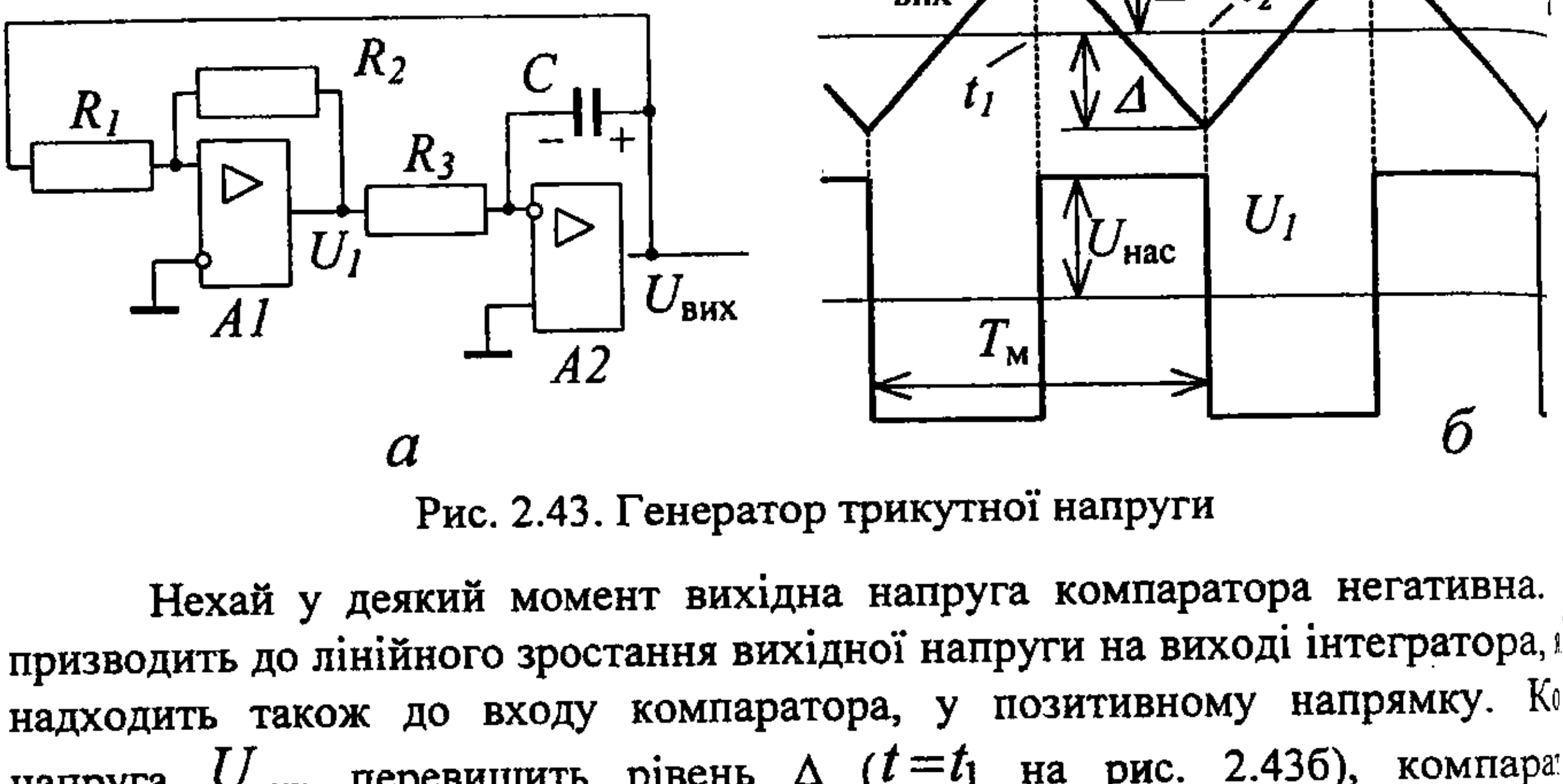



Рис. 2.43. Генератор трикутної напруги

Нехай у деякий момент вихідна напруга компаратора негативна. призводить до лінійного зростання вихідної напруги на виході інтегратора, надходить також до входу компаратора, у позитивному напрямку. К напруга $U_{\text{вих}}$ перевищить рівень $\Delta$ ($t = t_1$ на рис. 2.43б), компара перенасичується, і до входу інтегратора надходить позитивна напруга. починає змінювати свою напругу у протилежному напрямку, доки вона, ста негативною, не перевищить за модулем $\Delta$ ($t = t_2$). Тоді відбудеться н перенасичення компаратора і почнеться нове зниження вихідної напруги.

Похідна вихідної напруги інтегратора

$$\frac{dU_{\text{вих}}}{dt} = \frac{U_{\text{нас}}}{T},$$

де $T = R_3 C$ – стала часу інтегратора.

Урахувавши, що за рис. 2.43б та ж похідна

$$\frac{dU_{\text{вих}}}{dt} = \frac{2\Delta}{T_{\text{м}}/2},$$

знайдемо період зміни вихідної напруги

$$T_{\text{м}} = \frac{4\Delta T}{U_{\text{нас}}} = \frac{4 R_1 R_3 C}{R_2}.$$

◆ ***Приклад 2.6. Розрахунок генератора трикутної напруги.***

Вихідна напруга генератора повинна мати амплітуду $U_{\text{оп}m}$=8 В частоту $f_{\text{м}}$=$10^4$ Гц. Рівень насичення компаратора у схемі рис. 2.43а $U_{\text{н}}$ 10 В.

Стала часу інтегратора

$$T = \frac{U_{\text{нас}}}{4 f U_{\text{опт}}} = \frac{10}{4 \cdot 10^4 \cdot 8} = 31{,}25 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Узявши ємність С=0,01 мкФ, знайдемо

$$R_3 = \frac{T}{C} = \frac{31{,}25 \cdot 10^{-6}}{0{,}01 \cdot 10^{-6}} = 312{,}5 \text{ кОм.} \blacklozenge$$

Щоб запобігти викривленню трикутної напруги внаслідок дрейфу нуля підсилювачів, до схеми рис. 2.43а додають інтегратор *A3* (рис. 2.44). Якщо середнє значення вихідної напруги відрізняється від нуля (наприклад, воно позитивне), на виході *A3* з'являється зростаюча в часі негативна напруга. Це сприяє швидшому перенасиченню компаратора *A1* у бік позитивних напруг і затримує його перенасичення до протилежного стану, від чого середня напруга на вході інтегратора А2 стає на деякий час позитивнішою, що компенсує дрейф вихідної напруги.

Керований генератор прямокутних імпульсів або ***перетворювач «напруга-частота»*** зображений на рис. 2.45а. Його схема відрізняється від схеми рис. 2.43а лише наявністю керуючого входу та діода *VD1*. Тут, як і в попередній схемі, перенасичення компаратора *A2* відбувається, коли напруга $U_1$ перевищує $\Delta = U_{\text{нас}} R_2/(R_3 + R_2)$. Якщо на виході *A2* позитивна напруга, діод закритий, і на вході *A1* присутня лише позитивна напруга $U_{\text{вх}}$. Напруга інтегратора лінійно змінюється в негативному напрямку за законом

$$U_1 = -\frac{1}{T}\int_0^t U_{\text{вх}} dt + U_{10},$$

де $T = R_1 C$ – стала часу інтегратора; $U_{10}$ – початкове значення напруги інтегратора. Таке зростання продовжуватиметься, доки напруга $U_1$ не досягне рівня Δ. Після цього компаратор перенасичується і своєю негативною напругою відкриває діод. Конденсатор, заряджений перед цим з полярністю, як на рис. 2.45а, швидко перезаряджається через вихід *A1*, відкритий діод, резистор $R_4$ та вихід *A2*. Темп цієї перезарядки

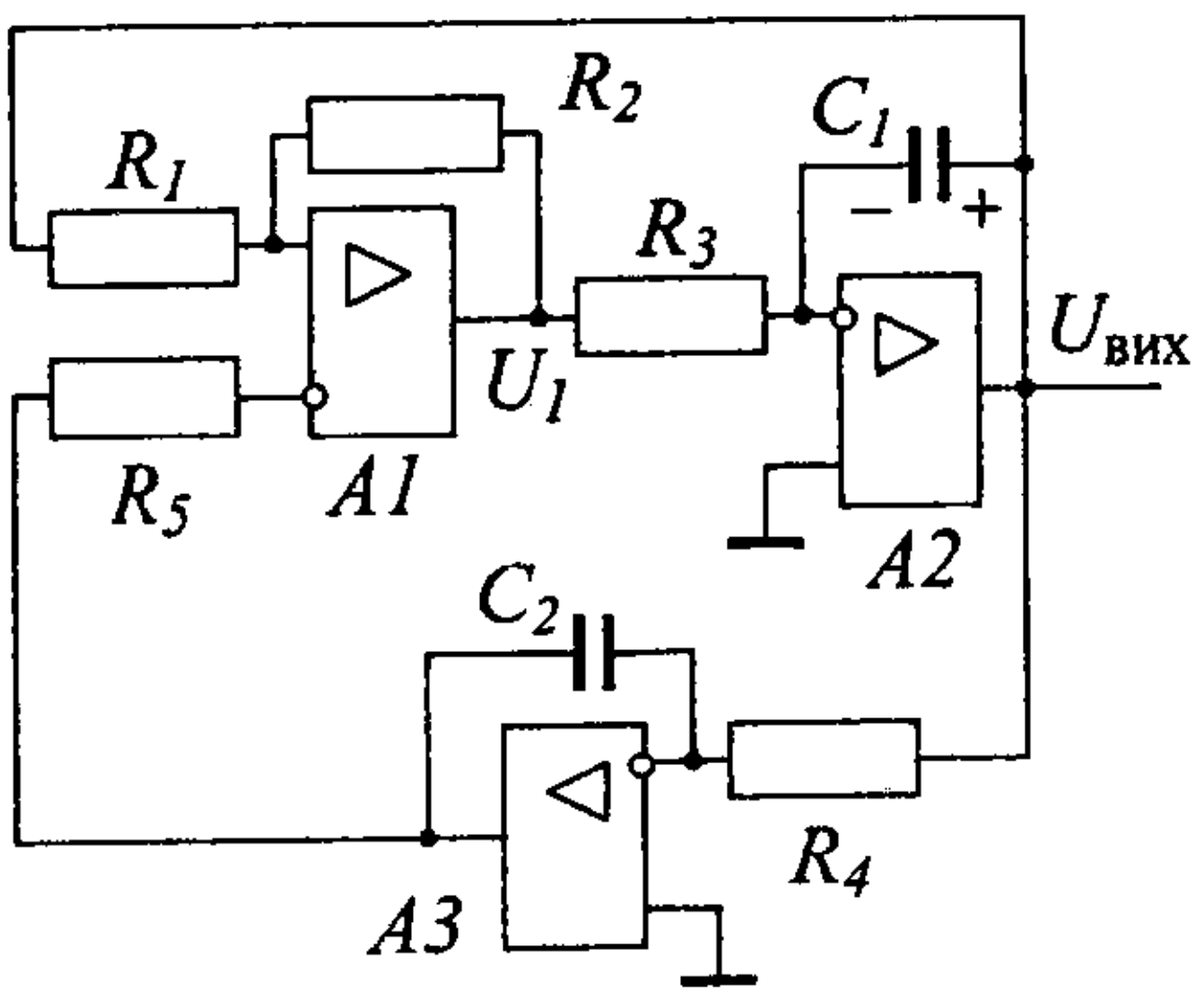



Рис. 2.44. Схема стабілізованого генератора трикутної напруги

набагато швидший, ніж попередньої, оскільки опір $R_4 \approx \frac{R_1}{20...30}$. Напруга $U_1$ швидко змінює знак, знову перенасичуючи компаратор. Оскільки темп перезарядки конденсатора в негативному напрямку при закритому діоді пропорційний вхідній напрузі, змінивши останню, можна

напруги. На рис. 2.45б у момент часу $t = t_1$ унаслідок стрибкоподібного зн
ження вхідної напруги в кривій $U_1$ спостерігається злам, після чого вихідна ча
тота зменшується.

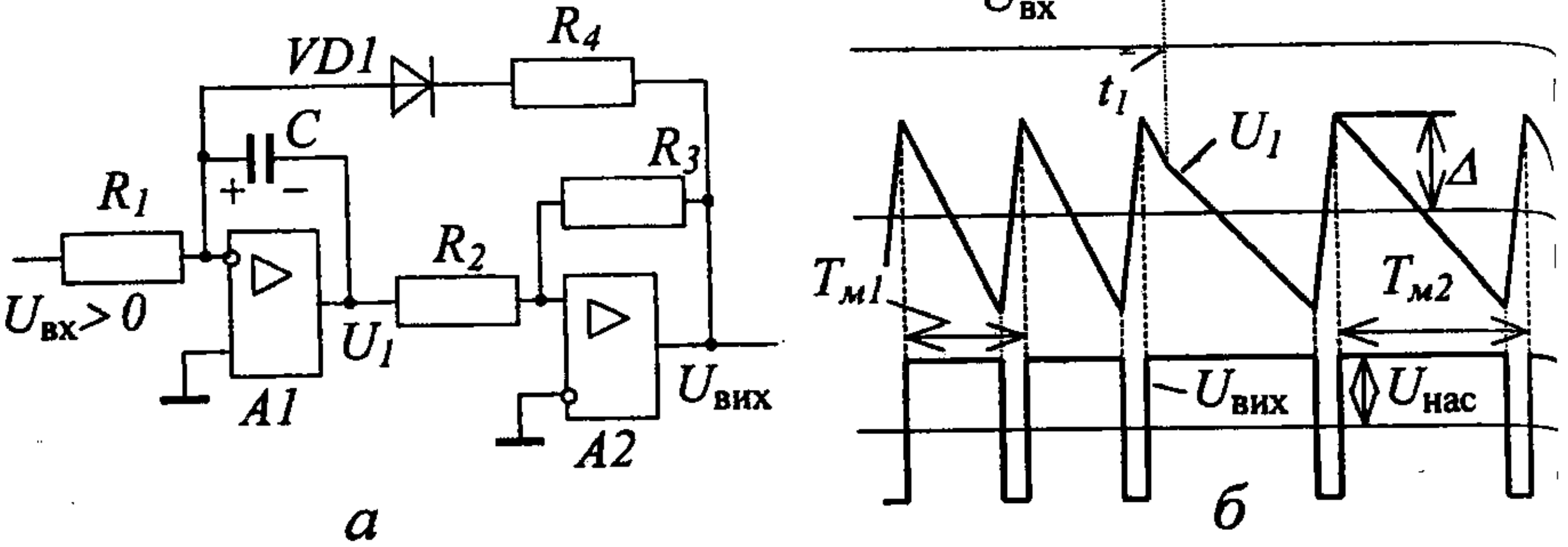



Рис. 2.45. Перетворювач «напруга–частота»

Оскільки похідна напруги $U_1$ на рис. 2.45б за умови нехтування тр
валістю перезарядки конденсатора через діод

$$\frac{dU_1}{dt} \approx \frac{2\Delta}{T_м},$$

вихідна частота

$$f = \frac{1}{T_м} = \frac{dU_1/dt}{2\Delta} = \frac{U_{вх}}{2\Delta T} = \frac{U_{вх}(R_3 + R_2)}{2U_{нас}R_2R_1C}$$

пропорційна вхідній напрузі.

Перетворювачі «напруга–частота» використовують в системах керуван автономними інверторами, в асинхронних електроприводах з частотн струмовим керуванням, у потенціальних розв'язках з частотно-імпульсною м дуляцією (див. п.3.2), а також як задавачі частоти в фазово-імпульсних С швидкості з імпульсним датчиком швидкості.

***Перетворювачі «частота–напруга»*** виконують протилежну операці Для перетворення частотно-модульованого сигналу ($U_{вх}$ на рис. 2.46б) на ви логовий часто достатньо використати фільтр. Тоді вихідна напруга фільт дорівнюватиме його середній вхідній напрузі

$$U_{вих.ср} = \frac{1}{T_м}\int_0^{T_м} U_{вх}dt = \frac{U_m t_1}{T_м} = U_m t_1 f$$

і буде пропорційною її частоті.

Зазначена пропорційність, проте, зберігається, коли амплітуда $U_m$ тривалість $t_1$ (або принаймні площа $U_m t_1$) вхідного сигналу зі зміною часто не змінюються. Якщо ця умова не виконується, перед фільтром (реалізовани схемі рис. 2.46а за допомогою ОП $A2$) вмикають формувач імпульсів (логічн

схемі рис. 2.46а за допомогою ОП $A2$) вмикають формувач імпульсів (логічний інвертор $A1$, діод та конденсатор $C_1$). Формувач перетворює вхідний сигнал на серію імпульсів $U_2$ з незмінною площею. Коли на виході інвертора логічна одиниця, конденсатор $C_1$ досить повільно заряджається від інвертора через $R_1$. Стала часу $T_1 = R_1C_1 < \frac{T_м}{4...5}$ цього контуру така, щоб заряд закінчився протягом найменшого можливого періоду вхідного сигналу. Коли на виході інвертора з'являється логічний нуль, конденсатор $C_1$, заряджений, як позначено на схемі, швидко розряджається через діод та вихід $A1$. Напруга $U_2$ на рис. 2.46б отримана як $U_2=U_1-U_C$.

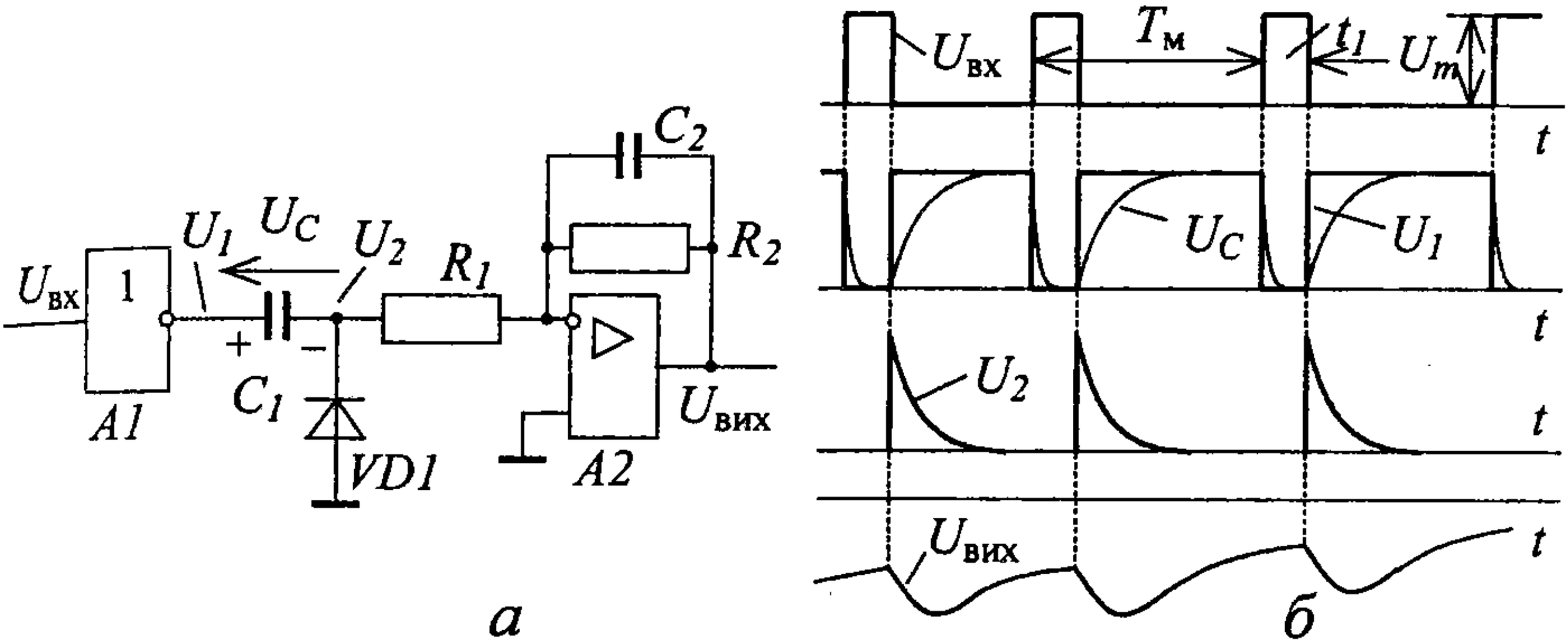



Рис. 2.46. Перетворювач «частота-напруга»

Фільтр, згладжуючи коливання сигналу $U_2$, виділяє його середнє значення. Стала часу фільтра $T_2 = R_2C_2 > (20...30)T_1$. Якщо вхідна частота знижується (рис. 2.46б), зменшуються шпаруватість сигналу $U_2$ і середнє значення вихідної напруги. Коефіцієнт пропорційності між частотою та вихідною напругою можна задати, змінивши коефіцієнт передачі фільтра $k = R_2 / R_1$.

***Генератор Віна*** (рис. 2.47) завдяки позитивному зворотному зв'язку (ланцюг $R_4$, $C_1$) працює в режимі самозбудження. У ньому $C_2 \approx C_1$, $R_3 \approx R_4$. Коли на виході незбудженого генератора з будь-якої причини з'являється невеликий (нехай позитивний) потенціал, колом «вихід ОП – $C_1$ – $R_4$ – $C_2$ – спільна точка» заряджається конденсатор $C_2$ і напруга $U_+$ зростає. Оскільки ОП увімкнено за схемою неінвертувального підсилювача, це призведе до ще більшого зростання вихідної напруги (починається самозбудження)

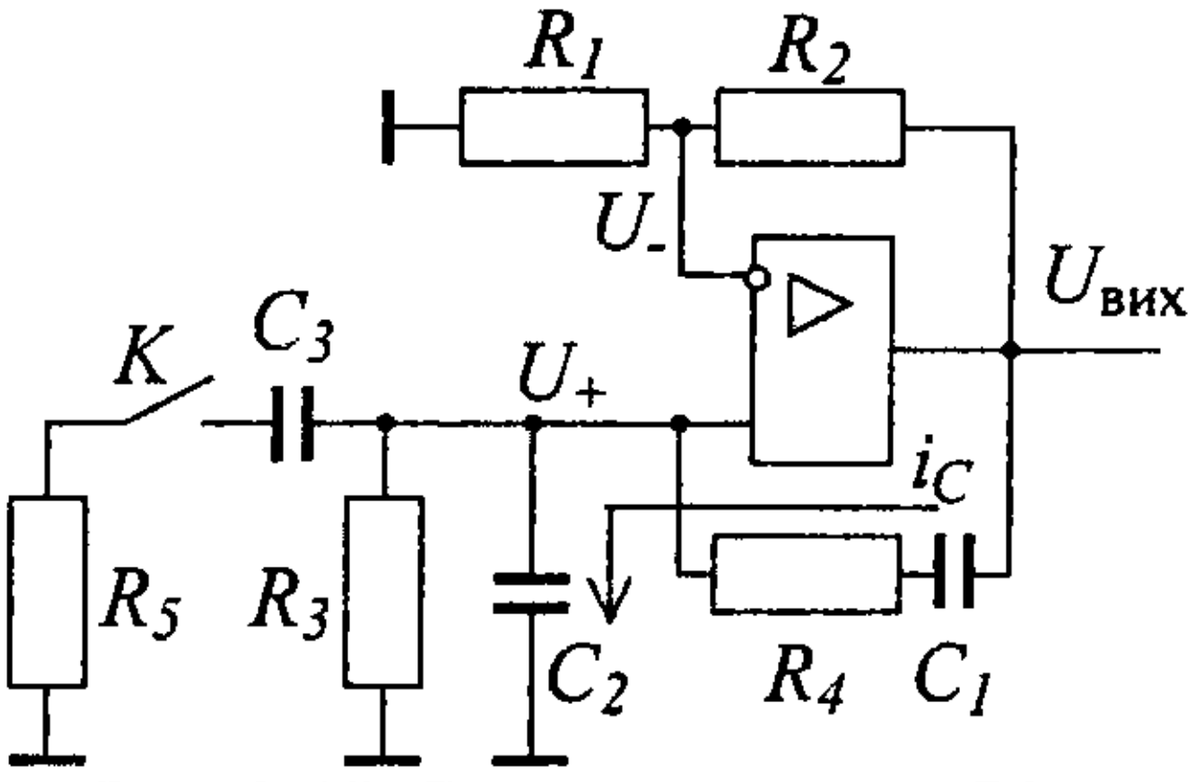



Рис. 2.47. Схема генератора Віна

Коли в процесі зростання вихідної напруги та напруги $U_+$ остання досягає рівня, який насичує ОП:

$$U_+ = U_{\text{нас}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

(момент часу $t = t_1$ на рис. 2.48), вихідна напруга перестає зростати. Оскільки цей момент $U_{C2} = U_+ \approx U_{C1} << U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}$, певний час конденсатор $C_2$ продовжує заряджатися.

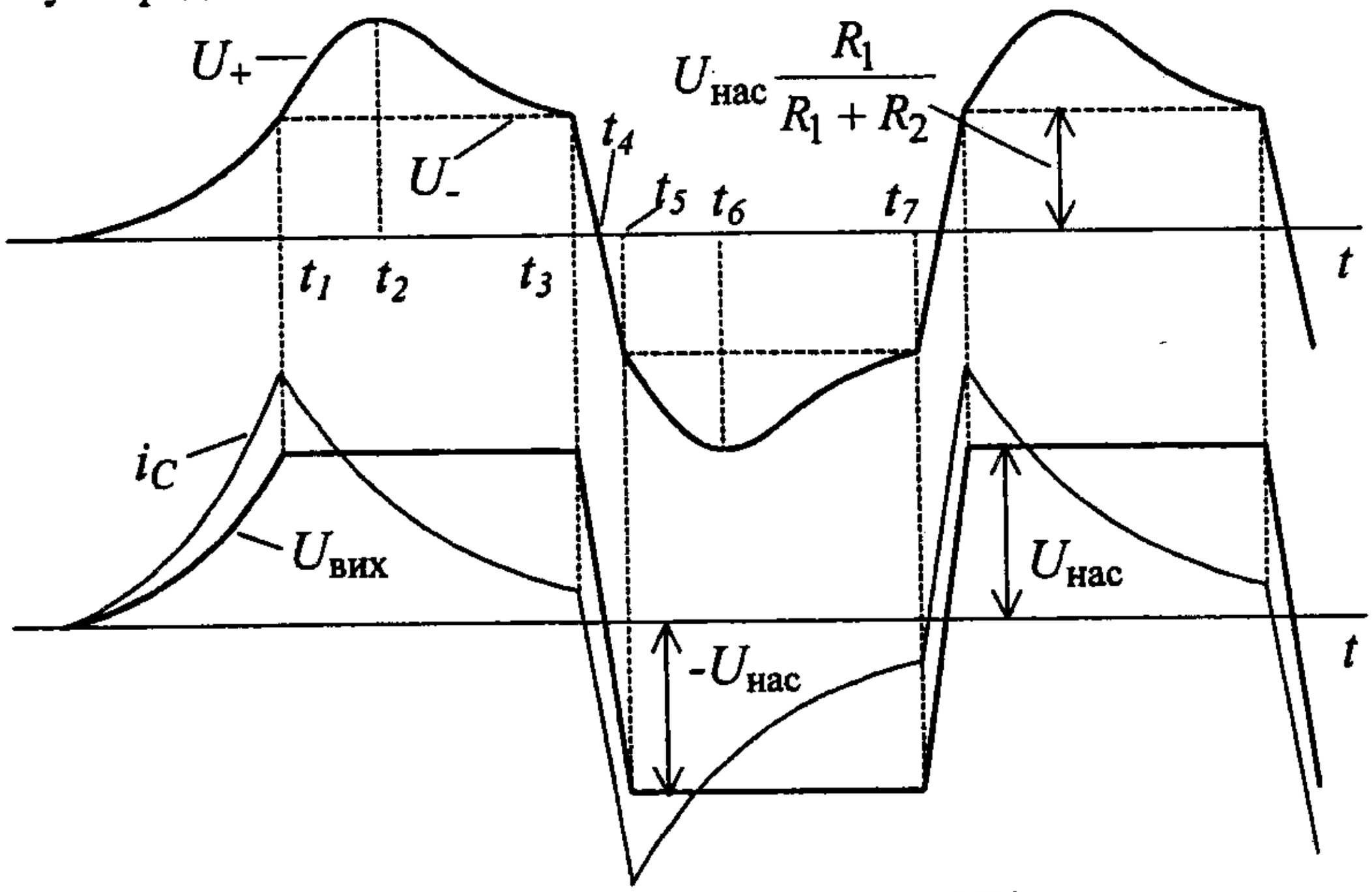



Рис. 2.48. Процеси в генераторі Віна

Струм заряду $i_C$ починає падати і з часом ($t = t_2$) зростання напруги $U_-$ припиняється (відбувається перерозподіл напруг між $C_1$ та $C_2$, оскільки зрештою вся напруга $U_{\text{вих}}$ повинна прикластися до конденсатора $C_1$, бо $C_2$ зашунтований резистором). У момент зниження напруги на $C_2$ до рівня

$$U_+ = U_{\text{нас}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

(момент часу $t = t_3$) ОП виходить з насичення, починається зниження вихідної напруги і прискорюється зниження розрядного струму. На цей момент $U_+ << U_{C1}$ і конденсатор $C_1$ розряджається по колу «$C_1$ – вихід ОП – спільна точка – $C_2$ – $R_4$ – $C_1$», намагаючись перезарядити конденсатор $C_2$. Напруга $U_+$ змінює знак, і в момент часу $t = t_5$ відбувається насичення ОП з протилежною полярністю. Процеси повторюються, як і протягом попереднього півперіода.

Частоту коливань можна змінити, змінюючи параметри контуру перезарядки (насамперед $C_1$, $R_3$, $R_4$) або коефіцієнт передачі ОП (за допомогою $R_2$). Якщо паралельно $C_2$ ввімкнути конденсатор $C_3 >> C_2$ (замкнути ключ

(на рис. 2.47), напруга $U_+$ не зможе зрости до рівня, достатнього для насичення ОП, і самозбудження не відбудеться. Таку властивість генератора Віна використовують для контролю цілісності електричного кола (див. п.1.5). Схему можна також використати як генератор напруги, близької до прямокутної.

***Синхронізовані генератори пилкоподібної напруги*** (ГПН) використовуються у складі систем імпульсно-фазового керування випрямлячами.

На рис. 2.49 зображені одне з найпоширеніших у вітчизняних електроприводах схем ГПН та діаграми її роботи.

Коли на вході схеми відсутній позитивний синхроімпульс, транзистор закритий негативним потенціалом на базі від джерела –15 В. Операційний підсилювач з конденсатором у контурі негативного зворотного зв'язку працює в режимі інтегратора. Конденсатор заряджається від джерела –15 В через резистор $R_1$ та вихід підсилювача (полярність заряду позначена на рис. 2.49). На виході схеми – позитивна напруга, яка лінійно зростає:

$$u_{\text{оп}} = -\frac{1}{T_i}\int_0^t U_1 dt = -\frac{U_1}{T_i}t,$$

де $T_i = R_1 C$ – стала часу інтегрування.

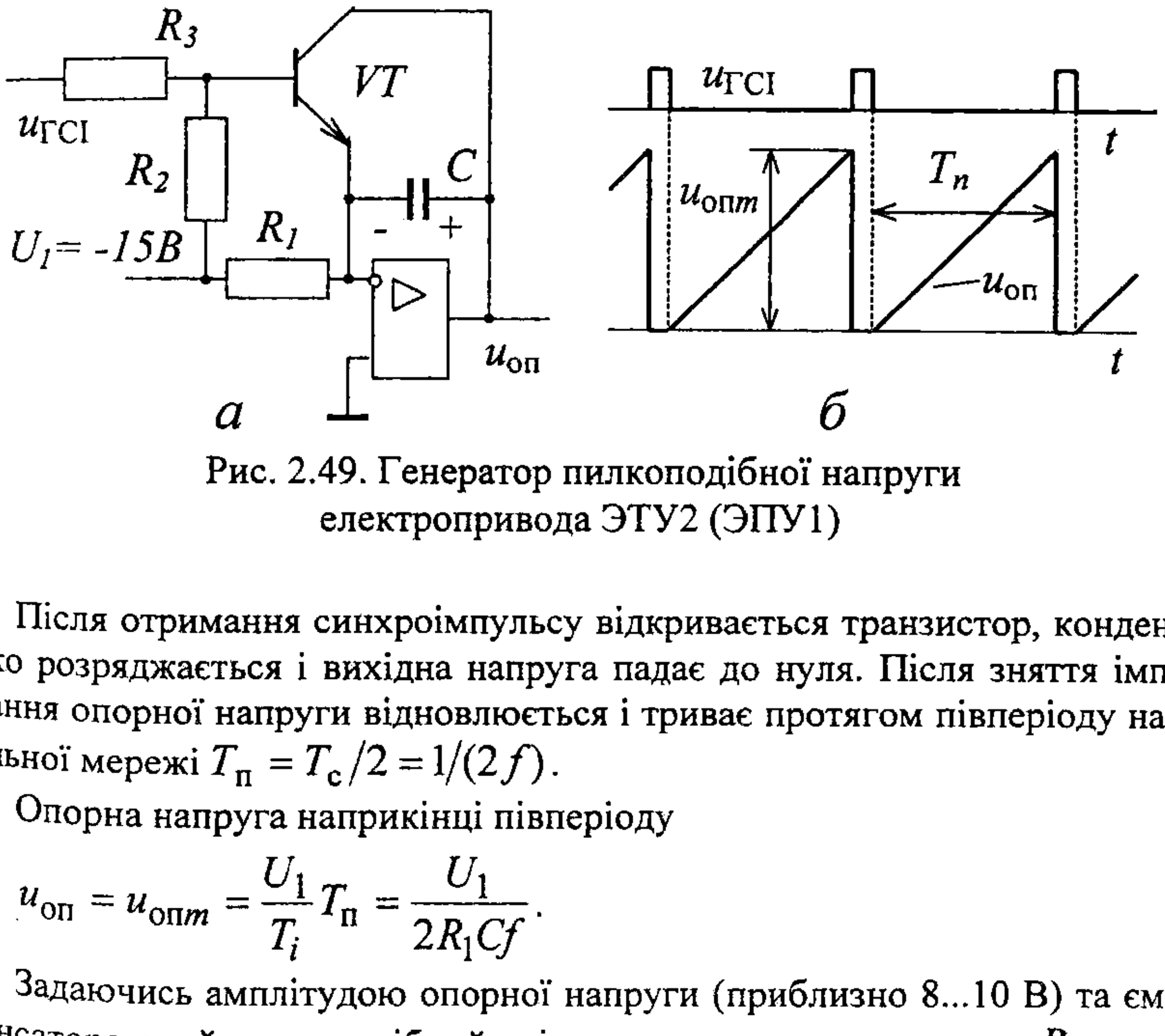



Рис. 2.49. Генератор пилкоподібної напруги електропривода ЭТУ2 (ЭПУ1)

Після отримання синхроімпульсу відкривається транзистор, конденсатор швидко розряджається і вихідна напруга падає до нуля. Після зняття імпульсу зростання опорної напруги відновлюється і триває протягом півперіоду напруги живильної мережі $T_{\text{п}} = T_{\text{с}}/2 = 1/(2f)$.

Опорна напруга наприкінці півперіоду

$$u_{\text{оп}} = u_{\text{оп}m} = \frac{U_1}{T_i}T_{\text{п}} = \frac{U_1}{2R_1 C f}.$$

Задаючись амплітудою опорної напруги (приблизно 8...10 В) та ємністю конденсатора, знайдемо потрібний опір регулювального резистора $R_1$:

$$R_1 = \frac{U_1}{2Cfu_{\text{опт}}}.$$

У схемі рис. 2.50 підсилювач увімкнено за схемою т.з. пропорційно інтегральної ланки. Коли після надходження синхроімпульсу відкривається транзистор, до входу підсилювача подано дві напруги: позитивну від джерела $U_1$ та негативну від джерела $U_2$. Оскільки $R_2 << R_1$, вихідна напруга підсилювача у цьому разі позитивна, а діод $VD1$ відкритий. Конденсатор, за шунтований діодом, не впливає на вихідну напругу підсилювача, який працює як суматор:

$$u_{\text{оп}} = \Delta U = -U_1 \frac{R_0}{R_1} - U_2 \frac{R_0}{R_2} > 0. \qquad (2.15)$$

Після зняття синхроімпульсу транзистор закривається, і на інвертувальному вході підсилювача залишається лише позитивна напруга від джерела $U_1$ і як результат – стрибкоподібне зниження вихідної напруги на величину $-U_2 R_0/R_2$ та зміна її знака. Діод закривається і починається заряд конденсатора колом «джерело $U_1$ – $R_1$ – $R_0$ – $C$ – вихід підсилювача – спільна точка». Вихідна напруга змінюється за законом

$$u_{\text{оп}} = U_n + U_i = -U_1 \frac{R_0}{R_1} - \frac{1}{R_1 C}\int_0^t U_1 dt = -U_1 \frac{R_0}{R_1} - \frac{U_1}{R_1 C} t.$$

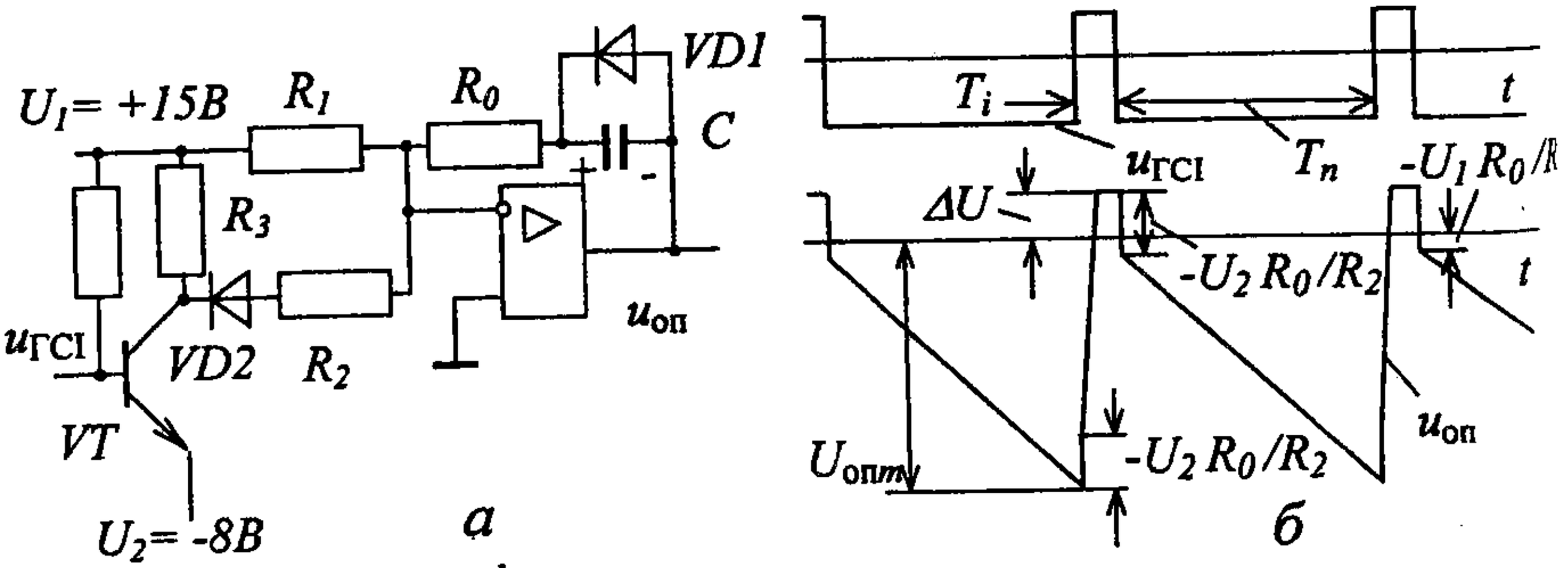



Рис. 2.50. Генератор пилкоподібної напруги фірми *Siemens*

Пропорційна складова вихідної напруги $U_{\text{п}} = -U_1 \frac{R_0}{R_1}$ набагато менш інтегральної $U_{\text{і}} = -U_1 \frac{1}{R_1 C} T_{\text{п}}$, оскільки $R_0 << R_1$. Полярність заряду конденсатора позначена на рис. 2.50.

На момент надходження наступного синхроімпульсу опорна напруга стигає зрости до свого максимального значення

$$u_{\text{оп}} = U_{\text{оп}m} = -\frac{U_1 T_{\text{п}}}{R_1 C} < 0. \qquad (2.16)$$

Конденсатор швидко розряджається колом «$C$ – $R0$ – $R2$ – $VD2$ – анзистор – джерело $U_2$ – спільна точка – вихід підсилювача». Вихідна напруга змінюється за законом

$$u_{\text{оп}} = U_{\text{п}} + U_{\text{і}} = -U_{\text{оп}m} - U_2 \frac{R_0}{R_2} - \frac{1}{R_2 C}\int_0^t U_2 dt = -U_{\text{оп}m} - U_2 \frac{R_0}{R_2} - \frac{U_2}{R_2 C} t.$$

Протягом тривалості синхроімпульсу конденсатор повинен встигнути зрядитися, інакше генератор стане непрацездатним. Це можливо, коли

$$R_2 << \frac{U_2 T_i}{C U_{\text{оп}m}}.$$

Амплітуда опорної напруги, як і для попереднього генератора, перебуває межах –8...–10 В. Позитивний стрибок $\Delta U \approx 2\ B$.

Виходячи з формули (2.16) отримаємо

$$R_1 = -\frac{U_1 T_{\text{п}}}{C U_{\text{оп}m}},$$

формули (2.15)

$$R_0 = \frac{\Delta U R_2}{U_2}.$$

У цих формулах слід ураховувати знаки напруг.

### *2.6. Блоки множення та схеми на їх основі*

Випускають інтегральні мікросхеми дво- (для перемноження однополяр- напруги на двополярну) та чотириквадрантних (для перемноження двох полярних напруг) ***блоків множення*** (наприклад, 525ПС1). Мікросхема має два входи (X та Y) і один вихід Z (рис. 2.51). Вихідна напруга блока $U_Z = kU_X U_Y$ (звичайно $k<1$). Блоки множення використовують в адаптивних регуляторах (наприклад, у двозонному електроприводі), а також у перетворювачах координат електроприводів змінного струму векторним керуванням.

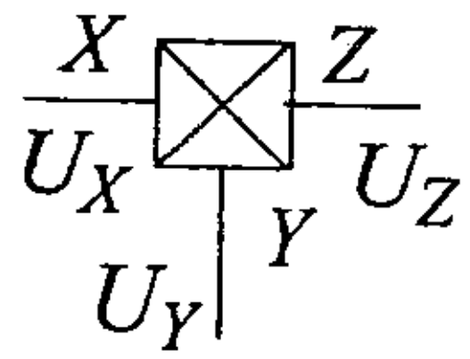


Рис. 2.51. Блок множення

Із застосуванням блоків множення будують ***блоки ження*** (рис. 2.52а). Струми на вході ОП:

$$i_1 = U_{\text{вх1}}/R_1;$$

$$i_0 = U_Z/R_0 = kU_{\text{вх2}}U_{\text{вих}}/R_0,$$

звідки вихідна напруга схеми

$$U_{\text{вих}} = -\frac{R_0}{kR_1}\frac{U_{\text{вх1}}}{U_{\text{вх2}}}. \qquad (2.17)$$

Схему рис. 2.52а можна використати для реалізації адаптивних регуляторів (наприклад, регулятора швидкості, адаптованого до зміни магнітного потоку, та регулятора ЕРС, адаптованого до зміни швидкості в двозонних електроприводах), увімкнувши блок множення до контуру зворотного зв'язку відповідного регулятора.

Якщо в схемі рис. 2.52а до входу $Y$ блока множення замість $U_{\text{вх2}}$ подати вихідну напругу схеми, отримаємо схему ***блока виділення квадратного кореня*** (рис. 2.52б). Його рівняння можна знайти з виразу (2.17) за умови $U_{\text{вх2}} = U_{\text{вих}}$:

$$U_{\text{вих}} = \sqrt{-\frac{R_0}{kR_1}U_{\text{вх}}}.$$

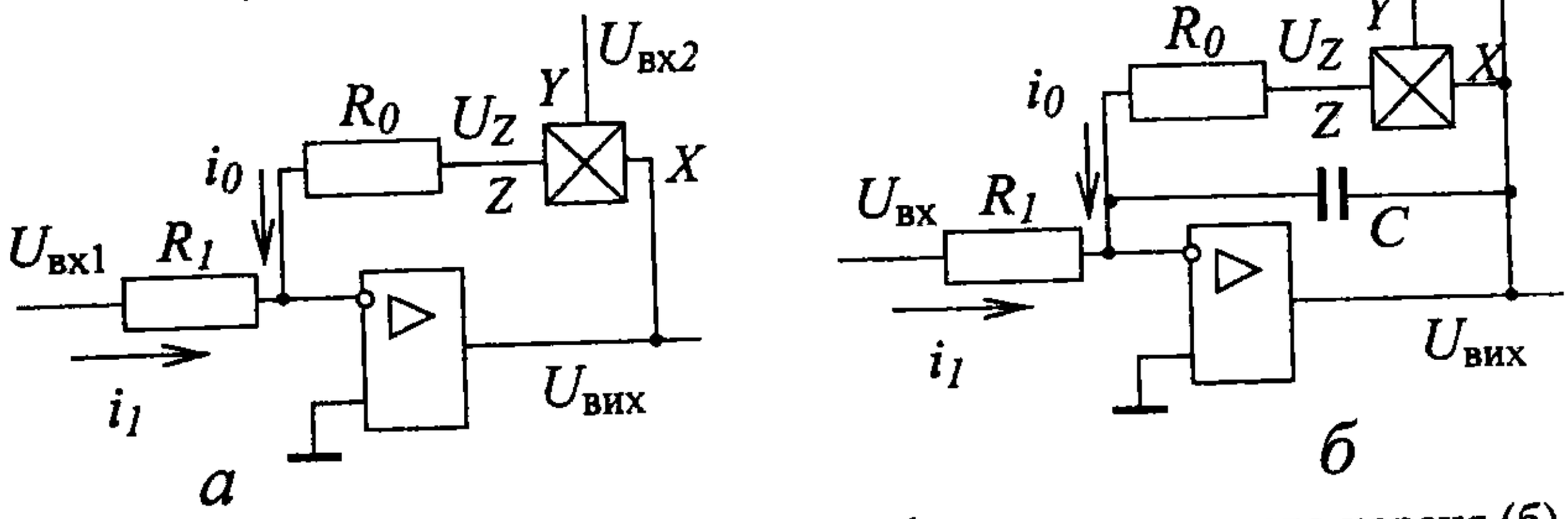



Рис. 2.52. Схеми блоків ділення (а) та виділення квадратного кореня (б)

Схема працездатна лише при негативних вхідних сигналах (інакше негативний зворотний зв'язок ОП перетвориться на позитивний). Конденсатор у каналі зворотного зв'язку призначений для згладжування коливань вихідної напруги та стабілізації роботи схеми.

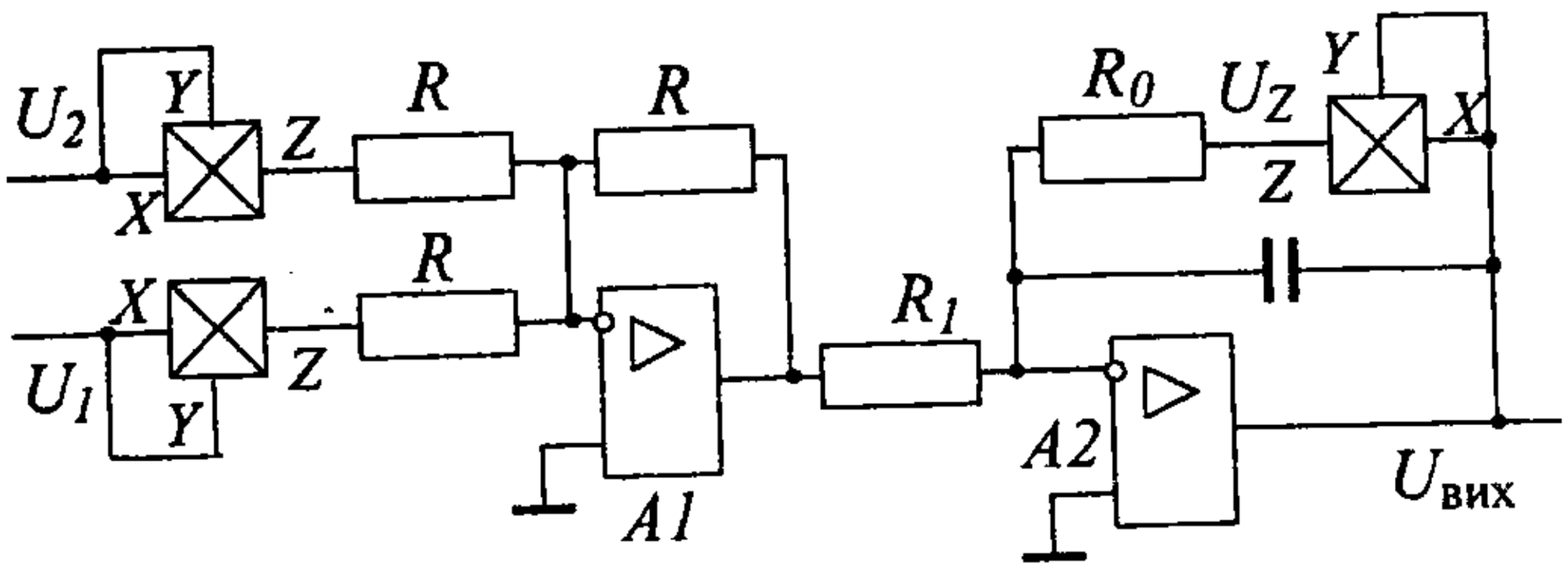



Рис. 2.53. Схема векторного суматора

У ***векторному суматорі*** до входу блока виділення квадратного кореня $A2$ через інвертувальний суматор $A1$ подано напругу, пропорційну сумі квадратів ортогональних проекцій вектора $U_1$ та $U_2$ (рис. 2.53). Завдяки інверсії на вході $A2$ завжди негативний сигнал. Вихідна напруга схеми пропорційна модулю вектора

$$U_{вих} = \sqrt{\frac{1}{k_3}\left(\frac{R_0}{R_1}k_1U_1^2 + \frac{R_0}{R_2}k_2U_2^2\right)},$$

де $k_1$, $k_2$, $k_3$ – коефіцієнти передачі блоків множення на входах підсилювача $A1$ та у каналі зворотного зв'язку $A2$.

### 2.7. Фільтри ◆

Необхідність використання фільтрів у комплектних електроприводах випливає з наявності перешкод у керуючих сигналах та сигналах зворотних зв'язків. Причина – неідеальність датчиків, регуляторів, силових перетворювачів та передач, а також присутність електромагнітних наведень. Для забезпечення стабільності роботи системи керування фільтри вмикаються в канали передачі інформації від датчиків зворотних зв'язків та задавальних пристроїв, на виходах регуляторів, на керуючих або синхронізувальних входах систем керування перетворювачами енергії. На відміну від силових фільтрів, де широко використовують індуктивні елементи, призначені для обробки сигналів фільтри реалізують за допомогою $RC$-ланцюгів. Це пов'язане з тим, що потрібні для таких задач занадто великі індуктивності– перешкода для мініатюризації.

Фільтри класифікують:

1. За порядком (визначається порядком передавальної функції фільтра або кількістю конденсаторів).
2. За діапазоном частот (або характером амплітудно-частотної характеристики):
   - фільтри низьких частот (рис. 2.54а);
   - фільтри високих частот (рис. 2.54б);
   - смугові фільтри (рис. 2.54в);
   - загороджувальні фільтри (АЧХ за рис. 2.54г).
3. За схемною реалізацією:
   - пасивні;
   - активні (з використанням підсилювачів, звичайно операційних).
4. За способом настроювання.

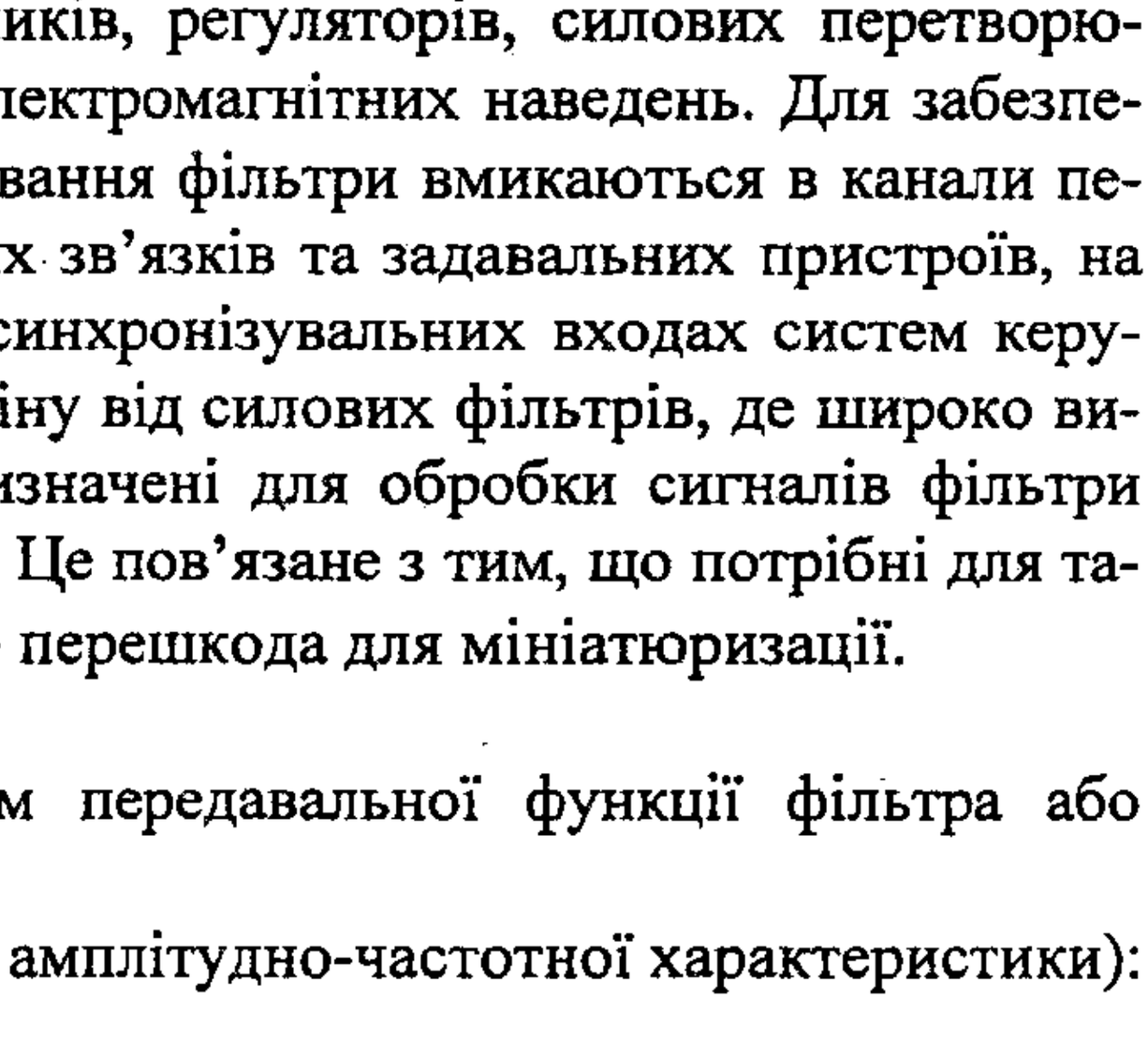



Рис. 2.54. Амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) ідеальних фільтрів

Найпростіший ***пасивний фільтр низьких частот першого порядку*** зображений на рис. 2.55а.

Принцип дії фільтра базується на неможливості миттєвої зміни напруги на конденсаторі, з малим опором $X_C = 1/\omega C$ для низькочастотних складо-

вих сигналу та великим опором для високочастотних. Тому залежно від співвідношення періоду зміни вхідного сигналу $T$ та сталої часу фільтра $T_0 = RC$ вихідної напруга фільтра характерні різні форми.

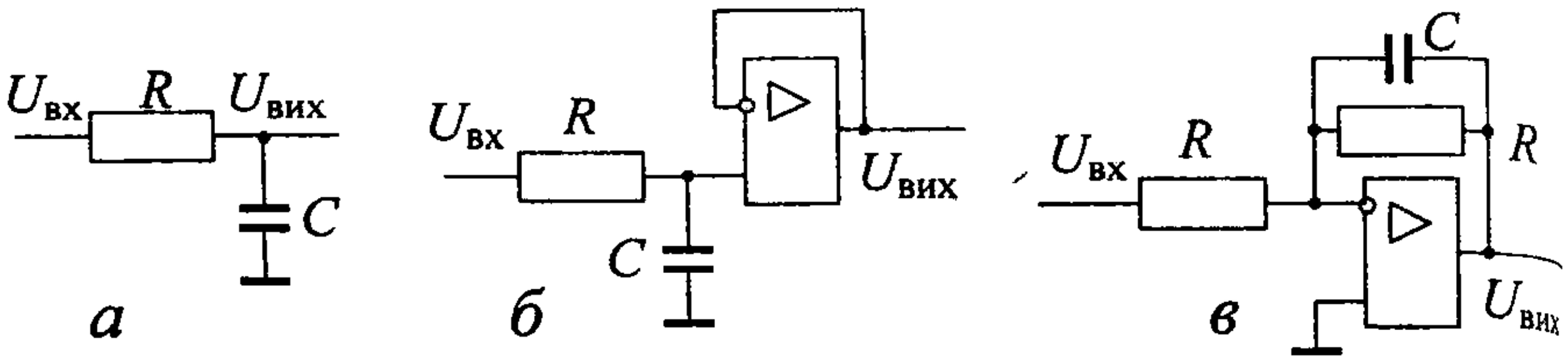



Рис. 2.55. Фільтри низьких частот першого порядку

На рис. 2.56 зображені реакції фільтра першого порядку на прямокутну вхідну напругу. Якщо $T_0 >> T$, вихідний сигнал (лінія 1) має незначні коливання навколо середнього значення $U_0$ і максимально відрізняється від вхідного. Якщо навпаки, $T_0 << T$, то вихідна напруга (лінія 3) за формою наближається до вхідної. Оскільки фільтр пропускає майже без викривлень лише низькочастотні сигнали, він і отримав назву фільтра низьких частот (ФНЧ). З рис. 2.56 видно, що для виділення середнього значення сигналу сталу часу фільтра треба вибирати набагато більшою від періоду зміни небажаних перешкод.

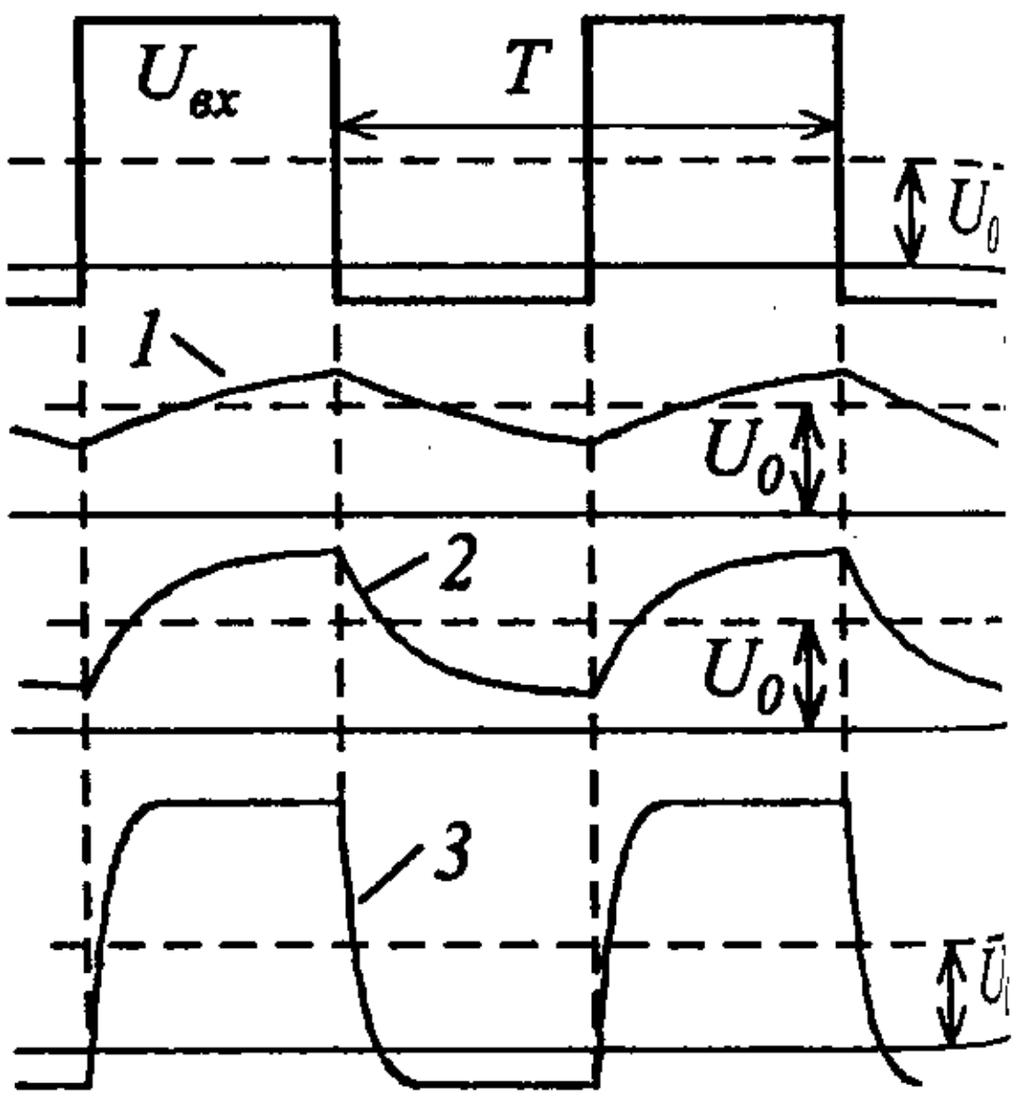



Рис. 2.56. Реакція ФНЧ першого порядку на прямокутну вхідну напругу

Рівняння напруг для зображень за Лапласом з відсутністю навантаження на виході

$$U_{вих}(p) = U_{вх}(p)\frac{1/pC}{1/pC + R},$$

звідки передавальна функція (ПФ) фільтра

$$W(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{1}{1 + pRC} = \frac{1}{1 + pT_0} = \frac{1}{1 + s},$$ (2.

де $T_0 = RC$ – стала часу фільтра; $s = pT_0 = p/\omega_g$ – новий, безрозмірний оператор Лапласа (він спростить нам подальший аналіз).

Частоту $\omega_g$ називають граничною частотою смуги пропускання. Для будь-якого фільтра (крім ідеального) за цієї частоти амплітуда вихідного сигналу в $\sqrt{2}$ разів менша від амплітуди вхідного. Для фільтрів першого порядку $\omega_g$ на чисельно дорівнює

$\omega_g = 1/T_0 = 1/(RC)$, рад/с.

Аналізувати та синтезувати фільтри зручно в частотній області за допомогою частотних характеристик. Якщо до ПФ (2.18) підставити $p = j\omega$, отримаємо амплітудно-фазову характеристику $W(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$, модуль якої $A(\omega)$ є амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ), а фаза $\varphi(\omega)$ – фазово-частотною характеристикою (ФЧХ) фільтра

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2R^2C^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\Omega^2}}; \qquad (2.19)$$

$$\varphi = -arctg(\omega RC) = -arctg\Omega,$$

де $\Omega = \omega/\omega_g$ – відносна частота.

Названі характеристики (т.з. діаграми Боде), зображені на рис. 2.57, показують, наскільки змінюються амплітуда та фаза вихідного сигналу порівняно з вхідним при зміні частоти цього сигналу. Як бачимо, АЧХ ФНЧ першого порядку досить далека від АЧХ ідеального фільтра (рис. 2.54а), особливо в зоні високих частот. Сигнали з частотами, більшими від граничної, такий фільтр фільтрує не зависжди ефективно. Зменшення ж граничної частоти хоча й поліпшує фільтрацію високих частот, проте погіршує передачу низьких, тобто корисних. Тому іноді й виникає потреба у використанні фільтрів високого порядку, АЧХ яких більше подібна до ідеальної.

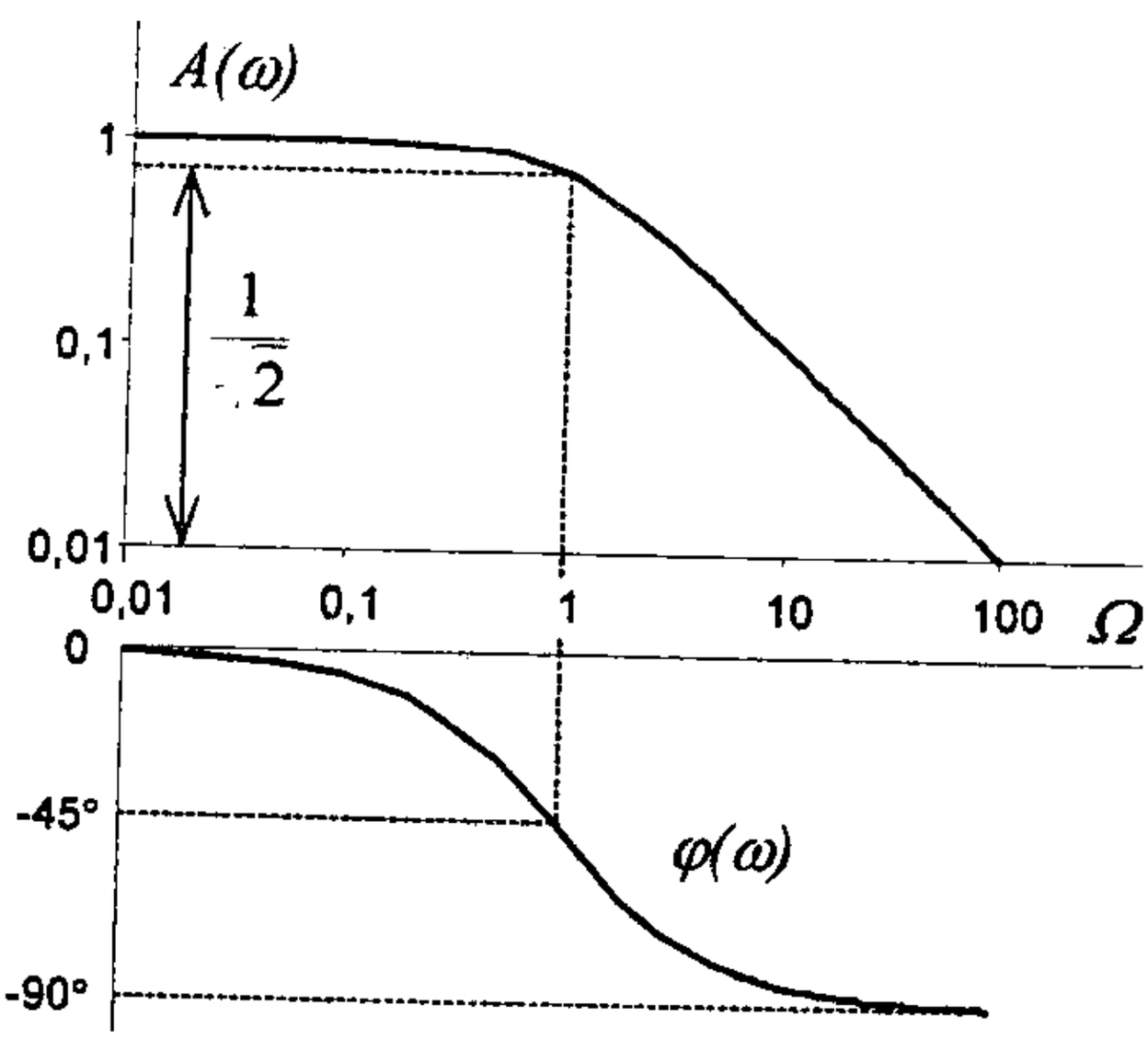



Рис. 2.57. Амплітудно-частотна та фазово-частотна характеристики ФНЧ першого порядку

Смугою пропускання (смугою прозорості) звуть діапазон частот, в якому фільтр практично не послаблює амплітуду вхідного сигналу (для ФНЧ смуга пропускання – діапазон частот $0...\omega_g$). Діапазон частот за межами смуги пропускання – смуга загороджування.

***Активні фільтри першого порядку*** (рис. 2.55б, в) мають такі самі передавальні та частотні характеристики. Використання операційних підсилювачів дає можливість умикати фільтр до низькоомного приймача сигналу, а також у разі потреби підсилювати відфільтрований сигнал.

У схемі ***пасивного фільтра високих частот*** (ФВЧ) ***першого порядку*** (рис. 2.58а) порівняно зі схемою рис. 2.55а замінені місцями резистори та конденсатори. Передавальну характеристику та амплітудно-частотну функцію отримують заміною в формулах (2.18), (2.19) $pT_0$ на $1\ pT_0$, $s$ на $1\ s$ та $\Omega$ на $1\ \Omega$:

$$W(p) = \frac{pRC}{1+pRC} = \frac{pT_0}{1+pT_0} = \frac{s}{1+s};$$

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\dfrac{1}{(\omega RC)^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1+1/\Omega^2}}.$$

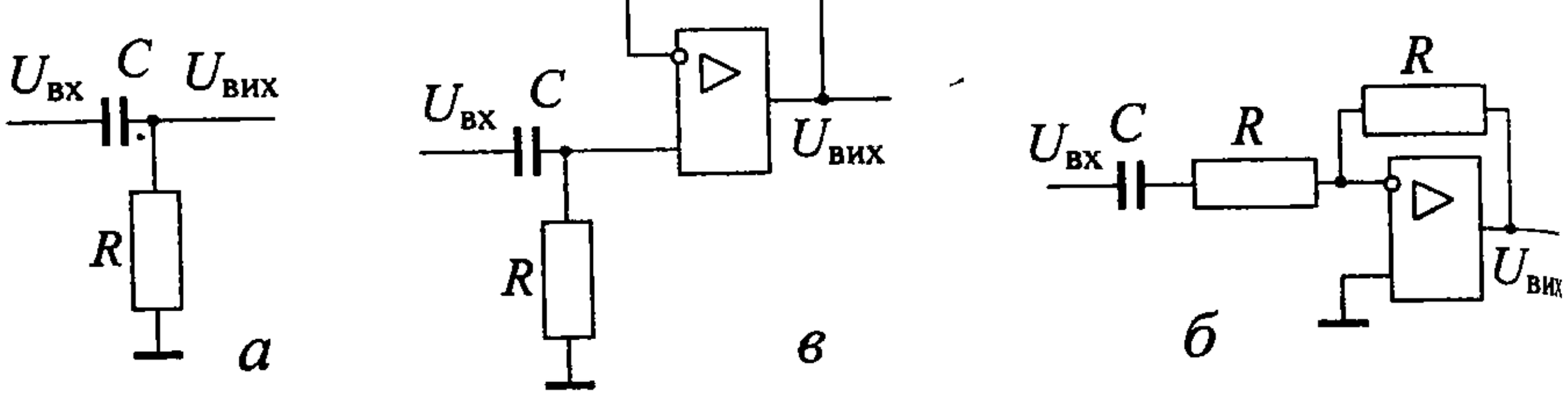



Рис. 2.58. Схеми фільтрів високих частот першого порядку

Фазово-частотна характеристика

$$\varphi(\omega) = arctg\left(\frac{1}{\omega RC}\right) = arctg(1/\Omega).$$

Гранична частота $\omega_g$ для такого фільтра розраховується так само, як і для ФНЧ. При малій граничній частоті ФВЧ передає до виходу змінну складову вхідної напруги майже без викривлень (лінія 1 рис. 2.59). Якщо гранична частота $\omega_g >> \omega$, вихідний сигнал (лінія 3) близький до похідної вхідного (тому подібну схему використовують також для реалізації гнучких зворотних зв'язків в САР). Постійна складова $U_0$ вхідної напруги до виходу не передається, оскільки для неї конденсатор має нескінченний опір.

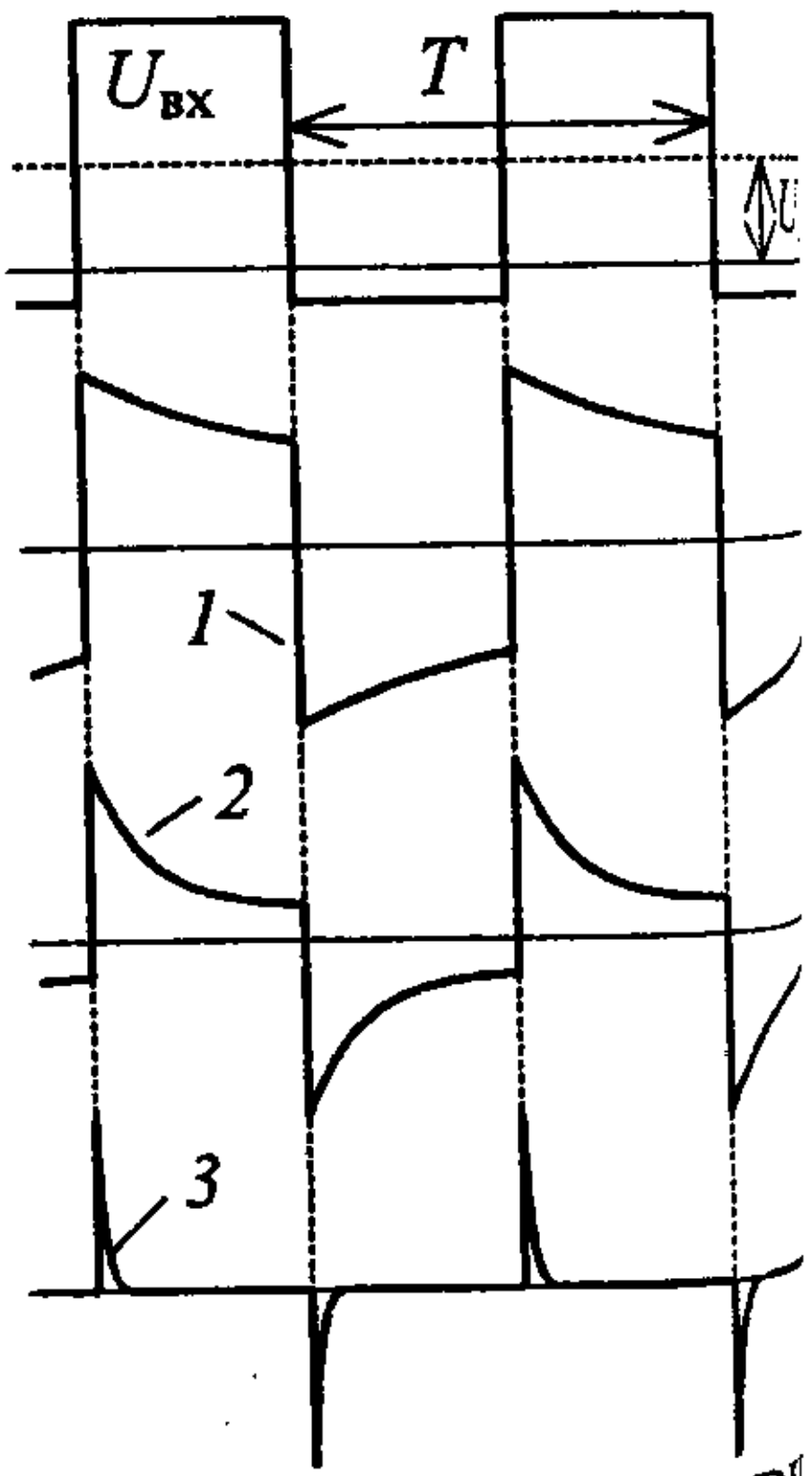



Рис. 2.59. Реакція ФВЧ першого порядку на прямокутну вхідну напругу

Амплітудно-частотна характеристика ФВЧ першого порядку (рис. 2.60) також досить далека від ідеальної (рис. 2.54б), але вже в зоні низьких частот. Смугою його пропускання буде діапазон частот $\omega \geq \omega_g$.

***Пасивний смуговий фільтр*** (рис. 2.61) – фактично послідовне з'єднання ФНЧ та ФВЧ з однаковими граничними частотами. Його ПФ та частотні характеристики

$$W(p) = \frac{pT_0}{1+3pT_0+p^2T_0^2} = \frac{s}{1+3s+s^2};$$

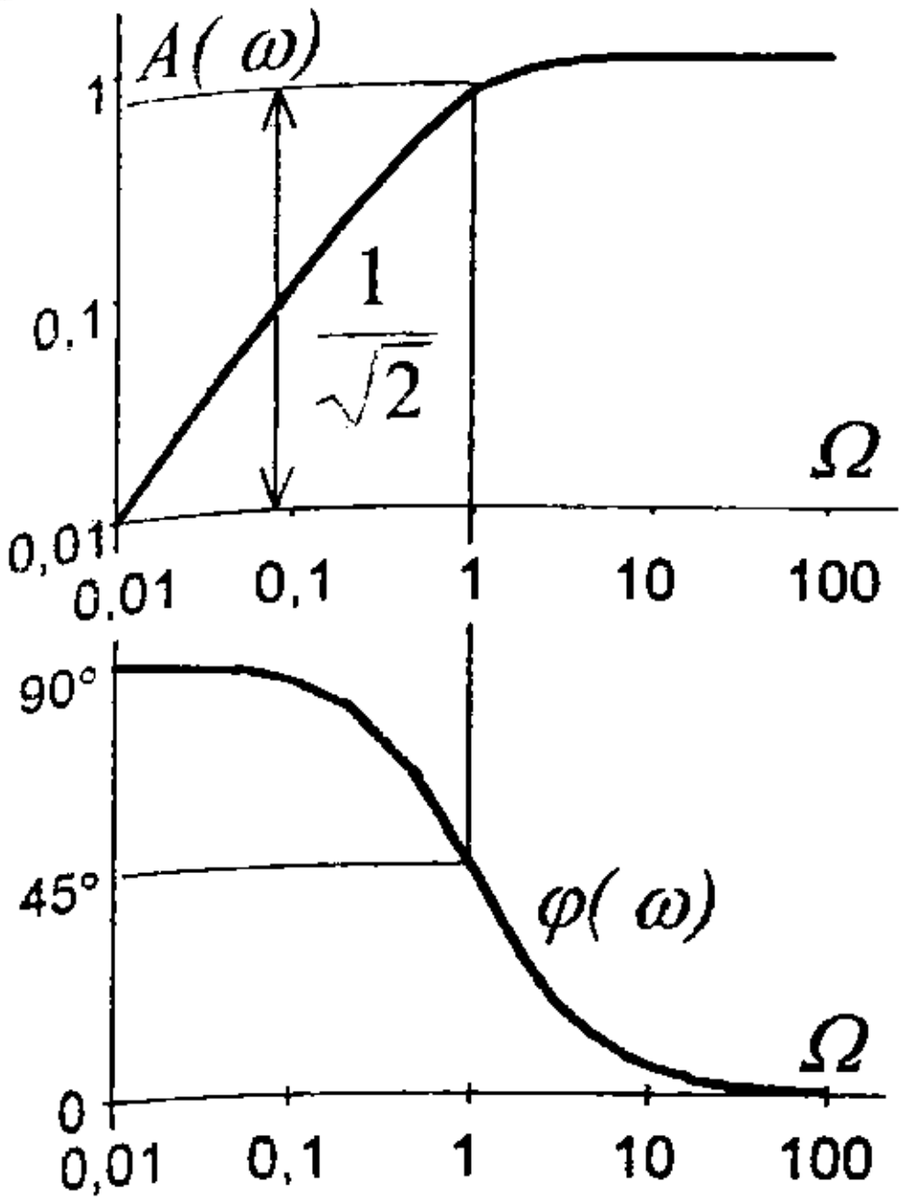



Рис. 2.60. Частотні характеристики ФВЧ першого порядку

$$A(\omega) = 1/\sqrt{\left(1/\Omega - \Omega\right)^2 + 9};$$

$$\varphi(\omega) = arctg\frac{1-\Omega^2}{3\Omega},$$

де $\Omega = \omega/\omega_p$; $s = pT_0$; $\omega_p = 1/T_0 = 1/RC$ – резонансна частота.

Частотні характеристики смугового фільтра зображені на рис. 2.62. Подібні фільтри використовують у випадках, коли корисна інформація міститься в знакозмінному сигналі, частота якого лежить в досить вузькому діапазоні, а решта частот лише заважає передачі інформації. Резонансну частоту полосового фільтра розташовують усередині діапазону корисних частот.

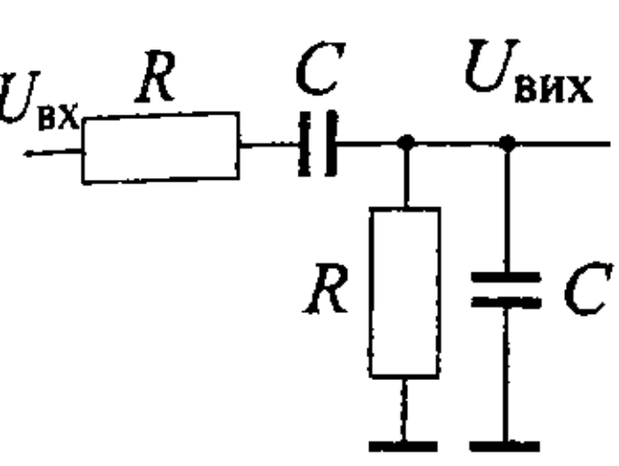



Рис. 2.61. Пасивний смуговий фільтр

Найпростішим способом реалізації ***фільтра вищих порядків*** було б каскадне з'єднання потрібної кількості фільтрів першого порядку (т.з. аперіодичний фільтр), однак АЧХ такого фільтра була б не найкращою. Набагато більшого можна досягти, якщо передавальна функція фільтра матиме комплексно спряжені корені. Тоді у загальному вигляді ПФ фільтра $n$-го порядку

$$W(s) = \frac{A_0}{\left(1 + a_1 s + b_1 s^2\right)\left(1 + a_2 s + b_2 s^2\right)\cdots} = \frac{A_0}{\prod_{i=1}^{m}\left(1 + a_i s + b_i s^2\right)}, \qquad (2.20)$$

де $A_0$, $a_i$, $b_i$ – коефіцієнти, які залежать від параметрів фільтра; $i$ – номер елементарного фільтра другого порядку; $m = n/2$ для парного $n$ та $m = n/2+1$ для непарного.

Оскільки знаменник цієї функції є добутком поліномів другого порядку, то і фільтр буде складатися з $n/2$ каскадно з'єднаних фільтрів такого ж самого порядку з передавальними функціями:

$$W_1(s) = \frac{A_{01}}{1 + a_1 s + b_1 s^2};$$

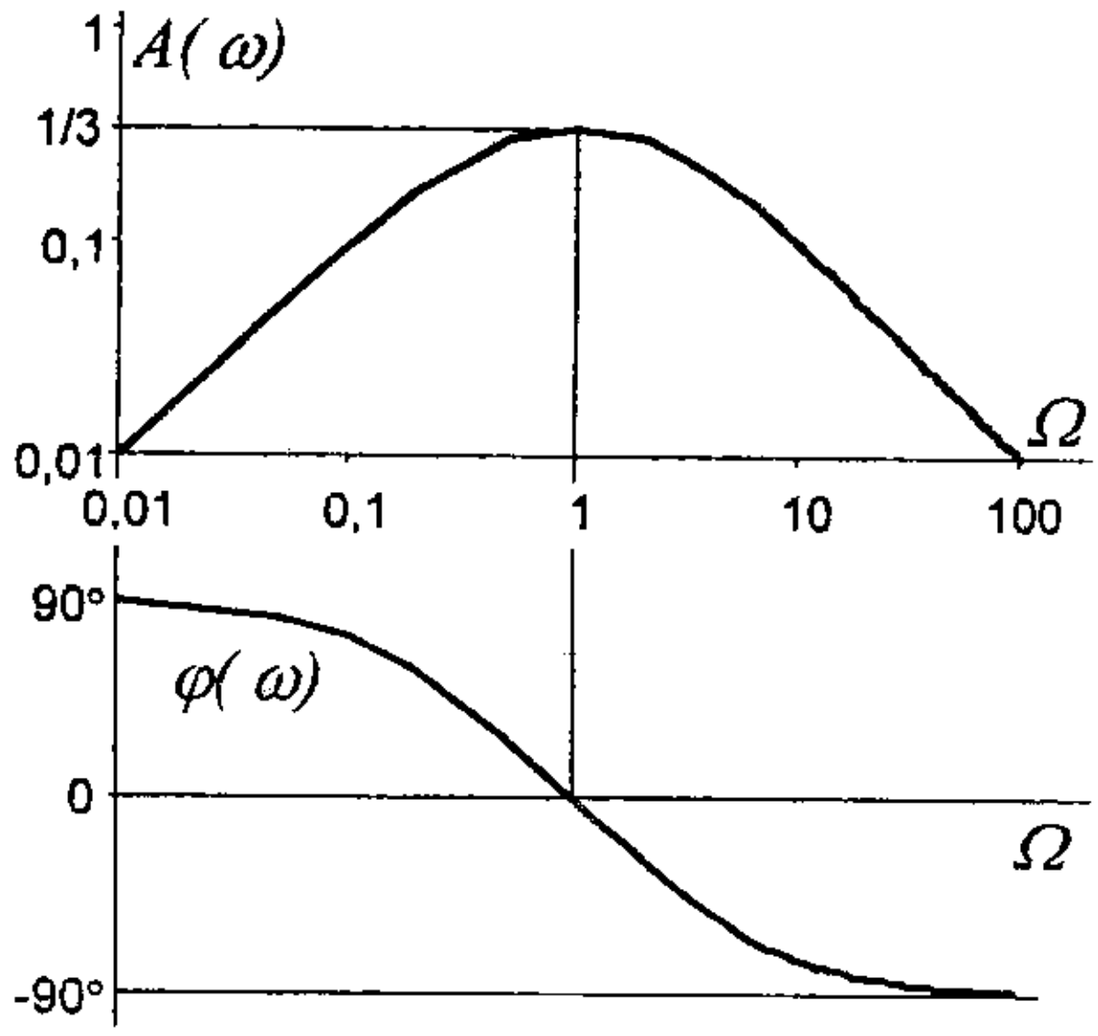



Рис. 2.62. Частотні характеристики смугового фільтра

$$W_2(s) = \frac{A_{02}}{1 + a_2 s + b_2 s^2}$$ тощо.

Якщо порядок фільтра непарний, то $b_1 = 0$, а один з множників Пф (2.20) вироджується на поліном першого порядку (це означає, що один з фільтрів каскаду буде фільтром першого порядку).

Настроювання фільтрів вищих порядків полягає фактично у виборі співвідношення коефіцієнтів поліномів $a_i$, $b_i$. З багатьох методів настроювання найбільшого поширення набули методи Баттерворта, Чебишева та Бесселя. У табл. 2.3 зведені коефіцієнти для поліномів до третього порядку (фільтрів більш високого порядку в електроприводах практично не використовують). Через $\omega_{gi}$ та $Q_i$ позначені гранична частота та добротність елементарного фільтра першого або другого порядку, з яких складаються фільтри вищих порядків. Повніші таблиці коефіцієнтів (до десятого порядку) можна знайти в [10].

Таблиця 2.3

Параметри фільтрів різного типу

| $n$ | $i$ | $a_i$ | $b_i$ | $\lambda=\omega_{gi}/\omega_g$ | $Q_i$ |
|---|---|---|---|---|---|
| | | Аперіодичні фільтри | | | |
| 1 | 1 | 1,0000 | 0,0000 | 1,000 | - |
| 2 | 1 | 1,2872 | 0,4142 | 1,000 | 0,5 |
| 3 | 1 | 0,5098 | 0,0000 | 1,961 | - |
| | 2 | 1,0197 | 0,2599 | 1,262 | 0,5 |
| | | Фільтри Баттерворта | | | |
| 1 | 1 | 1,0000 | 0,0000 | 1,000 | - |
| 2 | 1 | 1,4142 | 1,0000 | 1,000 | 0,71 |
| 3 | 1 | 1,0000 | 0,0000 | 1,000 | - |
| | 2 | 1,0000 | 1,0000 | 1,272 | 1,00 |
| | | Фільтри Чебишева | | | |
| 1 | 1 | 1,0000 | 0,0000 | 1,000 | - |
| 2 | 1 | 1,0650 | 1,9305 | 1,000 | 1,30 |
| 3 | 1 | 3,3496 | 0,0000 | 0,299 | - |
| | 2 | 0,3559 | 1,1923 | 1,396 | 3,07 |
| | | Фільтри Бесселя | | | |
| 1 | 1 | 1,0000 | 0,0000 | 1,000 | - |
| 2 | 1 | 1,3617 | 0,6180 | 1,000 | 0,58 |
| 3 | 1 | 0,7560 | 0,0000 | 1,000 | - |
| | 2 | 0,9996 | 0,4772 | 1,414 | 0,89 |

Характерні особливості фільтрів (виявляють себе виразніше при збільшенні порядку):

- для фільтрів Баттерворта – практично незмінний коефіцієнт передачі в смузі пропускання, але відпрацювання стрибка вхідного сигналу з перерегулюванням;
- для фільтрів Чебишева – найбільша крутість АЧХ, але й найбільше перерегулювання;
- для фільтрів Бесселя – найменша крутість АЧХ, але дуже малий фазовий зсув сигналу в смузі пропускання і майже аперіодичний характер відпрацювання стрибка (особливо при високих порядках).

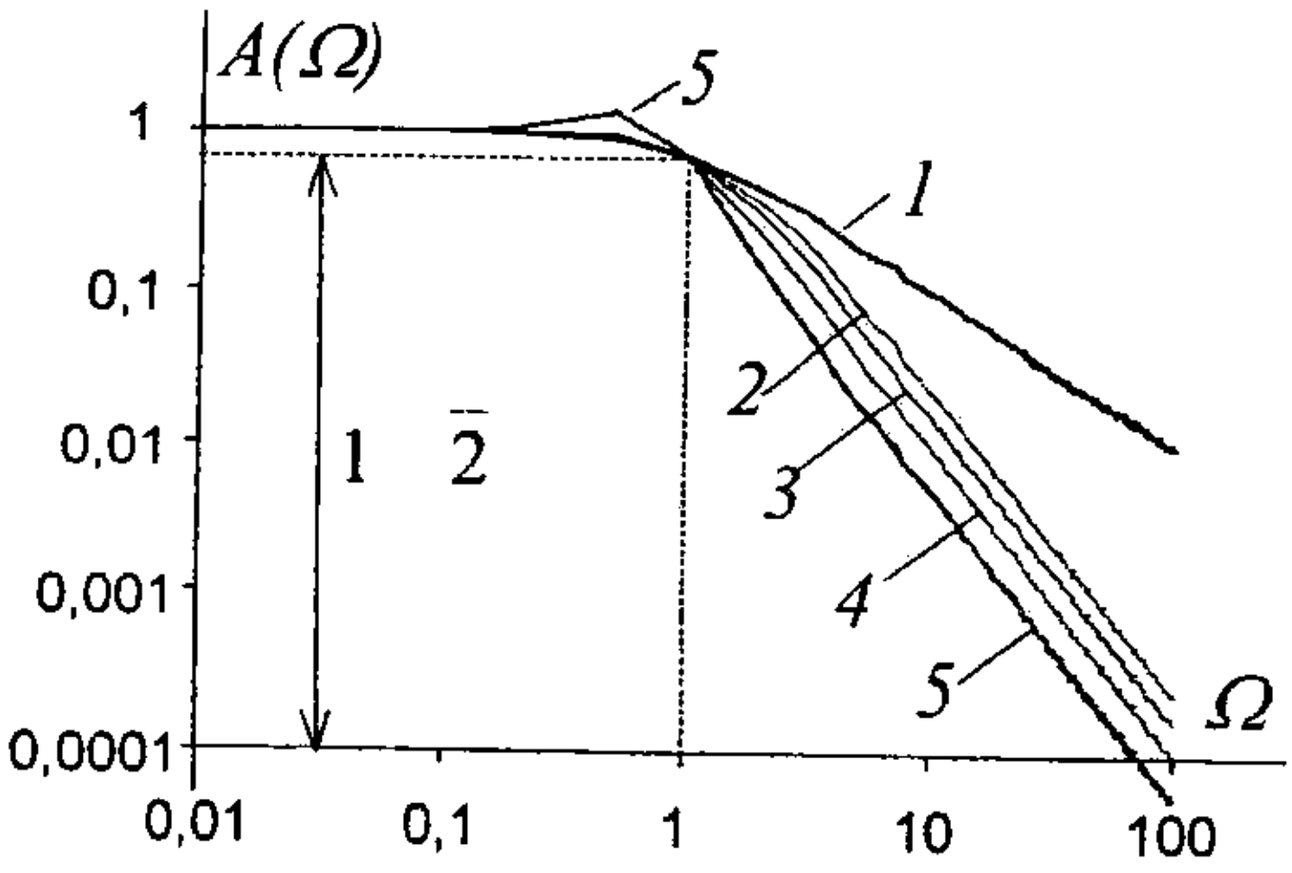


Рис. 2.63. До порівняння АЧХ

На рис. 2.63 для порівняння зображені АЧХ ФНЧ першого порядку (лінія 1), а також фільтрів другого порядку, синтезованих як аперіодичний фільтр (лінія 2), фільтри Бесселя (3), Баттерворта (4) та Чебишева (5). При збільшенні порядку фільтрів різниця між ними стає ще виразнішою.

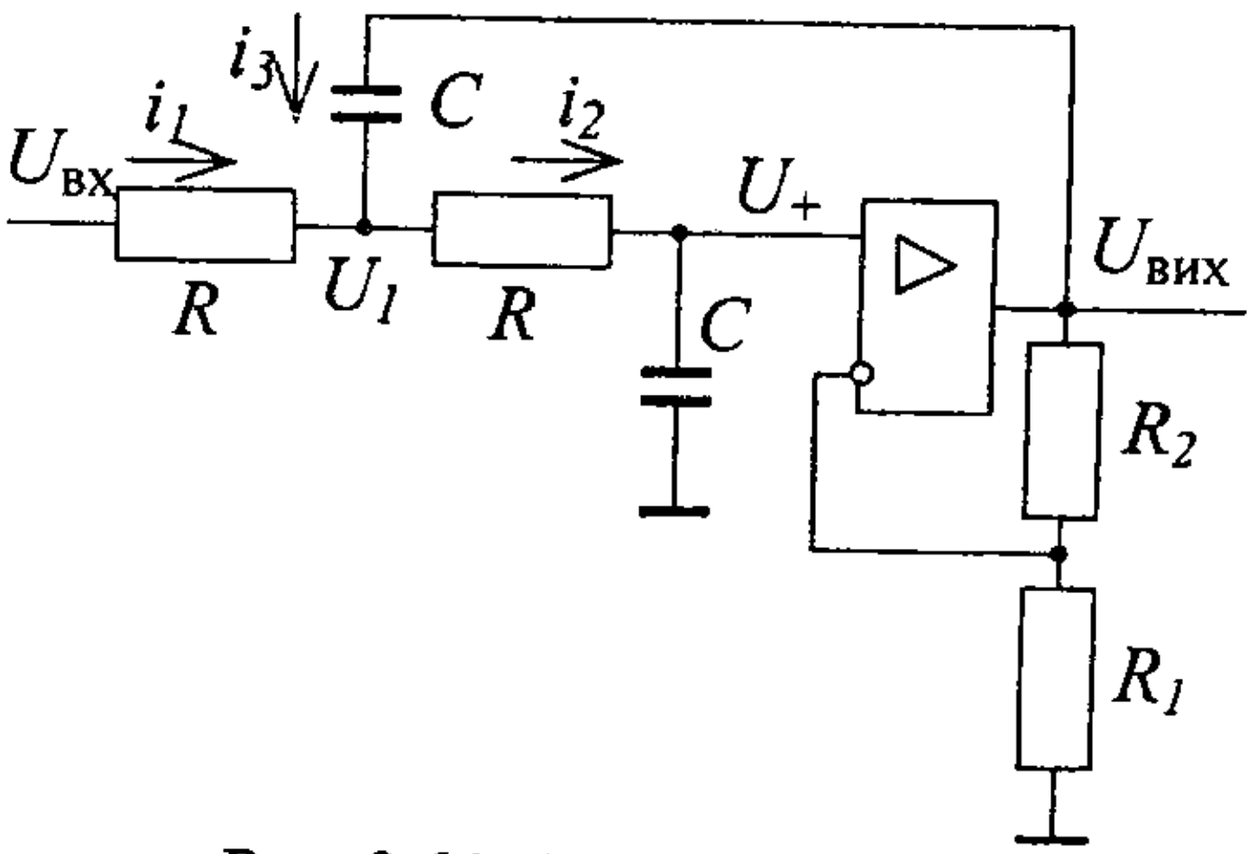


Рис. 2.64. Активний ФНЧ другого порядку

Оскільки ПФ (2.20) має комплексно спряжені корені, реалізувати фільтри вищих порядків згідно з табл. 2.3 за допомогою пасивних $RC$-ланцюгів неможливо. Цю проблему вирішують використанням операційних підсилювачів з різноманітними ( у тому числі позитивними) зворотними зв'язками. Характерне те, що в одній схемі лише за допомогою різного настроювання можна отримати фільтр будь-якого типу (звичайно, однакового порядку).

Один з можливих варіантів ***активних ФНЧ другого порядку*** зображений на рис. 2.64. Коефіцієнт передачі фільтра дорівнює $\alpha$, якщо $R_2 = (\alpha - 1)R_1$. Завдяки тому, що інші резистори мають однаковий опір, а конденсатори – однакову ємність, значно спрощені розрахунок та налагодження фільтра.

Запишемо рівняння струмів у спільній точці резисторів та два рівняння напруг:

$$\frac{U_{вх} - U_1}{R} + pC(U_{вих} - U_1) = \frac{U_1 - U_+}{R};$$

$$U_+ = \frac{U_1 / pC}{R + 1/pC} = \frac{U_1}{1 + pRC};$$

$$U_{вих} = \alpha U_+.$$

Зробивши відповідні перетворення, отримаємо ПФ фільтра

$$W(p)=\frac{\alpha}{1+RC(3-\alpha)p+R^2C^2p^2}=\frac{\alpha}{1+RC\omega_{gi}(3-\alpha)s+\left(RC\omega_{gi}\right)^2s^2},$$

де $s=p/\omega_{gi}$; $\omega_{gi}$ – гранична частота фільтра другого порядку.

Слід зауважити, що для фільтрів вищих порядків гранична частота $\omega_g \neq 1\ RC$.

Таблиця 2.4

| Тип фільтра | $\alpha$ |
|---|---|
| Аперіодичний | 1,000 |
| Баттерворта | 1,586 |
| Чебишева | 2,234 |
| Бесселя | 1,265 |

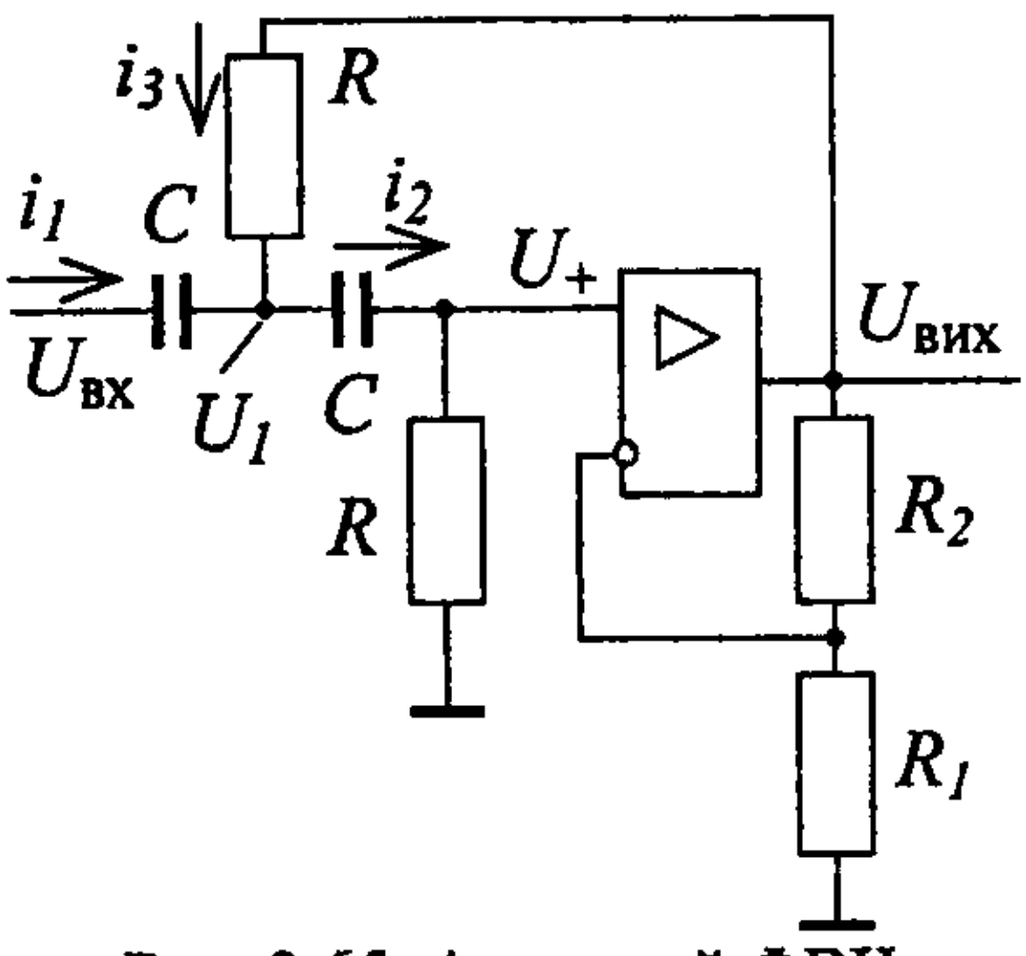



Рис. 2.65. Активний ФВЧ другого порядку

Порівнявши останній вираз з ПФ (2.20) знайдемо

$$RC=\sqrt{b_i}/\omega_{gi};\qquad (2.21)$$

$$\alpha=3-\frac{a_i}{RC\omega_{gi}}=3-\frac{a_i}{\sqrt{b_i}}.\qquad (2.22)$$

З виразу (2.22) видно, що коефіцієнт передачі фільтра є функцією співвідношення оптимальних коефіцієнтів полінома і не залежить від граничної частоти. Це означає, що вибір $\alpha$ фактично задає тип фільтра при незмінній його схемі (рис. 2.64). У табл. 2.4 зведені значення $\alpha$, які забезпечують настроювання фільтрів другого порядку за різними критеріями. Якщо $\alpha=3$, фільтр перетворюється на нестійку ланку без затухання.

Гранична частота задається шляхом вибору номіналів резисторів та конденсаторів згідно з (2.21).

Помінявши місцями конденсатори та резистори в схемі рис. 2.64, отримаємо ***активний ФВЧ другого порядку*** (рис. 2.65).

Передавальна функція ФВЧ вищих порядків має загальний вигляд:

$$W(s)=\frac{A_\infty}{\prod_{i=1}^{n/2}\left(1+\frac{a_i}{s}+\frac{b_i}{s^2}\right)},\qquad (2.23)$$

де $A_\infty$ – коефіцієнт передачі при $\omega\to\infty$; $a_i$ та $b_i$ – коефіцієнти, які вибираються за табл. 2.3.

Використавши той же підхід, що й для попередньої схеми, знайдемо ПФ фільтра рис. 2.65:

$$W(s)=\frac{\alpha}{1+\frac{3-\alpha}{RC\omega_{gi}s}+\frac{1}{\left(RC\omega_{gi}\right)^2s^2}}.\qquad (2.24)$$

Порівнявши вирази (2.23) та (2.24), знайдемо

$$RC = \frac{1}{\omega_{gi}\sqrt{b_i}};$$

$$\alpha = 3 - a_i / RC\omega_{gi} = 3 - a_i / \sqrt{b_i}\,.$$

Оскільки останній вираз збігається з формулою (2.22), для вибору $\alpha$ можна скористатися табл. 2.4, а потрібну граничну частоту задавати параметрами резисторів та конденсаторів.

***Фільтри третього порядку*** (рис. 2.66) складаються з двох каскадно з'єднаних фільтрів: першого порядку ($\Phi_1$) та другого ($\Phi_2$). Для синтезу першого фільтра слід використовувати коефіцієнти (табл. 2.3) з індексом $i = 1$, а для фільтра другого порядку – з $i = 2$.

Передавальна функція фільтра $\Phi_1$ низьких частот

$$W_{\Phi 1}(s) = \frac{1}{a_1 s + 1} = \frac{1}{\frac{a_1}{\omega_g} p + 1},$$

а його стала часу $T_1 = R_1 C_1 = a_1 / \omega_g$ (зверніть увагу, що граничні частоти елементарних фільтрів та всього фільтра вищого порядку не збігаються: $\omega_{g1} = \lambda_1 \omega_g$ та $\omega_{gi} = \lambda_i \omega_g$ – граничні частоти фільтрів $\Phi_1$ та $\Phi_2$, а $\omega_g$ – гранична частота фільтра третього порядку).

У випадку фільтра високих частот

$$W_{\Phi 1}(s) = \frac{1}{\frac{a_1}{s} + 1} = \frac{1}{\frac{a_1 \omega_g}{p} + 1}$$

зі сталою часу $T_1 = R_1 C_1 = 1 / a_1 \omega_g$.

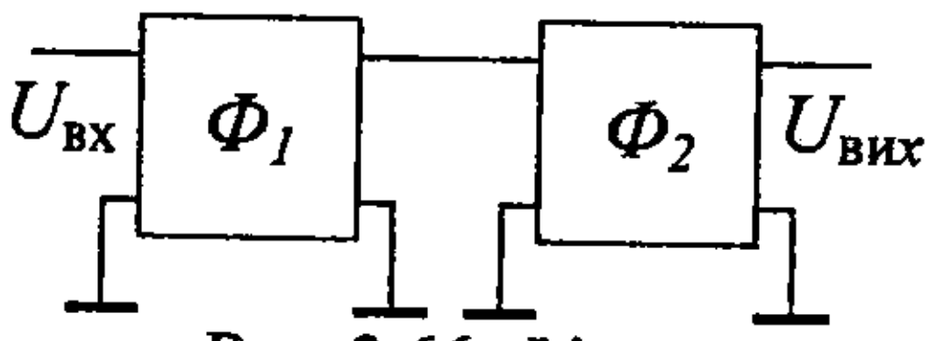


Рис. 2.66. Фільтр третього порядку

Фільтри першого порядку реалізуються за будь-якою зі схем рис. 2.55, 2.58 (переважно б та в).

Фільтри вищих порядків містять більшу кількість елементарних фільтрів другого порядку.

Подібним чином синтезуються активні смугові та загороджувальні фільтри [10].

Таким чином, ***послідовність синтезу*** фільтра полягає передусім у виборі:

- порядку фільтра та критерію його оптимізації за характером вхідного сигналу та вимогами до якості фільтрації;
- граничної частоти (смуга пропускання повинна охоплювати весь можливий частотний діапазон корисної складової вхідного сигналу);
- схеми фільтра та розрахунок її параметрів за обраним критерієм.

Принципи синтезу передавальних функцій фільтрів вищих порядків використовують і при синтезі систем автоматичного керування. До електроприво-

- схеми фільтра та розрахунок її параметрів за обраним критерієм.

Принципи синтезу передавальних функцій фільтрів вищих поря використовують і при синтезі систем автоматичного керування. електропривода, насамперед слідкуючого, часто ставиться вимога від цювання з мінімальними викривленнями керуючих впливів у діапазоні час $0...\omega_g$. Це означає, що електропривід повинен бути фільтром низьких час

До речі, контур струму, синтезований за модульним оптимумом, – це фі Баттерворта другого порядку.

◆ ***Приклад 2.7. Розрахунок фільтра низьких частот Чебиш третього порядку з граничною частотою $\omega_g$=500 с$^{-1}$.***

З табл. 2.3 для $n$=3 отримаємо: $a_1$=3,35; $b_1$=0; $a_2$=0,356; $b_2$=1,1 $\lambda_1$=0,299; $\lambda_2$=1,396. З табл. 2.4 $\alpha$=2,234.

Граничні частоти та сталі часу елементарних фільтрів першого, другого порядків (індекс відповідає порядку фільтра):

$$\omega_{g1} = \lambda_1 \omega_g = 0{,}299 \cdot 500 = 149{,}5 \text{ с}^{-1};$$

$$\omega_{g2} = \lambda_2 \omega_g = 1{,}396 \cdot 500 = 698 \text{ с}^{-1};$$

$$T_1 = \frac{a_1}{\omega_g} = \frac{3{,}35}{500} = 0{,}00669 \text{ с};$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{b_2}}{\omega_g} = \frac{\sqrt{1{,}196}}{500} = 0{,}00217 \text{ с}.$$

Важливо, що у двох останніх формулах використано частоту $\omega_g$ філь третього порядку, хоча частоти елементарних фільтрів відрізняються від неї.

Приймемо ємність усіх конденсаторів С=1 мкФ. Тоді опір резисто фільтра першого порядку (рис. 2.55)

$$R' = \frac{T_1}{C} = \frac{0{,}00669}{10^{-6}} = 6{,}69 \text{ кОм}.$$

Узявши опір резистора $R_1$=10 кОм у схемі фільтра другого поря (рис. 2.64), знайдемо опір іншого резистора подільника

$$R_2 = (\alpha - 1)R_1 = (2{,}234 - 1) \cdot 10 = 12{,}34 \text{ кОм}.$$

Опори резисторів на вході операційного підсилювача фільтра друг порядку

$$R = \frac{T_2}{C} = \frac{0{,}00217}{10^{-6}} = 2{,}17 \text{ кОм}.$$

Фільтри першого та другого порядків з'єднуються так, як на рис. 2.66

## 2.8. Регулятори ◆

Пропорційні (П) регулятори використовують у контурах напруги, ЕРС іноді – струму, інтегральні – при регулюванні ЕРС (напруги) у двозонних ел

внутрішніх контурах (струмів якоря, збудження, статора), які, як правило, не потребують настроювання в процесі налагодження комплектного електропривода.

При застосуванні лише елементів $R_1$, $R_2$, $R_0$, $C_0$ передавальною функцією регулятора буде

$$W(p) = -\frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{Z_0(p)}{R_1} = -\frac{R_0 + 1/C_0 p}{R_1} = -\frac{R_0 C_0 p + 1}{R_1 C_0 p} =$$

$$= -K_n \frac{T_\text{р} p + 1}{T_\text{р} p} - \left(\frac{R_0}{R_1} + \frac{1}{R_1 C_0 p}\right) = -\left(K_n + \frac{1}{T_\text{і} p}\right), \qquad (2.25)$$

де $K_\text{п} = R_0/R_1$ – коефіцієнт передачі пропорційної частини регулятора (коефіцієнт підсилення); $T_\text{р} = R_0 C_0$ – стала часу регулятора; $T_\text{і} = R_1 C_0$ – стала часу інтегральної частини регулятора.

Досить часто до регулятора прилаштовують допоміжні ланцюги, які забезпечують:

- розряд конденсатора $C_0$ після аварійного вимикання приводу для запобігання неконтрольованих стрибків вихідної напруги під час наступного пуску (один з ключів $K_1 ... K_3$, які звичайно реалізуються за допомогою польових та біполярних транзисторів або швидкодіючих реле);
- фільтрацію наведень та перешкод у вихідній напрузі (введення конденсатора $C_1 << C_0$ еквівалентне ввімкненню послідовно з регулятором фільтра зі сталою часу $T_\text{ф} = R_0 C_1$);
- спрощення налагодження електропривода (насамперед перетворювача) шляхом тимчасового шунтування регулятора резистором $R_3 << R_0$ та надання регуляторові властивостей пропорційного регулятора з невеликим коефіцієнтом передачі;
- запобігання реверса вихідної напруги в нереверсивних електроприводах (діод $VD$);
- обмеження вихідної напруги з метою обмеження максимального кута керування випрямляча (на схемі рис. 2.67 не показане);
- реалізації гнучкого зворотного зв'язку за регульованою змінною (ланцюжок $R_4$, $C_4$).

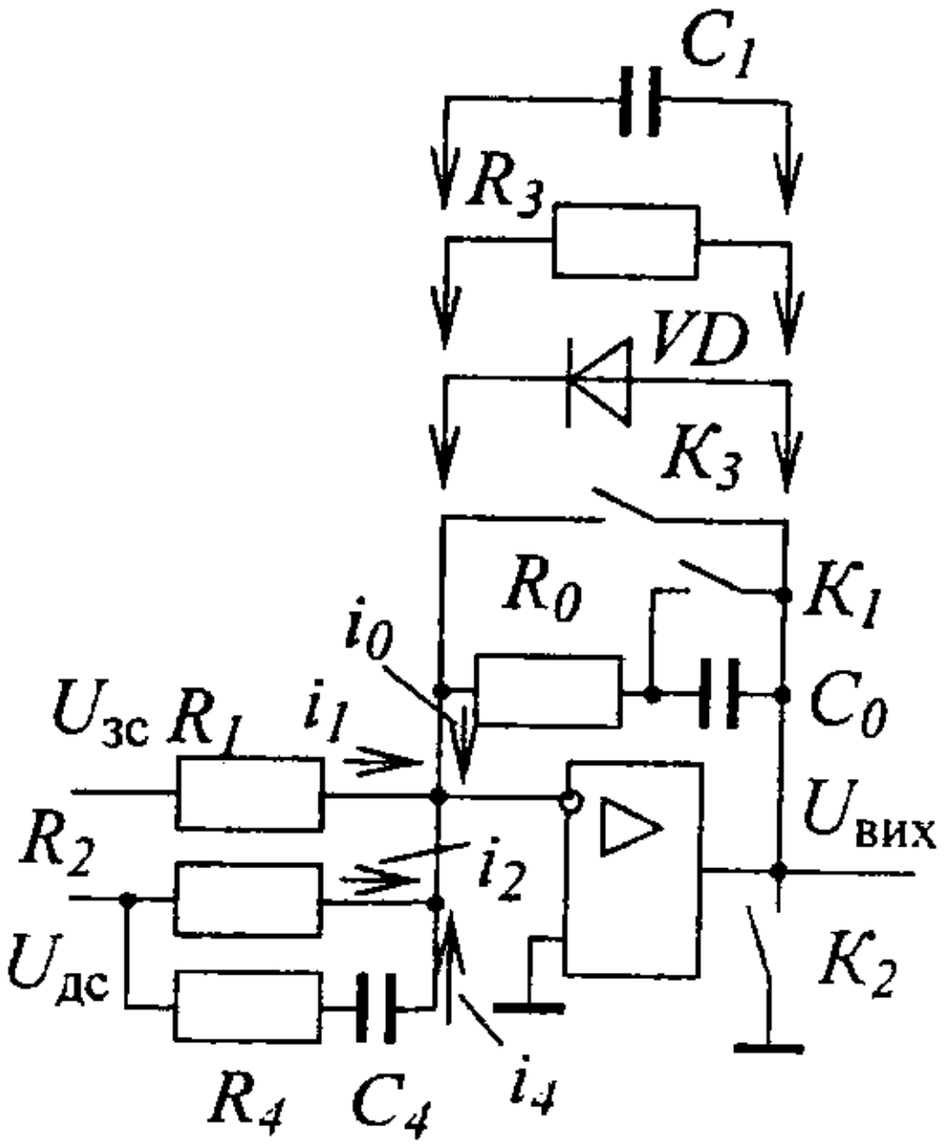



Рис. 2.67. ПІ-регулятор

Рівняння напруг регулятора з ланцюжком $R_4$, $C_4$ можна знайти з рівнянь струмів на вході регулятора

$$i_0 = \frac{U_{\text{вих}}}{R_0 + 1/C_0 p}; \quad i_1 = U_з \; R_1;$$

$$i_2 = U_{\text{дс}}/R_2; \quad i_4 = \frac{U_{\text{дс}}}{R_4 + 1/C_4 p}$$

за умови, що $i_1 + i_2 + i_4 = -i_0$:

$$U_{\text{вих}} = -\frac{R_0C_0p+1}{R_0C_0p}\left(U_з\frac{R_0}{R_1}+U_{\text{дс}}\frac{R_0}{R_2}+U_{\text{дс}}\frac{R_0C_4p}{R_4C_4p+1}\right).$$

Якщо стала часу форсуючої ланки $T_ф = R_0C_4 >> R_4C_4$, введення ланцюжка $R_4$, $C_4$ еквівалентне створенню в САР гнучкого зворотного зв'язку за струмом. Охоплення замкненого контуру регулювання додатковим гнучким зворотним зв'язком змінює його передавальну функцію:

$$W_{\text{к}}(p) = \frac{\dfrac{1/k_{\text{дс}}}{aT_\mu^2p^2+aT_\mu p+1}}{\dfrac{1/k_{\text{дс}}}{aT_\mu^2p^2+aT_\mu p+1}k_{\text{дс}}T_{\text{ф}}p+1} = \frac{1/k_{\text{дс}}}{aT_\mu^2p^2+(aT_\mu+T_ф)p+1}.$$

Як видно з останньої формули, введення гнучкого зв'язку збільшує коефіцієнт при $p$ та послаблює коливний характер перехідного процесу. Тому його використовують замість вхідного фільтра при настроюванні контуру на симетричний оптимум, а також для збільшення швидкодії (шляхом одночасного зменшення $T_ф$ та зменшення коефіцієнта $a$).

У зовнішніх контурах (швидкості та ЕРС) застосовують звичайно регулятори з регульованими параметрами (рис. 2.68), оскільки динаміка цих контурів визначається сумарним моментом інерції, невідомим на стадії розробки комплектного приводу.

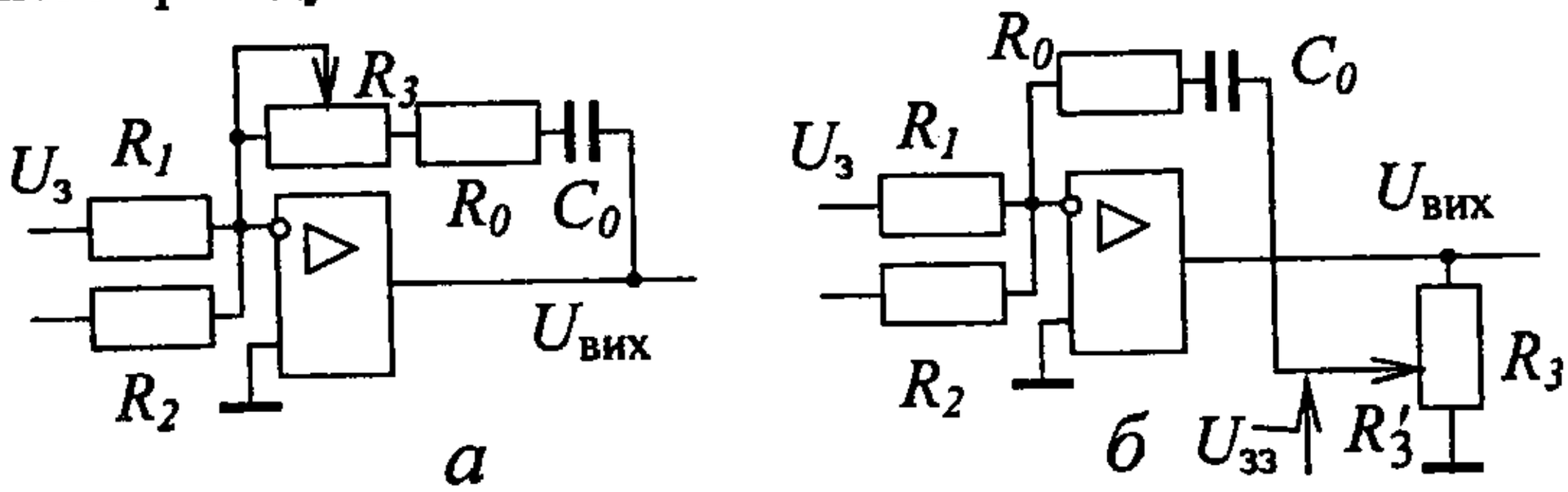



Рис. 2.68. Регулятори з регульованими параметрами

Якщо коефіцієнт подільника $R_3$ позначити через $\alpha = R_3' \; R_3 < 1$, то передавальна функція регулятора за схемою рис. 2.68б виглядатиме

$$W(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_з(p)} = -\frac{R_0 + 1/C_0p}{\alpha R_1} = -\frac{R_0}{\alpha R_1} - \frac{1}{\alpha R_1C_0p}.$$

Таким чином, роздільне настроювання параметрів регулятора за схемою рис. 2.68 неможливе. Така можливість з'являється в схемах рис. 2.69.

Підсилювач $A1$ у схемі рис. 2.69а виконує роль вимірювача похибки регулювання, інтегратор $A2$ формує інтегральну складову керуючого сигналу, диференціальний підсилювач $A3$ є суматором з коефіцієнтом передачі 1. Вихідна напруга регулятора

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}\left(-\frac{R_1}{\alpha_1 R_2}\right)\left(-\frac{1}{\alpha_2 R_3 C_0 p}\right)(-m) + U_{\text{вх}}\left(-\frac{R_1}{\alpha_1 R_2}\right)m =$$

$$= -U_з \frac{R_2 m}{\alpha_1 R_1}\left(\frac{1}{\alpha_2 R_3 C_0 p} + 1\right) = -U_з K_п\left(\frac{1}{T_р p} + 1\right),$$

де $K_п = \frac{R_2 m}{\alpha_1 R_1}$; $T_р = \alpha_2 R_3 C_0$.

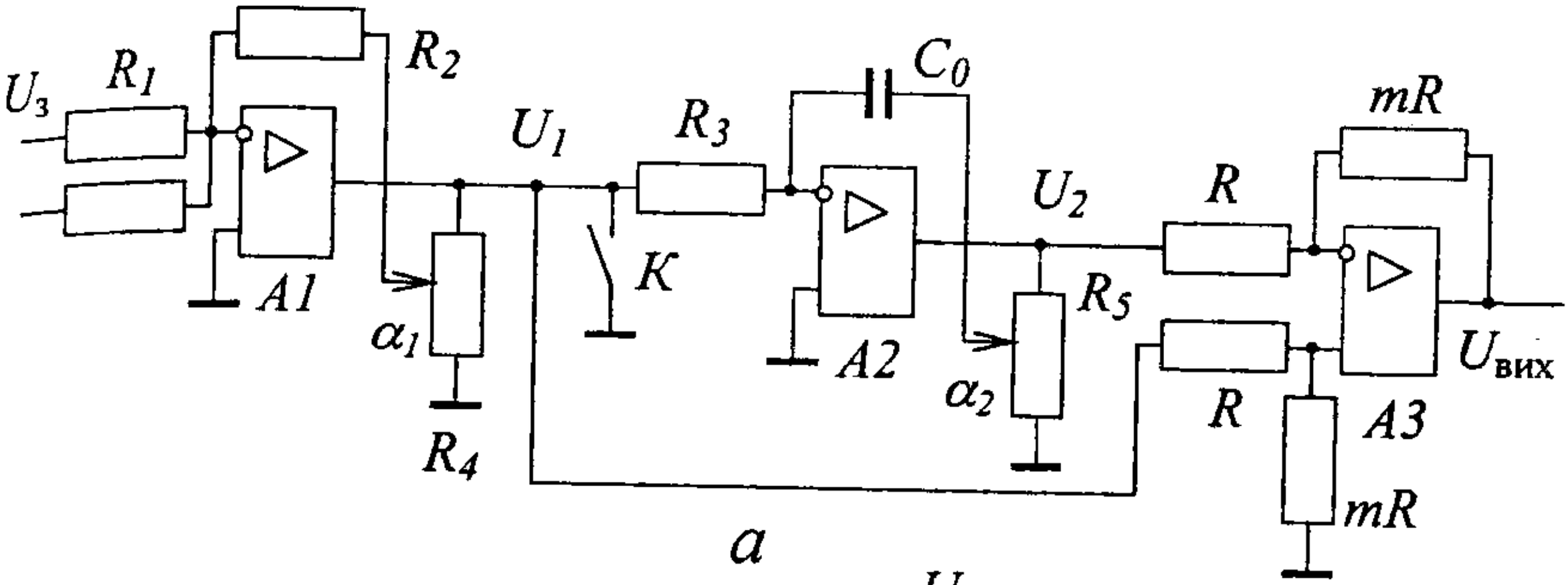



Рис. 2.69. Схеми регуляторів з роздільним настроюванням параметрів

Отже, за допомогою резистора $R_4$ (коефіцієнт $\alpha_1$) встановлюється потрібний коефіцієнт передачі регулятора, а резистор $R_5$ (коефіцієнт $\alpha_2$) змінює його сталу часу.

Вихідна напруга регуляторів обмежується з використанням способів, розглянутих у п.2.3. Якщо регулятор реалізований на одному підсилювачі, то обмеження його вихідної напруги автоматично обмежує і напругу на конденсаторі $C_0$. У схемах з роздільними пропорційною та інтегральною частинами, проте, заряд цього конденсатора триває і після початку режиму струмообмеження. Завдяки цьому регулятор залишається насиченим навіть після зменшення похибки регулювання до допустимого рівня. Унаслідок більш пізнього виходу регулятора з насичення спостерігаються підвищені коливання.

Ключ $K$ на вході інтегратора (рис. 2.69а) замикається одразу після переходу регулятора на режим струмообмеження, щоб уникнути накопичення заряду на конденсаторі та запобігти стрибку вихідної напруги та виникненню коливань

у системі після закінчення струмообмеження (унаслідок цього регулятор на рис. 2.70 виходить із насичення в момент часу $t_1$ замість $t_2$).

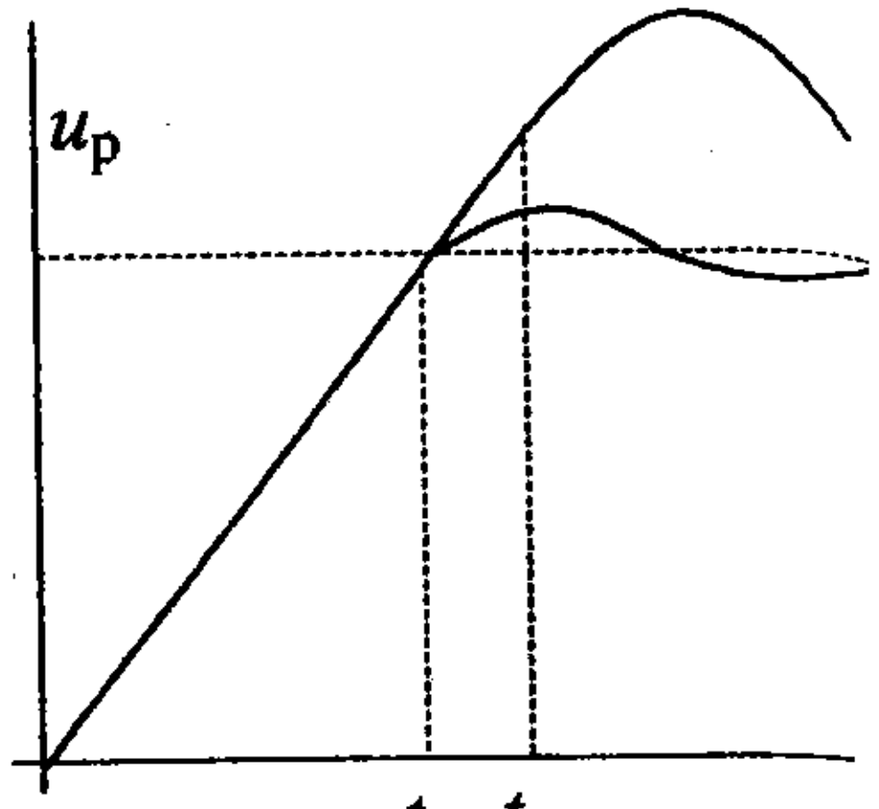


Рис. 2.70. Вихід ПІ-регулятора з режиму насичення

У схемі рис. 2.69б підсилювач $A1$ також є вимірником похибки. Потенціали на входах підсилювача $A2$:

$$U_+ = U_{вих}\frac{R_3}{R_3 + 1/C_0 p};$$

$$U_- = U_1 = U_з R_0/R_1.$$

Вихідна напруга підсилювача $A2$:

$$U_{вих} = k_U(U_+ - U_-),$$

де $k_U \to \infty$ – коефіцієнт передачі операційного підсилювача без зворотних зв'язків.

З урахуванням попередніх співвідношень отримаємо

$$U_{вих} = U_1\left(\frac{1}{R_3C_0p}+1\right) = U_з\frac{R_0}{R_1}\left(\frac{1}{R_3C_0p}+1\right).$$

У схемах з роздільним настроюванням легко реалізувати адаптивні регулятори, використавши блоки множення (п. 2.6) в прямому каналі або контурі зворотного зв'язку підсилювачів, а також шляхом широтно-імпульсного регулювання опорів за допомогою паралельних їм транзисторних ключів [2, с.132].

◆ ***Приклад 2.8. Розрахунок ПІ-регулятора струму якоря.***

Визначити параметри регулятора струму за схемою рис. 2.67, якщо активний опір та індуктивність кола якоря $R_a$=0,1 Ом та $L_a$=2,5 мГн, коефіцієнти передачі силового перетворювача $k_п$=15,3 та датчика струму $k_{дс}$= 0,1 В/А, нескомпенсована стала часу контуру $T_\mu$=0,006 с. Задавальна напруга, що відповідає номінальному струмові $U_{зн}$=12 В, номінальний струм якоря $I_{ан}$=195 А.

Передавальна функція регулятора, настроюваного за модульним оптимумом:

$$W(p) = \frac{(T_a p + 1)R_a}{2T_\mu k_п k_{дс} p}.$$

Порівнявши останній вираз з формулою (2.25), знайдемо сталу часу регулятора

$$T_р = T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{2{,}5\cdot 10^{-3}}{0{,}1} = 0{,}025 \text{ с}.$$

Узявши $C_0$=1 мкФ, визначимо

$$R_0 = \frac{T_р}{C_0} = \frac{0{,}025}{10^{-6}} = 25 \text{ кОм.}$$

Стала часу інтегральної частини регулятора

$$T_і = 2T_\mu k_п k_{дс} / R_a = 2 \cdot 0{,}006 \cdot 15{,}3 \cdot 0{,}1 / 0{,}1 = 0{,}1836 \text{ с.}$$

Напруга зворотного зв'язку, що відповідає номінальному струмові якоря:

$$U_{дсн} = I_{ан} k_{дс} = 195 \cdot 0{,}1 = 19{,}5 \text{ В.}$$

Опір резистора на задавальному вході

$$R_1 = \frac{T_і}{C_0} = \frac{0{,}1836}{10^{-6}} = 183{,}6 \text{ кОм.}$$

Щоб в усталеному (наприклад, номінальному) режимі дійсний струм дорівнював заданому, опір резистора в каналі зворотного зв'язку повинен бути

$$R_2 = \frac{R_1 U_{дсн}}{U_{зн}} = \frac{183{,}6 \cdot 19{,}5}{12} = 298{,}35 \text{ кОм.} \quad ◆$$

### 2.9. Джерела еталонних напруг та струмів

Джерела еталонних (опорних) напруг використовують у схемах обмеження, функціональних перетворювачах, компенсаційних стабілізаторах напруги, широтно-імпульсних модуляторах, у схемах захисту, системах керування випрямлячами та в інших пристроях, де одна напруга порівнюється з іншою, незмінною. Незмінність вихідної напруги забезпечується наявністю в їх складі параметричного стабілізатора напруги на стабілітроні (рис. 2.71а, б).

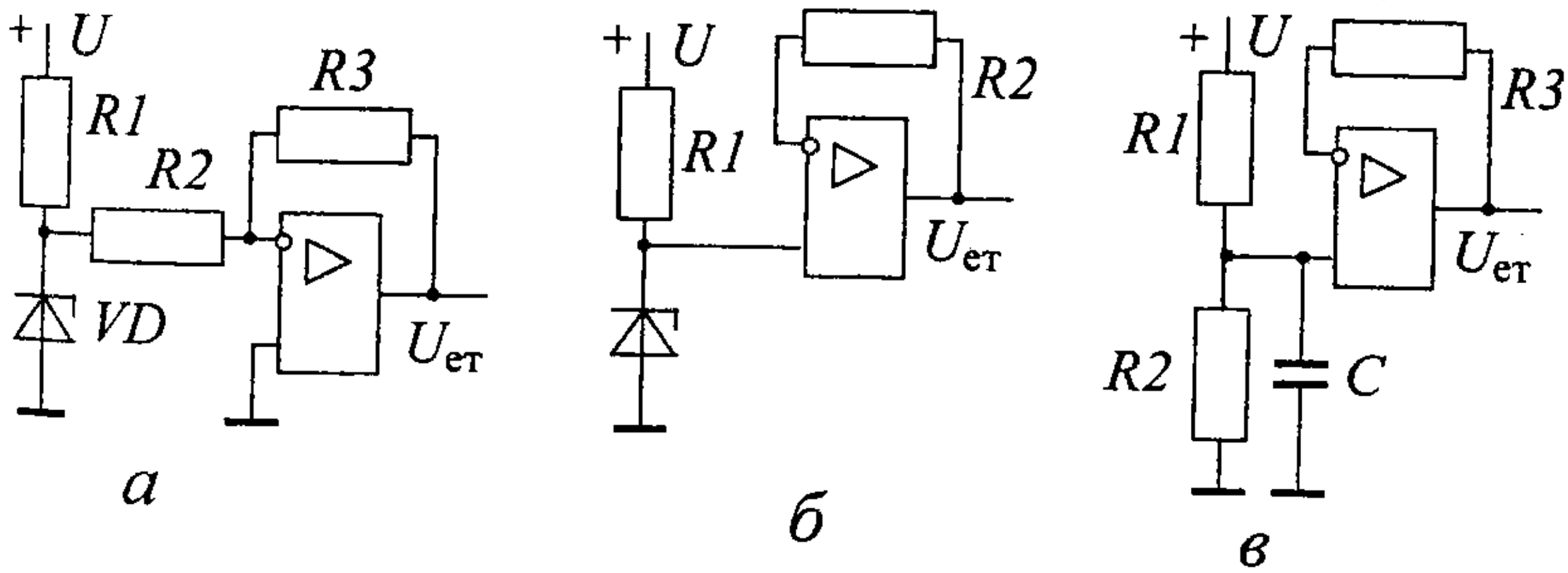



Рис. 2.71. Джерела еталонної напруги

Операційний підсилювач у режимі повторювача або інвертора використовують для надання джерелу малого вихідного опору. Якщо первинне джерело напруги $U$ саме досить стабільне, можна обійтись і без стабілітрона (рис. 2.71в).

Джерело еталонного струму зображено на рис. 2.72. Схема призначена для підтримання незмінного струму через резистор $R_н$ незалежно від його опору. Контролюючи спад напруги на цьому резисторі, за відомим струмом можна знайти його опір. Подібні джерела використовують у системах технічної діагностики.

Операційний підсилювач та підсилювач потужності на транзисторі, охоплені негативним зворотним зв'язком за струмом, виконують функцію перетворювача «напруга–струм». Датчиком струму в колі навантаження $R_н$ є резистор $R_4$. Напруга $U_з$, яка подається до підсилювача від подільника $R_1$, $R_2$, пропорційна заданому струмові в колі навантаження. Якщо внаслідок зміни опору навантаження струм $i_н$ зменшиться (зросте) і напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$, негативна вихідна напруга операційного підсилювача стане більшою (меншою) за модулем, транзистор зменшить (збільшить) свій опір, повертаючи струм у колі навантаження до заданого рівня.

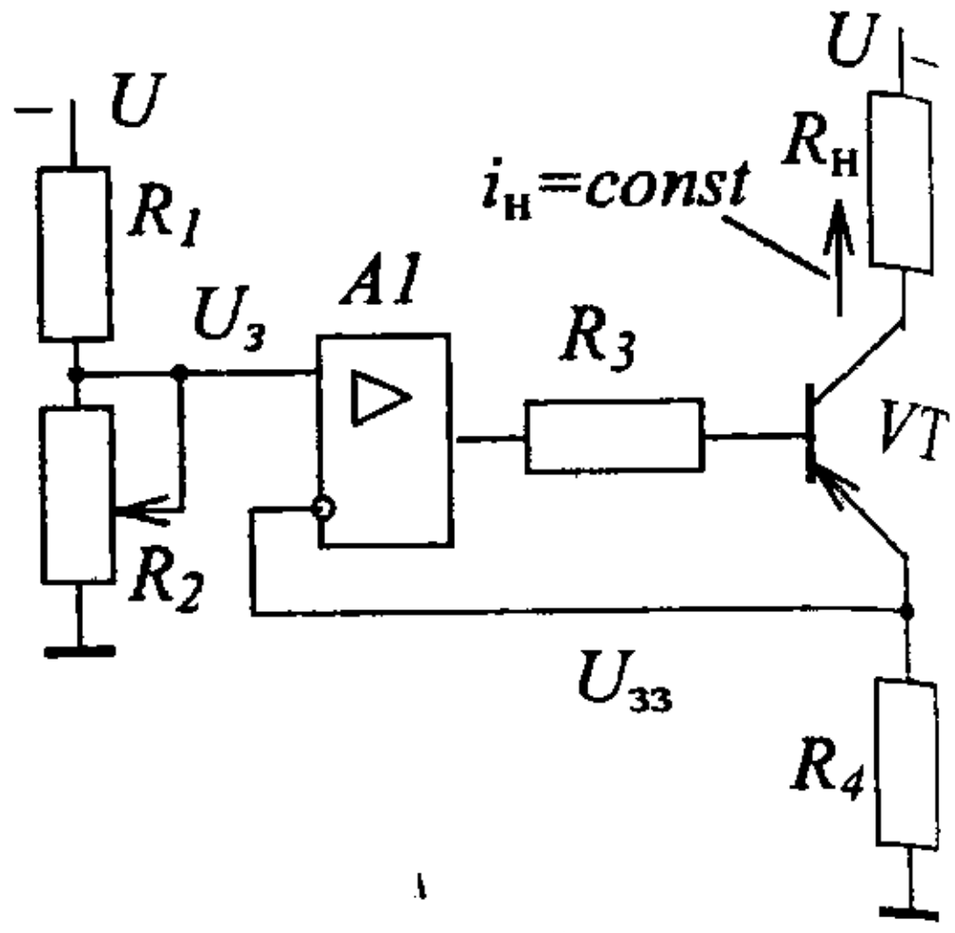



Рис. 2.72. Джерело еталонного струму

### 2.10. Суматори частот

У частотно-струмових системах частотного керування асинхронними двигунами використовують вузли, призначення яких – формування імпульсів з частотою, що дорівнює алгебраїчній сумі двох вхідних частот. Один з варіантів таких вузлів зображений на рис. 2.73 [26]. Він створений з вузлів складання частот 1, віднімання частот 2 та вибору режимів 3. До входу суматора надходять дві послідовності імпульсів: високочастотна $u_1$ (з інформацією про частоту обертання ротора асинхронного двигуна) та низькочастотна $u_2$ (відповідає частоті ковзання). Шпаруватість цих імпульсів наближається до нуля.

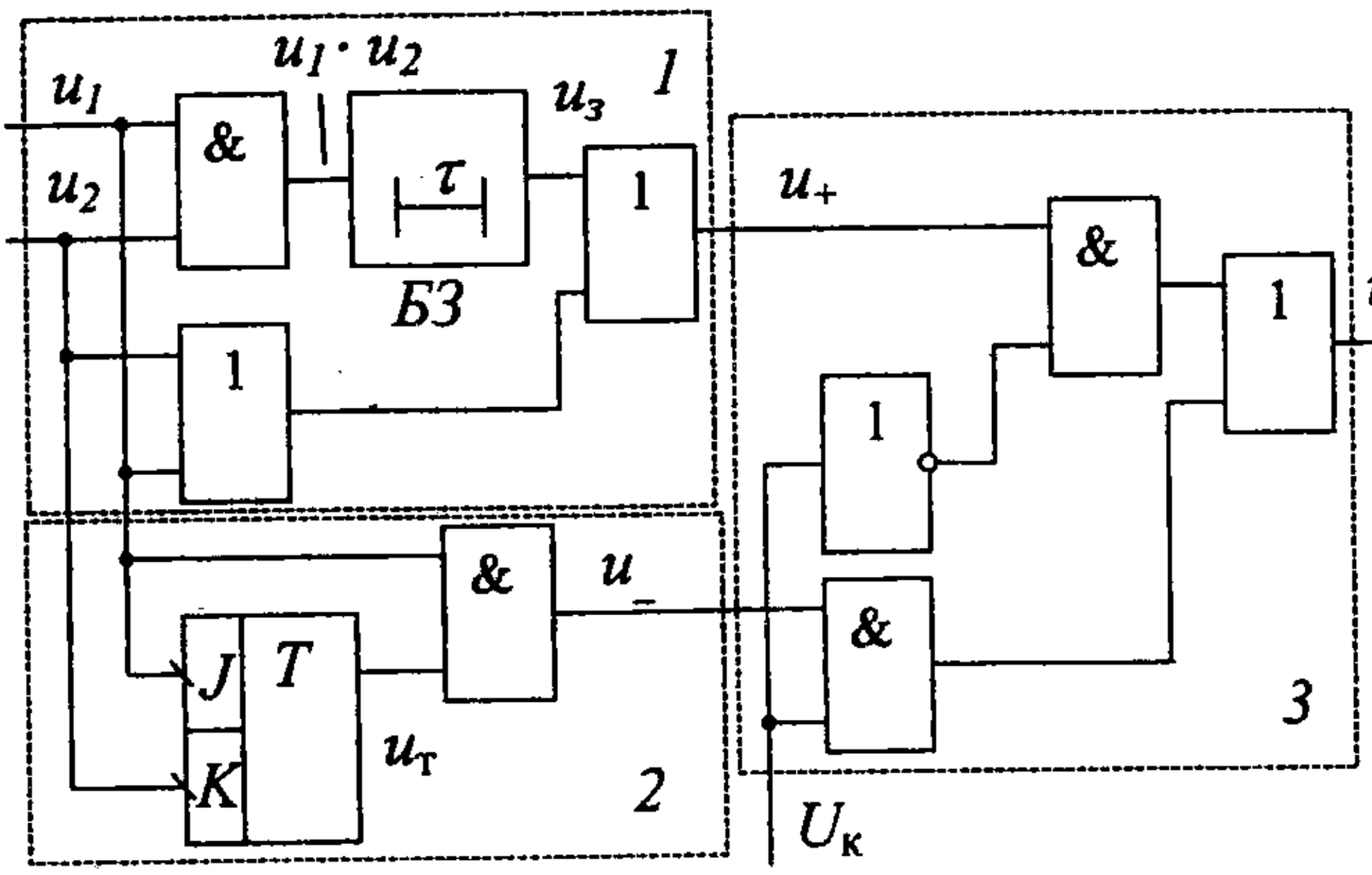



Рис. 2.73. Схема суматора частот

Частота вихідного сигналу $u_+$ вузла складання частот дорівнює сумі вхідних частот. Блок затримки БЗ призначений для запобігання втрати вихідного імпульсу в тих випадках, коли обидва вхідні імпульси збігаються (рис. 2.74). Тривалість затримки більша за тривалість імпульсів $u_1$ та менша від мінімально можливої тривалості паузи між ними.

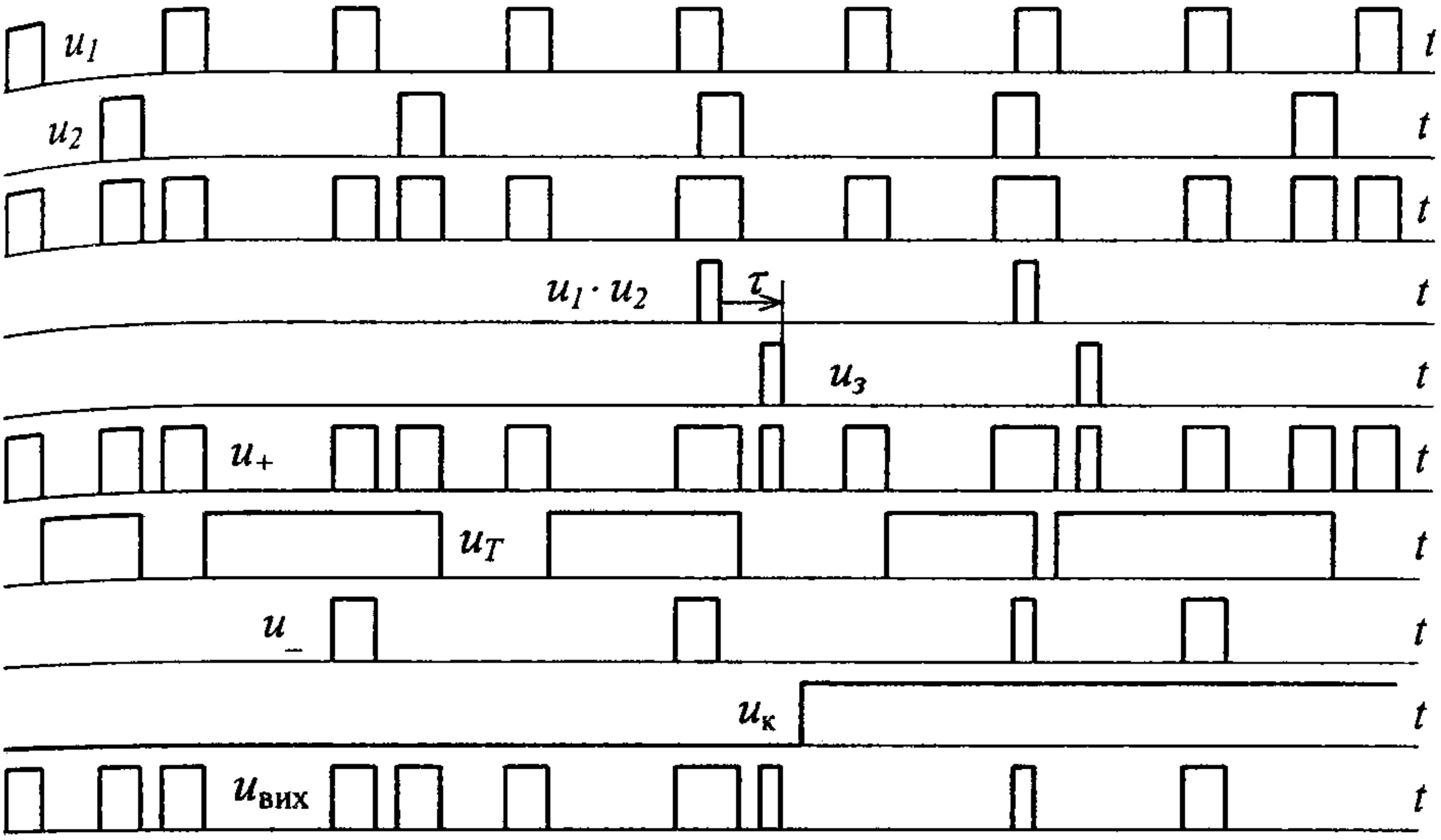



Рис. 2.74. До принципу дії суматора частот

*JK*-тригер по черзі перекидається задніми фронтами вхідних сигналів. Перекидання не відбувається, якщо наступний імпульс надходить до того самого його входу, що й попередній. Завдяки цьому на виході вузла віднімання частот формуються імпульси $u_-$ з частотою, що дорівнює різниці вхідних частот. Вузол вибору режимів дає змогу передавати сигнали $u_+$ або $u_-$ до виходу схеми залежно від рівня логічного керуючого сигналу $U_к$.

У результаті в режимі складання частот ($U_к = 0$) кількість вихідних імпульсів $u_{вих}$ дорівнює сумарній кількості вхідних, а в режимі віднімання – їх різниці (рис. 2.74).

### *Запитання та завдання для самоконтролю*

1. Як негативний зворотний зв'язок впливає на вхідний та вихідний опори операційного підсилювача?
2. Чому дорівнює потенціал інверсного входу ОП з негативним зворотним зв'язком?
3. Чому дорівнює струм через інверсний вхід ОП з негативним зворотним зв'язком?
4. Яка зі схем вмикання ОП здатна «запам'ятовувати» свій попередній стан?

5. Які переваги має компаратор з позитивним зворотним зв'язком порівняно з таким, але без зворотних зв'язків?
6. Який стан матимуть діоди функціонального перетворювача (рис. 2.12а) за малої вхідної напруги, якщо одночасно змінити полярність вмикання діодів та напруг зміщення?
7. Як потрібна кількість діодів функціонального перетворювача залежить від вибраної кількості точок зламу на його статичній характеристиці?
8. Як зміниться статична характеристика функціонального перетворювача за рис. 2.12б після збільшення опору $R_8$?
9. Запишіть формулу для коефіцієнта передачі функціонадьного перетворювача за рис. 2.13, коли відкритий діод *VD3*.
10. Як змінити полярність вихідної напруги блока виділення модуля, не вводячи додаткових елементів?
11. Як зміниться коефіцієнт передачі блока виділення модуля рис. 2.21, якщо одночасно збільшити вдвічі всі опори, з'єднані з інверсним входом підсилювача *A1*?
12. Як збільшити коефіцієнт передачі блоків виділення модуля рис. 2.20, 2.21?
13. Призначення резисторів $R$ у схемах обмеження рис. 2.25.
14. Що треба змінити в схемі обмеження рис. 2.28, щоб вона обмежувала позитивну вихідну напругу згори та знизу?
15. Як збільшити рівень обмеження позитивної напруги в схемі рис. 2.28, не змінюючи рівня обмеження негативної?
16. Для чого до схем обмеження вводять додаткові операційні підсилювачі?
17. Чому дорівнює вихідна напруга інтегратора після зняття напруги з його входу?
18. Що відбудеться в інтеграторі після подачі до його входу стрибка негативної напруги, якщо до того конденсатор був заряджений так, як на рис. 2.36?
19. Від яких параметрів задавача інтенсивності залежить максимально можливий темп зміни його вихідної напруги?
20. Темп зміни вихідної напруги задавача інтенсивності після стрибка напруги на вході становить 200 В/с. З яким темпом буде змінюватися вихідна напруга, якщо похідна вихідної напруги 100 В/с?
21. Чому дорівнює напруга на вході інтегратора задавача інтенсивності після досягнення вихідною напругою усталеного рівня?
22. Який вузол спільний для всіх автоколивних генераторів знакозмінної напруги?
23. Як змінити частоту вихідної напруги генератора рис. 2.43, не змінюючи її амплітуди?
24. Чому тривалість негативного імпульсу вихідної напруги перетворювача «напруга–частота» рис. 2.45 не залежить від рівня вхідної напруги?
25. Як збільшити коефіцієнт пропорційності між вихідною частотою та вхідною напругою перетворювача «напруга–частота» на рис. 2.45?

26. В яких випадках до складу перетворювача «частота–напруга» потрібно вводити формувач імпульсів з незмінною площею вихідного сигналу?
27. Яка природа вхідних сигналів перетворювачів «частота–напруга» та «напруга–частота»: аналогова чи логічна?
28. Як зміниться амплітуда вихідної напруги фільтра низьких частот першого порядку після збільшення частоти вхідної?
29. Для чого до складу фільтрів першого порядку вводять операційні підсилювачі?
30. Як розрахувати коефіцієнт передачі та сталу часу активного фільтра першого порядку (рис. 2.55в)?
31. Які зміни треба зробити в схемі фільтра низьких частот, щоб перетворити його на фільтр високих частот?
32. З кількох елементарних фільтрів складається активний фільтр сьомого порядку?
33. Як змінити граничну частоту активного фільтра другого порядку (рис. 2.64, 2.65)?
34. Як змінити схему активного фільтра Баттерворта, щоб перетворити його на фільтр Бесселя?
35. В яких випадках паралельно каналу зворотного зв'язку регуляторів вмикають додаткові активні опори, конденсатори, діоди та ключі?
36. Які особливості обмеження вихідної напруги ПІ-регуляторів з роздільними пропорційною та інтегральною частинами?
37. Який з регуляторів у складі КЕП налагодженню, як правило, не підлягає?

### *Вправи*

1. Виведіть формулу, яка визначає зв'язок між вихідною та вхідною напругами суматора (рис. 2.6).
2. Розробіть схему та розрахуйте параметри ФП з прикладу 2.1 за умови апроксимації статичної характеристики чотирма відрізками.
3. Розрахуйте параметри ФП рис. 2.16а, який має статичну характеристику з прикладу 2.1.
4. Виберіть та розрахуйте схему функціонального перетворювача, який апроксимує залежність $U_y = arctg(U_x)$ в інтервалі -3,0≤$U_x$≤ 3,0. Статична характеристика складається з трьох відрізків. Переконайтеся в правильності зроблених розрахунків, змоделювавши схему за допомогою пакета *Electronics Workbench* (або подібного) та визначивши на моделі координати точок зламу статичної характеристики.
5. Розрахуйте та змоделюйте блоки виділення модуля (рис. 2.18, 2.19) з негативною вихідною напругою та коефіцієнтом передачі 0,5. Порівняйте їх статичні характеристики та поясніть різницю.
6. Розрахуйте та змоделюйте схеми обмеження рис. 2.25 (тип 1а,б) та 2.26 (а,б) з однаковими рівнями обмеження та синусоїдними вхідними сигналами. Поясніть відмінності в статичних характеристиках та вихідних напругах схем.

7. Розрахуйте параметри схеми обмеження вихідної напруги регулятора шви кості (схема рис. 2.35), яка обмежує момент двигуна з прикладу 2.2 на рів 210 Н·м.
8. Розрахуйте параметри схеми обмеження (приклад 2.3) з іншим знаком одно із обмежень. Змоделюйте обидва варіанти схем та порівняйте їх статичні ха рактеристики.
9. Змоделюйте схему обмеження з прикладу 2.4.
10. Змоделюйте задавач інтенсивності з прикладу 2.5. Порівняйте його реакці на прямокутну, трикутну та синусоїдну хвилі різної частоти. Реалізуйте сит ацію, подану на рис. 2.38.
11. Використовуючи вихідні дані прикладу 2.5, розробіть на основі схе рис. 2.39 два варіанти принципової схеми задавача інтенсивності з автом тичною зміною похідної в функції сигналу датчика магнітного пото ($U_{дФmax}$=10 В). Варіанти відрізняються реалізацією схеми обмеження (вик ристати схеми рис. 2.28 та 2.32).
12. Розрахуйте ЗІ, який розташований на вході контуру струму та забезпеч обмеження похідної струму на рівні 150 $I_н/c$. Номінальний струм двигу $I_н$=63 А. Коефіцієнт передачі датчика струму $k_{дс}$=0,1 В/А, коефіцієнт пер дачі ЗІ $k_{ЗІ}$=2. Напруга насичення компаратора $U_{нас}$=15 В. Темпи зростан та зниження струму однакові.
13. Розрахуйте та змоделюйте генератор прямокутної напруги 12 В, 10 кГц рис. 2.42.
14. Змоделюйте перетворювач «напруга–частота» (рис. 2.45) та експеримен тально визначте залежність частоти вихідних імпульсів від рівня вхідної на пруги.
15. Розрахуйте перетворювач «частота–напруга» (рис. 2.46), якщо часто вхідного сигналу змінюється в діапазоні 300...1000 Гц. Перевірте пра здатність схеми шляхом моделювання в означеному діапазоні частот. Екс риментально визначте залежність між частотою вхідного сигналу та рів вихідного.
16. Розрахуйте синхронізований генератор трикутної напруги (рис. 2.49) для о нофазного мостового випрямляча, який живиться від мережі 50 Гц. Потріб амплітуда пилкоподібної напруги $U_{опm}$=12 В.
17. Розрахуйте фільтр високих частот Бесселя другого порядку з граничною тотою $\omega_g$=50 Гц.

# РОЗДІЛ 3. ДАТЧИКИ ЗВОРОТНИХ ЗВ'ЯЗКІВ

Розглянуто принцип дії практично всіх типів датчиків, які використовуються в сучасних автоматизованих електроприводах для вимірювання струмів, напруг, ЕРС, швидкості, положення тощо. У результаті вивчення матеріалу цього розділу студент на прикладах ознайомиться зі схемотехнічними принципами вимірювання основних та проміжних координат електроприводів, набуде навичок порівняння та розрахунку різноманітних датчиків.

## 3.1. Датчики струму ◆

### Датчики для вимірювання змінних струмів

Найпоширеніші датчики змінного струму промислової частоти побудовані на основі трансформаторів струму. Їх звичайно використовують для вимірювання струмів, споживаних з мережі випрямлячами та перетворювачами частоти. На рис. 3.1 зображені однофазний та трифазний датчики.

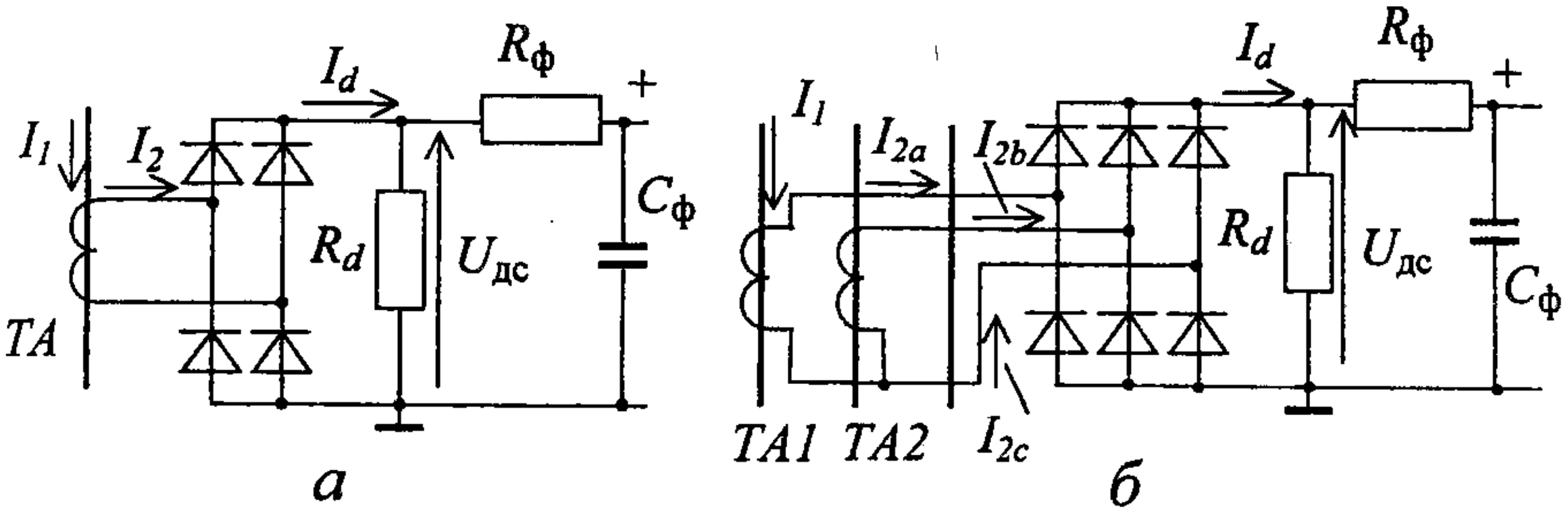



Рис. 3.1. Схеми трансформаторних датчиків змінного струму

Опір резистора $R_d$, ввімкненого на виході випрямляча, не повинен перевищувати максимального опору навантаження трансформатора струму (приблизно 20...100 Ом).

Середня напруга на виході однофазного датчика

$$U_{дс} = 0{,}9 I_2 R_d = \frac{0{,}9 I_1 R_d}{k_{тс}},$$

де $k_{тс} = I_{1н}/I_{2н}$ – коефіцієнт трансформації трансформатора струму; $I_{2н}$ – вторинний струм трансформатора струму (звичайно 5А).

У трифазному датчику середня вихідна напруга

$$U_{дс} = 1{,}35 I_2 R_d = \frac{1{,}35 I_1 R_d}{k_{тс}}$$

у 1,5 раза більша, а пульсації мають меншу амплітуду та втричі більшу частоту.

Використання трьох трансформаторів струму необов'язкове, оскільки в схемі рис. 3.1б струм, який виходить зі спільної точки вторинних обмоток трансформаторів, дорівнює саме струму третьої фази:

$$I_{2c} = -I_{2a} - I_{2b}.$$

У номінальному режимі вихідна напруга подібних датчиків – у межах 1...4 В.

Фільтр $R_ф, C_ф$ на виході датчика призначений для згладжування пульсацій вихідної напруги. Якщо опір $R_ф$ набагато менший вхідного опору приймача сигналу датчика, фільтр не впливає на середнє значення вихідної напруги, а амплітуда її змінної складової зменшується згідно з виразом для амплітудно-частотної характеристики фільтра

$$A(\omega_п) = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{1}{\sqrt{T_ф^2 \omega_п^2 + 1}}, \qquad (3.1)$$

де $T_ф = R_ф C_ф$ – стала часу фільтра; $\omega_п = 2\pi f_п = 2\pi fp$ – колова частота пульсацій вихідної напруги датчика, $f$ – частота мережі, $p$ – пульсність випрямляча.

Сталу часу фільтра вибирають за допустимою амплітудою першої гармоніки пульсацій вихідної напруги. Якщо $\delta_1$ – відносна амплітуда першої гармоніки пульсацій вхідної напруги фільтра, а $\delta_д$ – допустиме значення цього параметра на його виході, скориставшись формулою (3.1), знайдемо

$$T_ф \geq \sqrt{\frac{\delta_1^2 / \delta_д^2 - 1}{(2\pi fp)^2}},$$

де $\delta_1 = \frac{2}{p^2 - 1}$.

З іншого боку, в разі використання датчика в електроприводі постійного струму стала фільтра не повинна перебільшувати $\frac{1}{fp_в}$ ($p_в$ – пульсність силового випрямляча). Таке обмеження обумовлене тим, що внаслідок некерованості випрямляча протягом міжкомутаційного інтервалу завелика інерційність каналу зворотного зв'язку за струмом призводить до різких стрибків струму під час входу до режиму струмообмеження.

Переваги розглянутих датчиків: простота, досить висока вихідна напруга, відсутність гальванічного зв'язку з колом вимірюваного струму. Серед недоліків – нечутливість до знака струму. Оскільки подібні датчики переважно використовують у нереверсивних електроприводах та в реверсивних з роздільним керуванням, де знакочутливість не потрібна, цей недолік несуттєвий. У разі потреби знакочутливість можна забезпечити завдяки використанню сигналів заданого напрямку струму ($B$ та $H$) логічного перемикального пристрою (ЛПП) системи роздільного керування (рис. 3.2).

Транзисторні ключі подають до виходу схеми вихідний сигнал датчика струму з тим чи іншим знаком. Опори $R_7 << R_5$ та $R_8 << R_6$. Тому, коли від ЛПП надходить позитивний керуючий сигнал (наприклад, $B$), на базі транзисто-

ра (у даному випадку *VT1*) присутній позитивний потенціал відносно колектора і той закритий. У цей час $H$=0, ключ *VT2*, відкритий негативним потенціалом на базі, шунтує резистор $R_{d2}$. До виходу через $R_1$ та $R_3$ надходить позитивна напруга з резистора $R_{d1}$. Якщо $B$=0, а $H$=1, вихідний сигнал негативний.

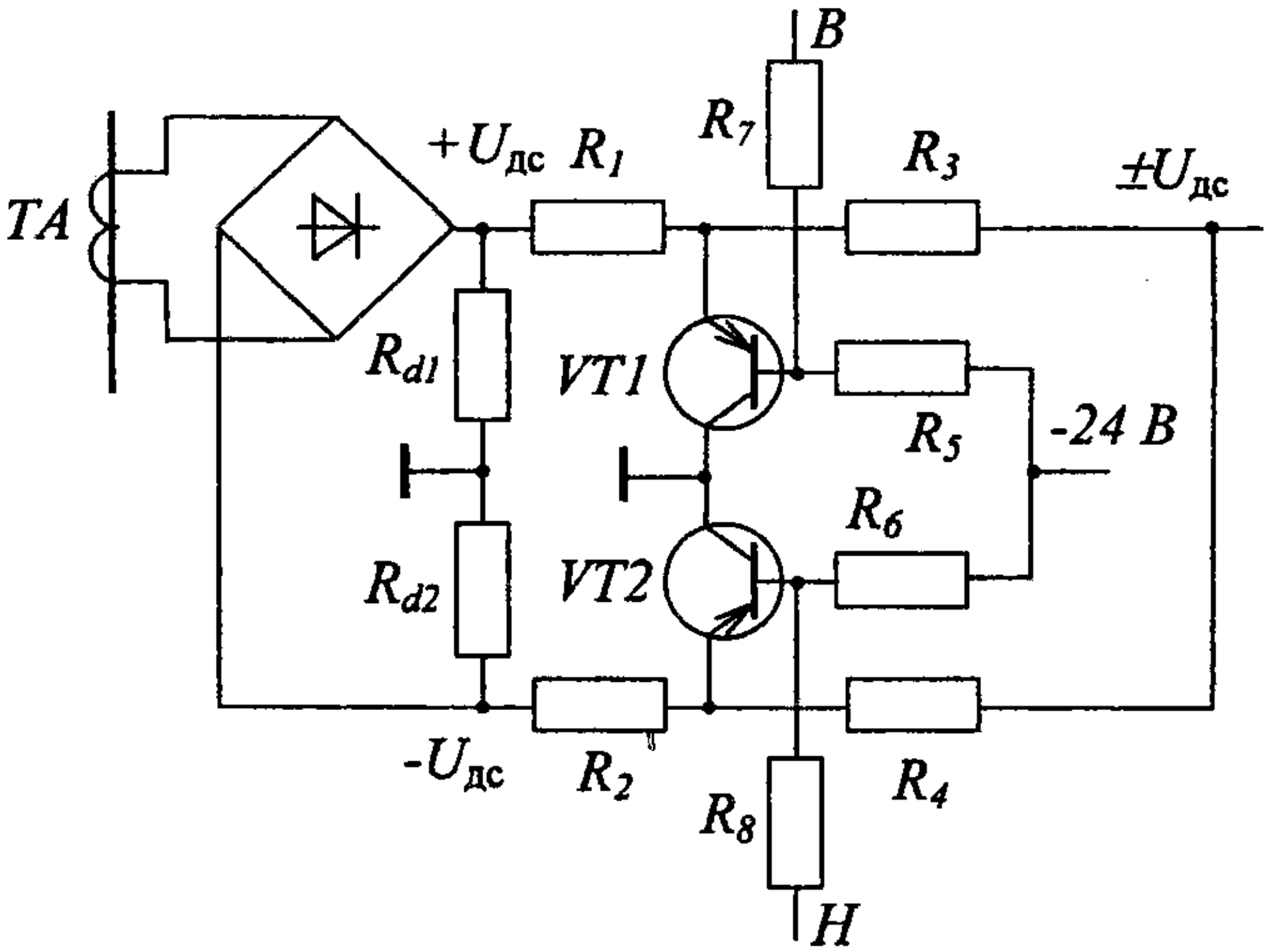



Рис. 3.2. Схема знакочутливого датчика змінного струму

♦ ***Приклад 3.1. Розрахунок датчика струму.***

Розрахувати опір резистора $R_d$ на виході датчика струму за схемою рис. 3.1б, який забезпечить вихідну напругу $U_{дс} \geq 8$ В, якщо первинний струм $I_1$=250 А, коефіцієнт трансформації $k_{тс}$=50, частота струму $f$=50 Гц. Визначити параметри вихідного фільтра, потрібні для зменшення відносної амплітуди першої гармоніки пульсацій вихідної напруги до рівня $\delta_д$=0,01.

Опір вихідного резистора

$$R_d \geq \frac{U_{дс} k_{тс}}{1{,}35 I_1} = \frac{8 \cdot 50}{1{,}35 \cdot 250} = 1{,}185 \approx 1{,}2 \text{ Ом}.$$

Коефіцієнт передачі датчика струму

$$k_{дс} = \frac{1{,}35 R_d}{k_{тс}} = \frac{1{,}35 \cdot 1{,}2}{50} = 0{,}0324 \text{ В/А}.$$

Відносна амплітуда пульсацій напруги на виході випрямного моста

$$\delta_1 = \frac{2}{p^2 - 1} = \frac{2}{6^2 - 1} = 0{,}0571.$$

Стала часу фільтра

$$T_{\text{ф}} \geq \sqrt{\frac{\delta_1^2/\delta_{\text{д}}^2 - 1}{(2\pi fp)^2}} = \sqrt{\frac{0{,}0571^2/0{,}01^2 - 1}{(2 \cdot 3{,}14 \cdot 50 \cdot 6)^2}} = 0{,}00298 \text{ с.}$$

**Узявши $C_{\text{ф}}$=0,1 мкФ, знайдемо**

$$R_{\text{ф}} = \frac{T_{\text{ф}}}{C_{\text{ф}}} = \frac{0{,}00298}{0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 29{,}8 \text{ кОм.} \blacklozenge$$

**Датчик з ШІМ та оптронною розв'язкою**

Датчики на основі трансформаторів струму здатні вимірювати лише знакозмінні струми невисокої (промислової) частоти. Для вимірювання постійних та високочастотних струмів потрібні інші принципи. Найпростіший первинний датчик такого роду – шунт, проте, невеликий спад напруги в шунті (75 мВ) обумовлює необхідність підсилення його вихідного сигналу. Крім того, внаслідок наявності гальванічного зв'язку між його входом та виходом шунт без потенціальних розв'язок використовують тільки в низьковольтних малопотужних електроприводах. Один із варіантів датчика з оптоелектронною розв'язкою зображений на рис. 3.3.

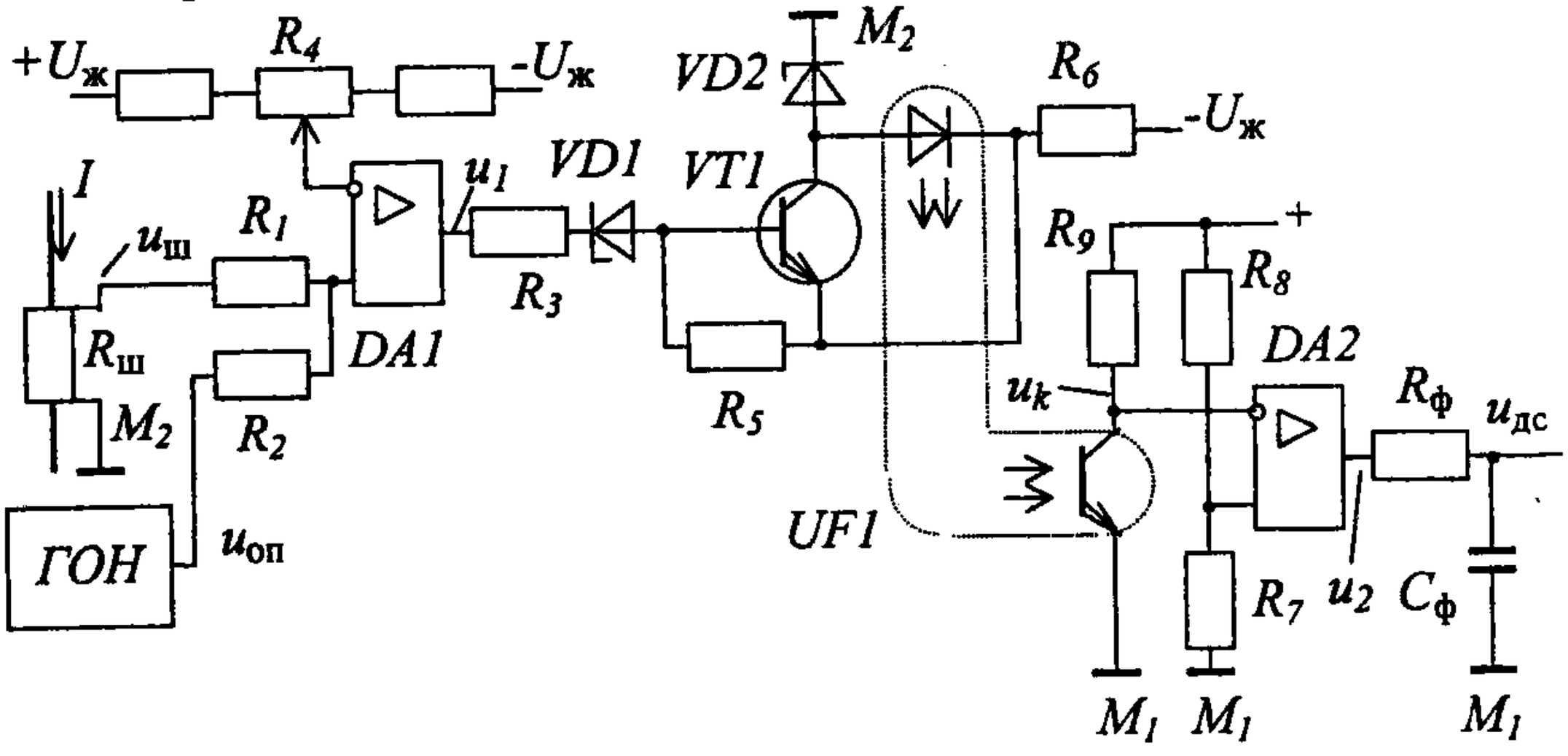



Рис. 3.3. Схема датчика струму з ШІМ та оптронною розв'язкою

Потенціальна розв'язка складається з широтно-імпульсного модулятора (генератор опорної трикутної напруги *ГОН*, див. п.2.5, і компаратор *DA1*), ключа *VT1*, оптотранзистора *UF1* та компаратора *DA2*.

Широтно-імпульсний модулятор перетворює гладкий сигнал спаду напруги в шунті $u_{\text{ш}}$ на широтно-модульований сигнал $u_1$ (рис. 3.4) із шпаруватістю, пропорційною рівню сигналу $u_{\text{ш}}$. Позитивний потенціал з виходу *DA1* відкриває ключ *VT1*, який шунтує світлодіод оптотранзистора. Фототранзистор закритий, на його колекторі позитивний потенціал $u_k$ від джерела живлення. На виході компаратора *DA2* негативна напруга $u_2$. Якщо на базу ключа надходить

негативний сигнал, він закривається, і через світлодіод тече струм від джерела живлення $-U_{ж}$. Відкривається фототранзистор, і до інверсного входу *DA2* надходить нульовий потенціал. Завдяки невеликому позитивному зміщенню на неінверсному вході вихідний сигнал *DA2* позитивний.

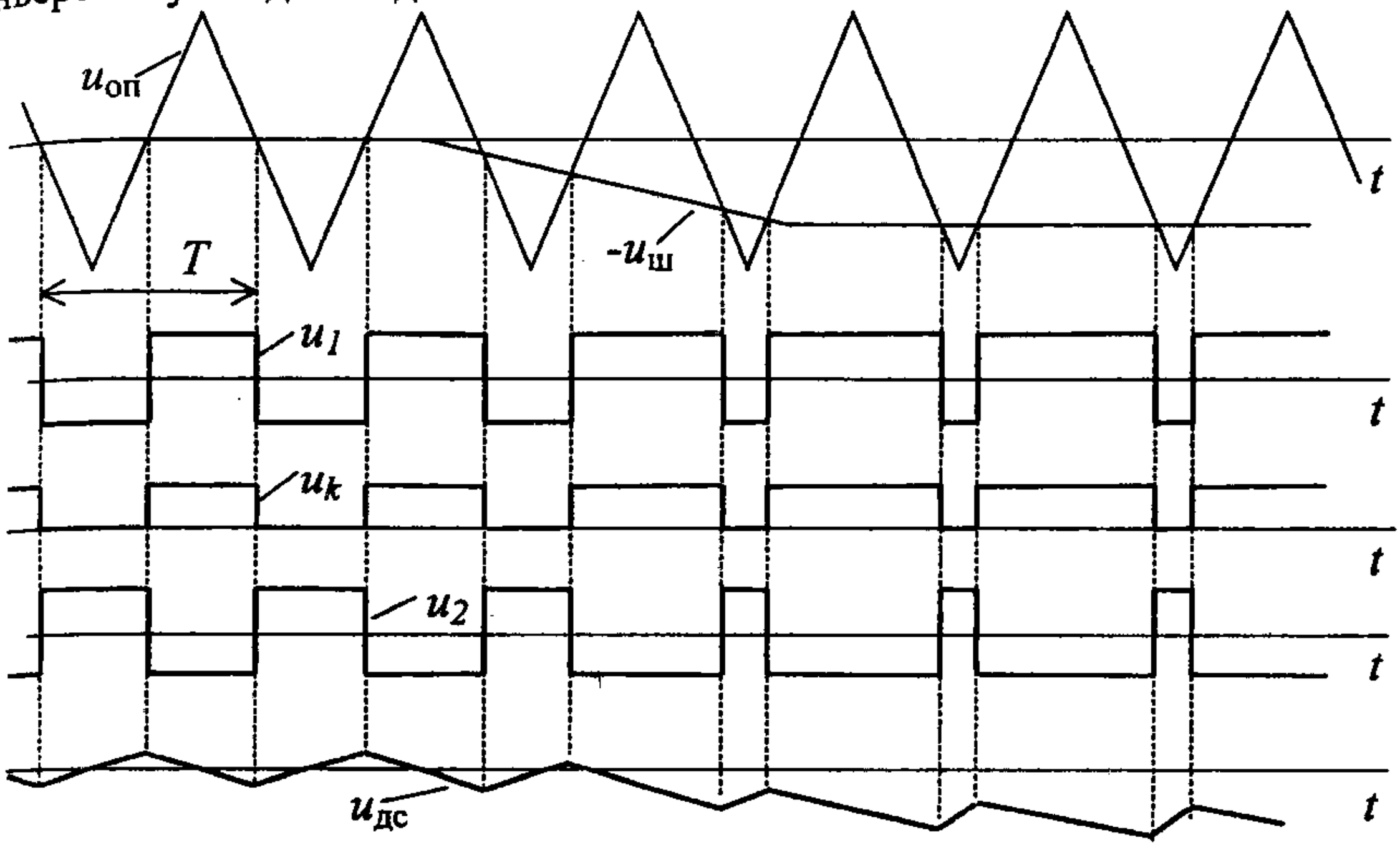



Рис. 3.4. Процеси в датчику з оптронною розв'язкою

Коли вимірюваний струм відсутній, шпаруватість сигналів модулятора та компаратора *DA2* $\gamma$=0,5 (ліва частина рис. 3.4). Середнє значення вихідної напруги датчика при цьому також дорівнює нулю. Поява вимірюваного струму призводить до зміни шпаруватості в той чи інший бік, завдяки чому змінюється знак середньої вихідної напруги відповідно до знака струму. Фільтр $R_{ф}$, $C_{ф}$ згладжує коливання вихідної напруги датчика, наближаючи її форму до форми вимірюваного струму.

За допомогою резистора $R_4$, а також $R_7$, $R_8$ здійснюється балансування нуля вихідних сигналів компараторів *DA1* та *DA2*.

Джерела живлення $+U_{ж}$, $-U_{ж}$ мають спільну точку $M_2$, гальванічно зв'язану з силовим колом (на відміну від точки $M_1$, гальванічно зв'язаною з вихідними елементами та системою керування).

Переваги такого датчика – у знакочутливості, стійкості до перешкод, досить високій частоті коливань вихідного сигналу (до кількох десятків кГц) та обумовленій цим малій інерційності вихідного фільтра.

### Датчик з амплітудною модуляцією та трансформаторною розв'язкою

Датчик з трансформаторною розв'язкою, побудований за принципом амплітудно-імпульсної модуляції-демодуляції (рис. 3.5), складається з чотирьох керованих транзисторних ключів *K1...K4*, трансформатора *TV* та генератора несучої частоти (*ГНЧ*). Ключі *K1*, *K2* складають модулятор, який перетворює

гладкий вхідний сигнал на знакозмінний. Ключі *К3*, *К4* виконують зворотну операцію, перетворюючи знакозмінний сигнал на гладкий (демодуляцію). Завдяки тому, що всі ключі керуються одним генератором, інформація про знак вимірюваного струму не втрачається (тобто демодулятор відіграє роль фазочутливого випрямляча).

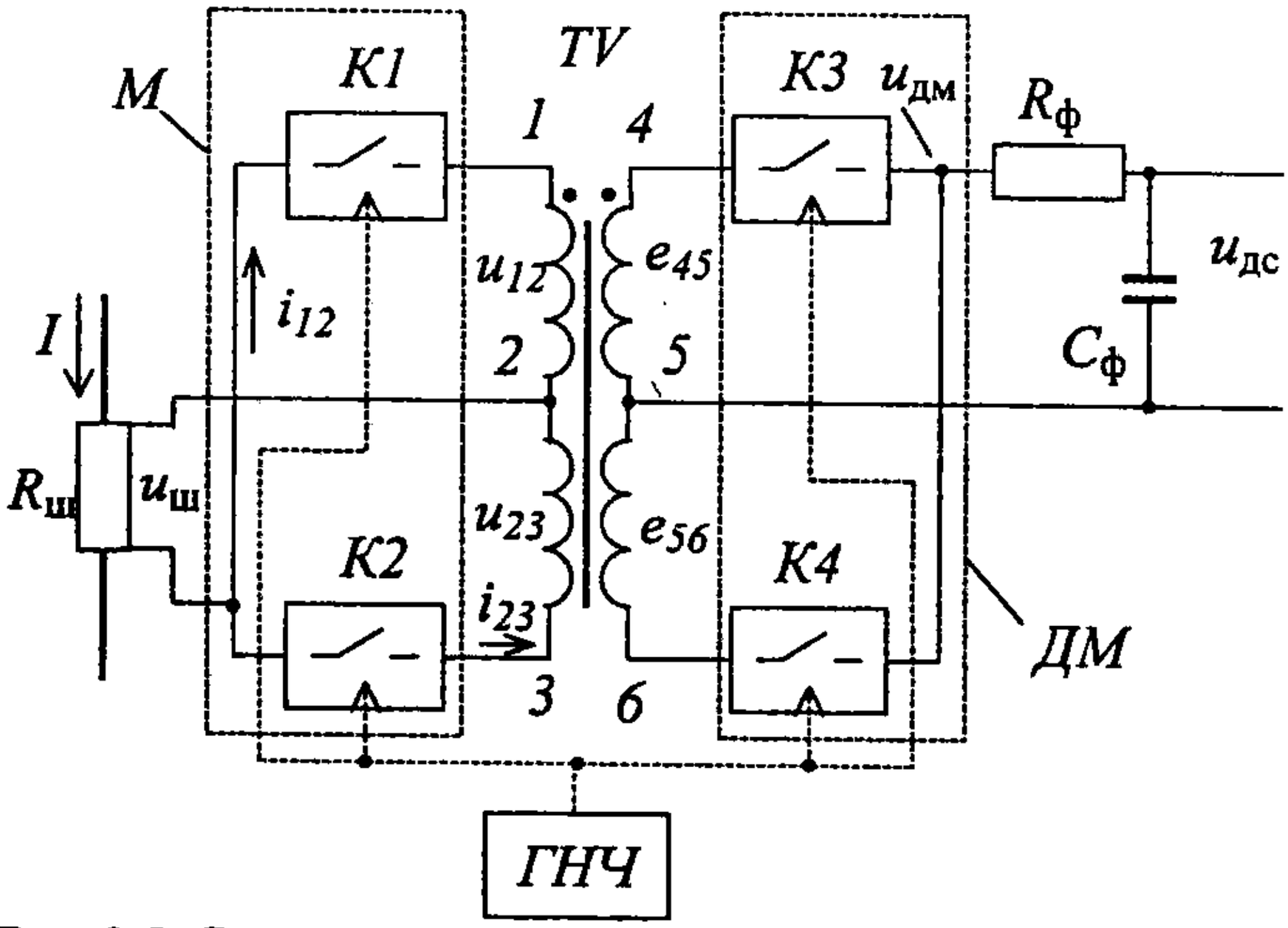



Рис. 3.5. Схема датчика струму з амплітудною модуляцією та трансформаторною розв'язкою

Ключі *К1* та *К2* перемикаються у протифазі (рис. 3.6). Завдяки цьому вхідна напруга $u_ш$ прикладається почергово: то до верхньої (1-2), то до нижньої (2-3) первинної напівобмотки трансформатора. Напруги, прикладені до цих напівобмоток ($u_{12}$ та $u_{23}$) періодично (протягом півперіоду модуляції $T$) повторюють за формою вхідну напругу:

$$u_{12} = F_м u_ш; \tag{3.2}$$

$$u_{23} = -\bar{F}_м u_ш, \tag{3.3}$$

де $F_м$ – логічна комутаційна функція модулятора (дорівнює 1, коли відкритий ключ *К1*, та 0, коли він закритий); $\bar{F}_м$ – функція, інверсна до $F_м$.

Протягом першого півперіоду модуляції замкнені К1, К3 і сигнал передається верхніми напівобмотками, а протягом другого півперіоду – нижніми. Полярність вихідного сигналу датчика незмінна за незмінної полярності спаду напруги на шунті.

У формулі (3.3) мінус відображає той факт, що до нижньої напівобмотки напруга $u_ш$ прикладається з протилежним знаком, ніж до верхньої. Комутаційну функцію в цій формулі взято з інверсією, оскільки ключ *К2* працює в протифазі з *К1*.

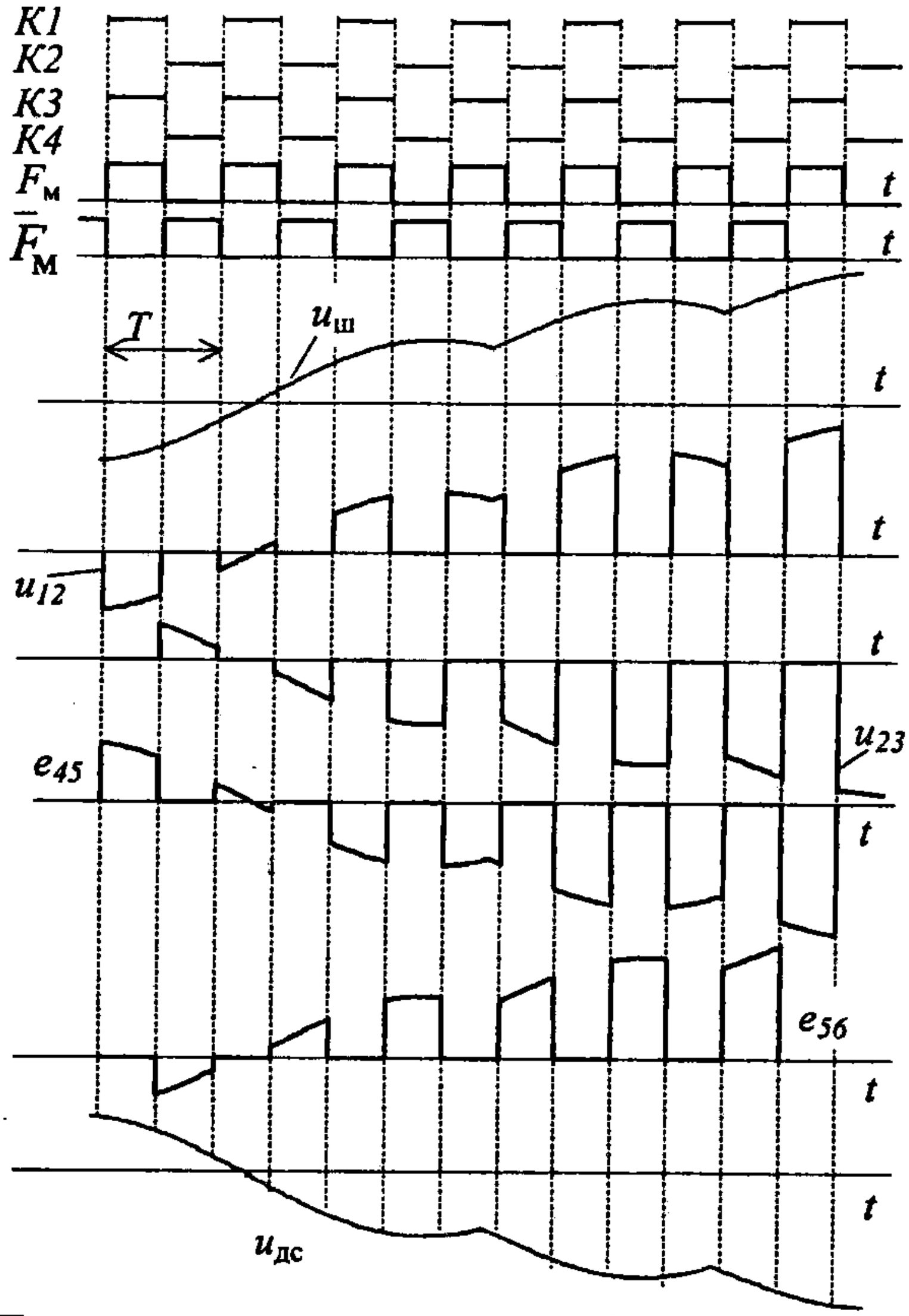



Рис. 3.6. Процеси в датчику струму з трансформаторною розв'язкою

Унаслідок високої частоти перемикання ключів активним спадом напруги в оботках трансформатора порівняно з індуктивним можна знехтувати. Тому похідні струмів первинних напівобмоток пропорційні напругам, прикладеним до цих напівобмоток:

$$\frac{di_{12}}{dt} = \frac{u_{12}}{L_{12}} = F_м \frac{u_щ}{L_1};$$

$$\frac{di_{23}}{dt} = \frac{u_{23}}{L_{23}} = -\bar{F}_м \frac{u_щ}{L_1},$$

де $L_{12} = L_{23} = L_1$ – індуктивність первинних напівобмоток.

Зміна струму в первинних напівобмотках призводить до появи ЕРС взаємоіндукції у вторинних (4–5 та 5–6):

$$e_{45} = -M \frac{di_{12}}{dt} = -F_м M \frac{u_ш}{L_1};$$

$$e_{56} = -M\frac{di_{23}}{dt} = \bar{F}_{\text{м}}\, M\frac{u_{\text{ш}}}{L_1},$$

де $M$ – взаємоіндукція між первинною та вторинною обмотками.

Завдяки перемиканню ключів *К3* та *К4* демодулятора до виходу датчика почергово подається ЕРС то верхньої вторинної напівобмотки, то нижньої. Ключ *К3* перемикається синфазно з *К1*, а *К4* – синфазно з *К2*. Тому вихідна напруга пропорційна вхідній

$$u_{Л-} = F_{\text{м}}e_{45} - \bar{F}_{\text{м}}\, e_{56} = -F_{\text{м}}F_{\text{м}}M\frac{u_{\text{ш}}}{L_1} - \bar{F}_{\text{м}}\,\bar{F}_{\text{м}}\, M\frac{u_{\text{ш}}}{L_1} = -M\frac{u_{\text{ш}}}{L_1},$$

оскільки $F_{\text{м}}F_{\text{м}} = F_{\text{м}}$, $\bar{F}_{\text{м}}\,\bar{F}_{\text{м}} = \bar{F}_{\text{м}}$, а $F_{\text{м}} + \bar{F}_{\text{м}} = 1$.

Реальні властивості ключів вносять певні викривлення до перебігу процесів. Так, фронти напруг $u_{12}$ та $u_{23}$ (рис. 3.6) в моменти перемикань ключів матимуть нахил, внаслідок чого в кривій вихідної напруги демодулятора виникнуть короткочасні провали. Фільтр на виході датчика згладжує високочастотні пульсації вихідної напруги, обумовлені цими провалами, а також неповною синфазністю роботи ключів та неідентичністю параметрів верхніх і нижніх напівобмоток. Для подібних датчиків характерні:

- високий коефіцієнт передачі (50...150), що забезпечує рівень вихідного сигналу до 10 В при спаді напруги на шунті 75 мВ;
- мала інерційність та низькі пульсації вихідної напруги через високу частоту модуляції (до кількох десятків кГц);
- надійна гальванічна розв'язка від силових кіл з потенціалом до 1000 В.

Деякі фірми виготовляють вузли модуляції-демодуляції у вигляді гібридних інтегральних мікросхем.

### Датчик струму на основі двообмоткового дроселя

У малопотужних електроприводах постійного струму з невисокими вимогами до точності струм іноді вимірюють двообмотковим дроселем (рис. 3.7). Його первинну обмотку (1-2) використовують як згладжувальний дросель, а за допомогою вторинної (2-3) отримують сигнал, пропорційний струму в первинній обмотці. Спад напруги в первинній обмотці (між точками 1 та 2)

$$u_{12} = Ir_{12} + L_{12}\frac{dI}{dt}, \qquad (3.4)$$

де $r_{12}$, $L_{12}$ – активний опір та індуктивність первинної обмотки.

Зміна струму в первинній обмотці призводить до появи у вторинній ЕРС взаємоіндукції

$$e_{23} = -M\frac{dI}{dt}.$$

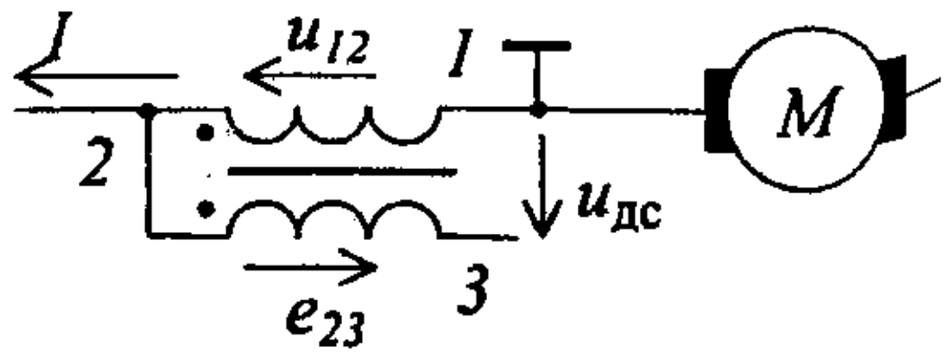


Рис. 3.7. Дросель як датчик струму

Оскільки вхідний опір споживача сигналу датчика звичайно дуже великий, струмом та спадом напруги у вторинній обмотці можна знехтувати. Тому напруга вторинної обмотки

порівнює її ЕРС. Вихідна напруга датчика (відносно спільної точки на рис. 3.7) є сумою напруг первинної та вторинної обмоток

$$u_{дс} \approx u_{12} + e_{23} = Ir_{12} + L_{12}\frac{dI}{dt} - M\frac{dI}{dt} = Ir_{12} + (L_{12} - M)\frac{dI}{dt}.$$

Як видно з останнього виразу, у вихідному сигналі датчика міститься складова, пропорційна похідній струму. Вона може бути використана для організації гнучкого зворотного зв'язку за струмом. Якщо так підібрати кількість витків вторинної обмотки, щоб $M = L_{12}$, вихідна напруга буде пропорційна лише струмові якоря:

$$u_{дс} = Ir_{12}.$$

Недолік описаного датчика – невисока точність та наявність гальванічного зв'язку між силовим колом та виходом датчика.

### Датчик струму з використанням ефекту Холла

Первинні датчики – трансформатори струму та шунти – мають власну індуктивність, що в деяких випадках стає причиною додаткових похибок вимірювань. Безінерційний датчик струму, побудований на базі датчика Холла, зображений на рис. 3.8а.

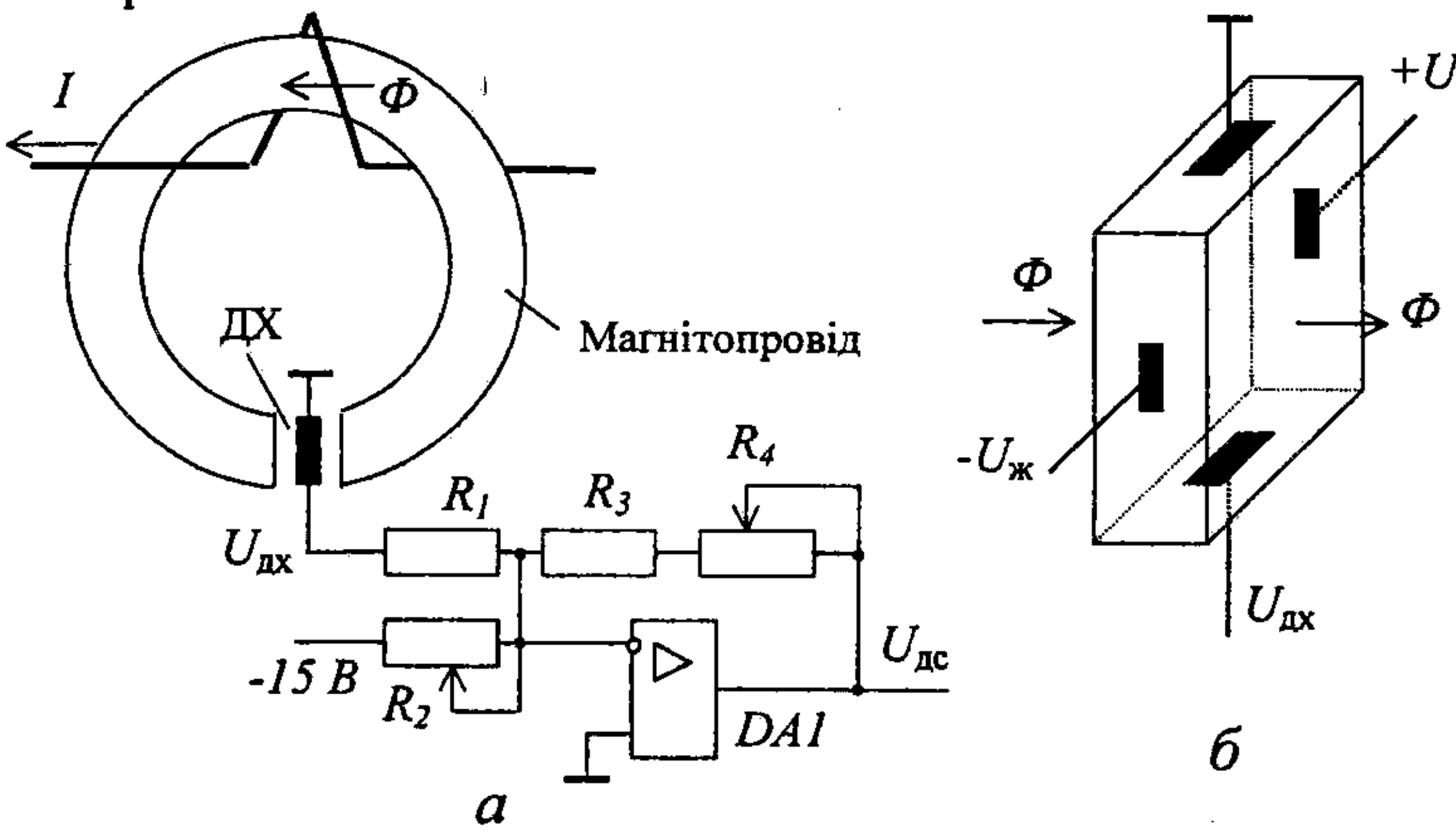



Рис. 3.8. Датчик струму на основі ефекту Холла

Датчик Холла – напівпровідниковий прилад розміром до кількох міліметрів, який використовують для вимірювання магнітного потоку. Магнітопровід охоплений шиною з вимірюваним струмом. У зазорі магнітопровода розташований датчик Холла (ДХ). Його пронизує магнітний потік $\Phi$, пропорційний вимірюваному струму. До двох протилежних сторін датчика Холла (рис. 3.8б) прикладена стабілізована напруга живлення $U_ж$. З інших двох сторін знімається вихідна напруга, пропорційна потоку та напрузі живлення $U_{дх} = kU_ж\Phi$.

Таким чином, до входу підсилювача $DA1$ надходить сигнал, пропорційний струму $I$. До другого його входу подано напругу зміщення для ком-

пенсації напруги небалансу. Підсилювач, крім підсилення сигналу, забезпечує малий вихідний опір датчика. Датчик можна використовувати для вимірювання струмів до 6,3 кА. Його чутливість регулюють, змінюючи товщину немагнітного зазору магнітопроводу. Переваги подібного датчика – у високій лінійнійності та широкому частотному діапазоні.

### Датчики на основі трансформаторів постійного струму

Схема класичного трансформатора постійного струму зображена на рис. 3.9а. Він має два ідентичних дроселі насичення Д1 та Д2 з прямокутними характеристиками намагнічування і джерело змінної напруги $u$. Навантаження трансформатора (приймач сигналу) ввімкнено через випрямляч. Роль первинних обмоток обох дроселів виконує шина з вимірюваним струмом $I_1$. Вторинні обмотки ввімкнені назустріч-послідовно (того ж ефекту можна досягти шляхом зустрічного вмикання первинних обмоток).

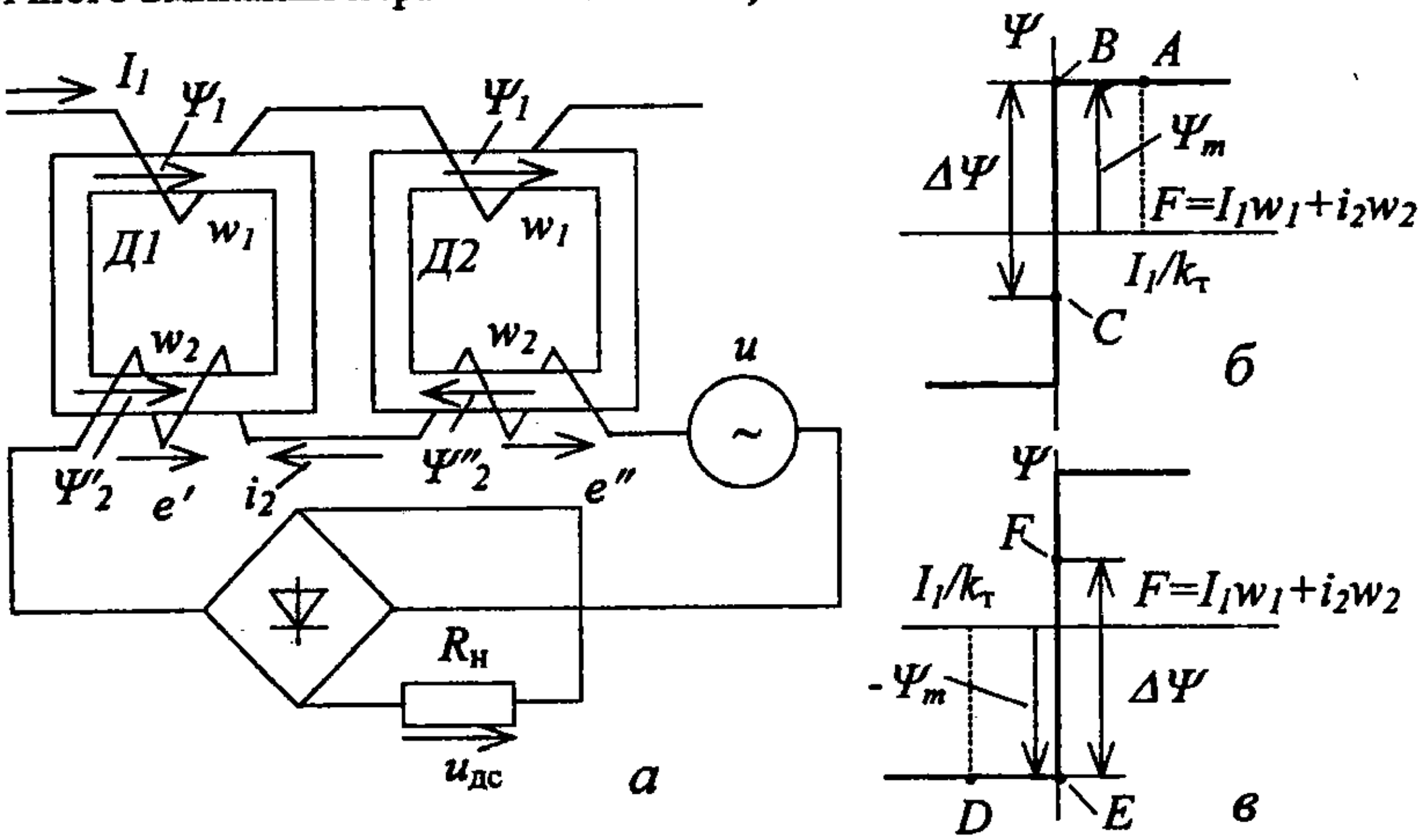



Рис. 3.9. Трансформатор постійного струму

Під впливом джерела змінної напруги у вторинних обмотках протікає знакозмінний струм $i_2$ (на рис. 3.9 позначений той його напрямок, який вважатимемо позитивним). Позитивний струм вторинної обмотки дроселя Д1 створює магнітний потік $\Psi_2'$, спрямований назустріч потоку $\Psi_1$ первинної обмотки. Той самий струм, протікаючи вторинною обмоткою другого дроселя, створює потік $\Psi_2''$, згідний з потоком первинної обмотки.

Розглянемо процеси в схемі рис. 3.9 з такими припущеннями:

- характеристики намагнічування дроселів ідеально прямокутні без гістерезису;
- активний опір вторинних обмоток дроселів відсутній;
- опір навантаження близький до нуля.

Унаслідок першого припущення можна вважати, що:

- будь-яке значення струму в первинній обмотці, відмітне від нуля, насичує магнітопровід ;

- при насиченому магнітопроводі (лінії $AB$ та $ED$ на рис. 3.9б,в) індуктивність вторинної обмотки близька до нуля;
- при ненасиченому магнітопроводі (лінії $BC$ та $EF$) індуктивність вторинних обмоток наближається до нескінченності.

Припустимо, що спочатку струм у вторинних обмотках відсутній, а напруга $u > 0$. Обидва дроселі насичені первинним струмом (для Д1 – т.$A$ рис. 3.9б, а для Д2 – т.$D$ рис. 3.9в). Точки $A$ та $D$ лежать на різних гілках статичної характеристики, оскільки для позитивного напрямку струму $i_2$ потоки $\Psi_1$ мають різний напрямок відносно потоків, обумовлених струмом $i_2$. Дроселі насичені і не чинять опору струму джерела, тому вторинний струм під впливом напруги $u$ швидко зростає, виводячи дросель Д1 з насичення (до т.$B$ на рис. 3.9б) і ще більше насичуючи дросель Д2 (ліворуч т.$D$). Починається зменшення сумарного потоку $\Psi'$ дроселя Д1, але подальше збільшення вторинного струму неможливе, оскільки дросель працює на вертикальній ділянці своєї кривої намагнічування, де індуктивність дуже велика. Струм тримається на рівні $i_2 = I_1 \ k_T = I_1 w_1 / w_2$, компенсуючи дію первинного струму в дроселі Д1 (рис. 3.10). Оскільки опір обмотки дроселя Д2 практично відсутній, уся напруга джерела прикладена до вторинної обмотки першого дроселя і зрівноважується її ЕРС самоіндукції $e' = -d\Psi' / dt = u$. Коли напруга знижується до нуля, потік $\Psi'$ в дроселі Д1 досягає свого мінімального значення. Струм не змінюється навіть після зміни знака напруги, доки знову не відбудеться насичення магнітопроводу дроселя Д1, а його індуктивність не знизиться до нуля.

Після цього струм швидко змінює знак під впливом негативної напруги, виводячи з насичення дросель Д2 (т.$E$ рис. 3.9в). Починається зниження потоку $\Psi''$ дроселя Д2 і вся напруга джерела прикладається до нього. Вторинний струм тримається на рівні $i_2 = -I_1 \ k_T$, компенсуючи вплив первинного струму в дроселі Д2. На рис. 3.10 літери $A...F$ відповідають таким же на рис. 3.9бв.

Вихідна напруга датчика пропорційна модулю вимірюваного струму:

$$u_{дс} = |i_2 R_н| = |I_1| R_н / k_T \ .$$

Приріст потоку протягом його зниження $\Delta\Psi_{\downarrow} = -\int_{\pi}^{\pi 2} e' d\omega t = -\Delta\Psi_m$ чисельно дорівнює площі $S_1$ поміж кривою напруги та віссю часу на рис. 3.10. Аналогічно площа $S_2$ відповідає приросту потоку на інтервалі його збільшення $\Delta\Psi_{\uparrow} = -\int_{\pi}^{3\pi 2} e' d\omega t = \Delta\Psi_m$. Площі дорівнюють одна одній лише за умови фазового зсуву струму на 90° відносно напруги (як і слід було очікувати за відсутністю активного опору).

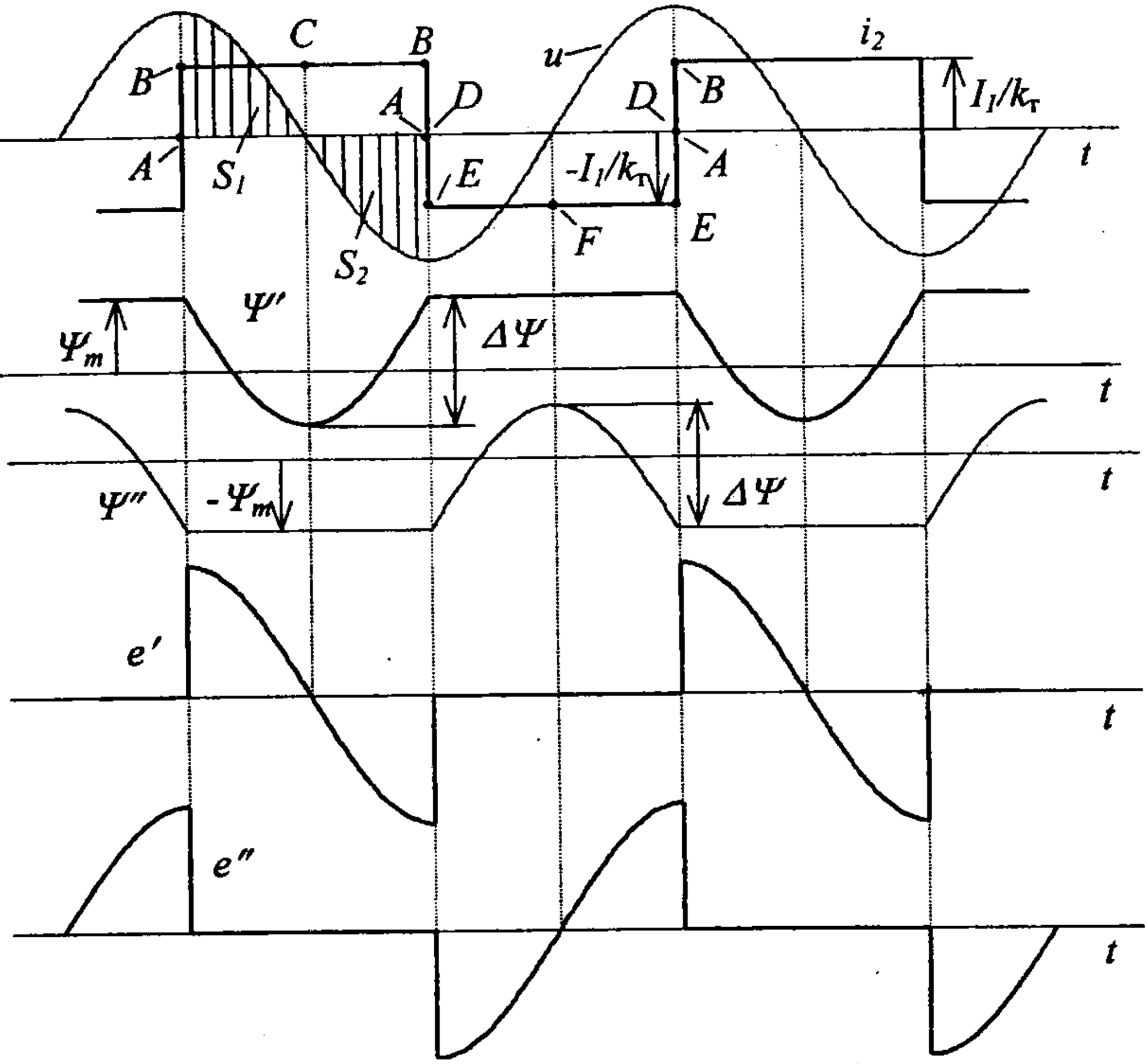



Рис. 3.10. Часові діаграми трансформатора постійного струму з ідеальною кривою намагнічування

Як видно з рис. 3.10, форма живильної напруги *u* завдяки прямокутній характеристиці намагнічування не впливає на рівень та форму вторинного струму. Єдині вимоги до неї – періодичність та симетрія відносно осі часу.

З урахуванням реальної форми характеристики намагнічування (рис. 3.11) форма вторинного струму також різниться від зображеної на рис. 3.10. Внаслідок нахилу кривої намагнічування і ненульової індуктивності в режимі насичення на перенасичення дроселів потрібен час, тому вторинний струм змінює знак не миттєво (рис. 3.12). Гістерезис обумовлює різні рівні струму на інтервалах зменшення та збільшення потоку. Наслідок невертикальності характеристики рис. 3.11 при ненасиченому магнітопроводі – певна зміна струму в процесі перенасичення.

Завдяки наявності активного опору в колі вторинних обмоток їх струм зсунутий відносно напруги на кут $\varphi < \pi/2$. У цьому разі прирости потоку знаходять з рівняння

$$u = i_2 R_н + \frac{d\Psi}{dt}$$

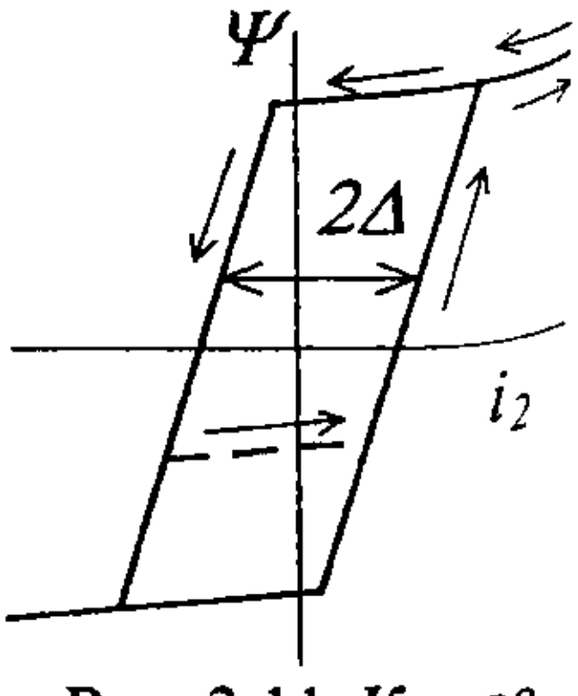



Рис. 3.11. Крива намагнічування

і дорівнюють:

$$\Delta\Psi_{\downarrow} = \frac{1}{\omega}\int_{\varphi}^{\varphi+\pi/2}(u - i_2 R_{\text{н}})\,d\omega t = \frac{S_1}{\omega} \text{ та } \Delta\Psi_{\uparrow} = \frac{1}{\omega}\int_{\varphi+\pi/2}^{\varphi+\pi}(u - i_2 R_{\text{н}})\,d\omega t = \frac{S_2}{\omega},$$

де $S_1$ та $S_2$ – заштриховані площі на рис. 3.12.

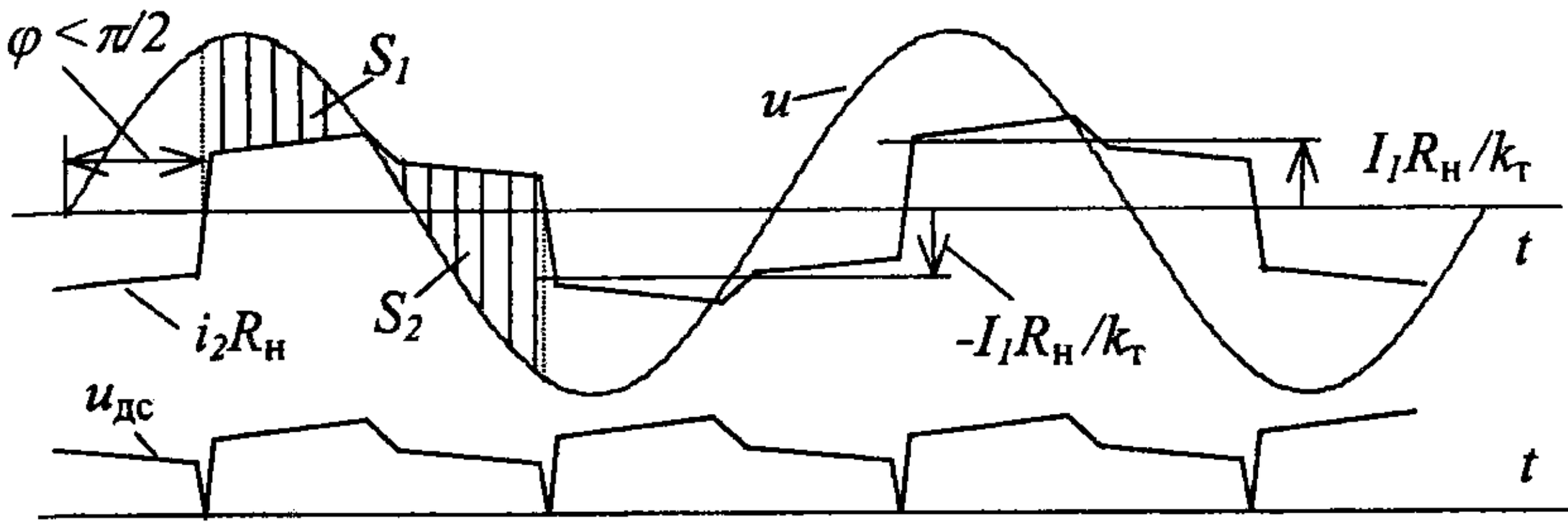



**Рис. 3.12. Часові діаграми трансформатора постійного струму з урахуванням його реальних властивостей**

Таким чином, як видно з рис. 3.12, змінна складова вихідної напруги трансформатора постійного струму має подвійну частоту джерела живлення, а середнє значення цієї напруги пропорційне струму первинної обмотки (на рис. 3.12 коливання струму та вихідної напруги дещо перебільшені). У зв'язку з тим, що частота джерела може бути підвищена до десятків кГц, змінна складова легко піддається фільтрації. Унаслідок наявності випрямляча схема рис. 3.9 нечутлива до знака вимірюваного струму.

Трансформатори постійного струму використовують у потужних електроприводах з керованими випрямлячами, оскільки дають змогу без викривлень вимірювати несинусоїдні та імпульсні струми (насамперед в аварійних режимах). Під час їх використання в реверсивних електроприводах постійного та змінного струмів з ШІМ необхідно забезпечити їх знакочутливість. Для цього замість діодного моста використовують фазочутливий випрямляч.

На рис. 3.13 зображена схема зазначеного датчика струму. З джерела напруги до вторинних обмоток дроселів надходить прямокутна напруга з частотою 10 кГц. Фазочутливий випрямляч *ФЧВ* складається з підсилювача *DA1* та транзисторного ключа *Sw*. Компаратор *K* контролює напругу на вторинній обмотці дроселя *Д1*. Коли ця напруга відмітна від нуля (тобто коли *Д1* ненасичений), спад напруги $u_{\text{н}}$ на резисторі $R_{\text{н}}$ через ключ подається

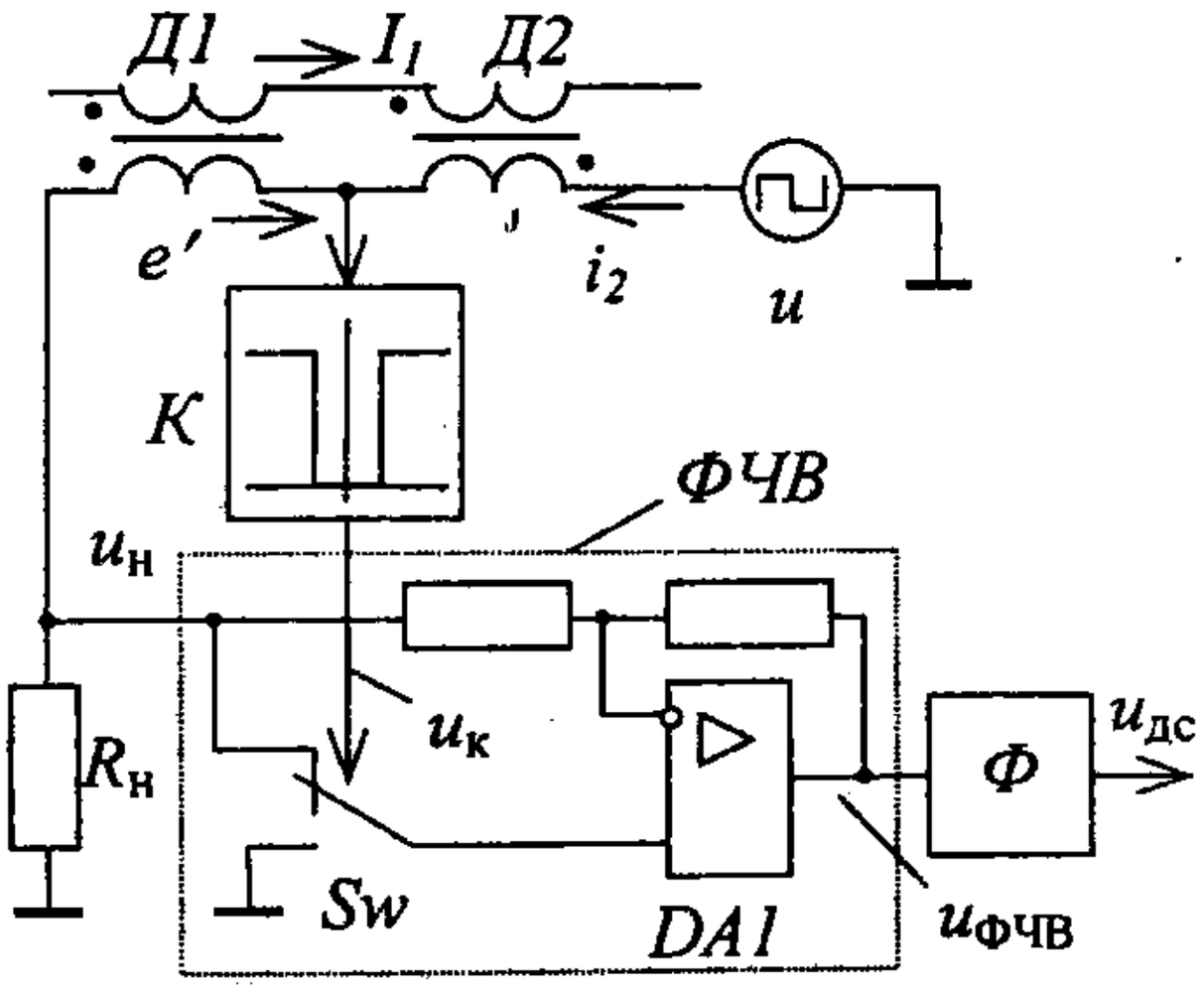



**Рис. 3.13. Знакочутливий трансформатор постійного струму**

до неінверсного входу підсилювача, який у цьому випадку працює як повторю вач.

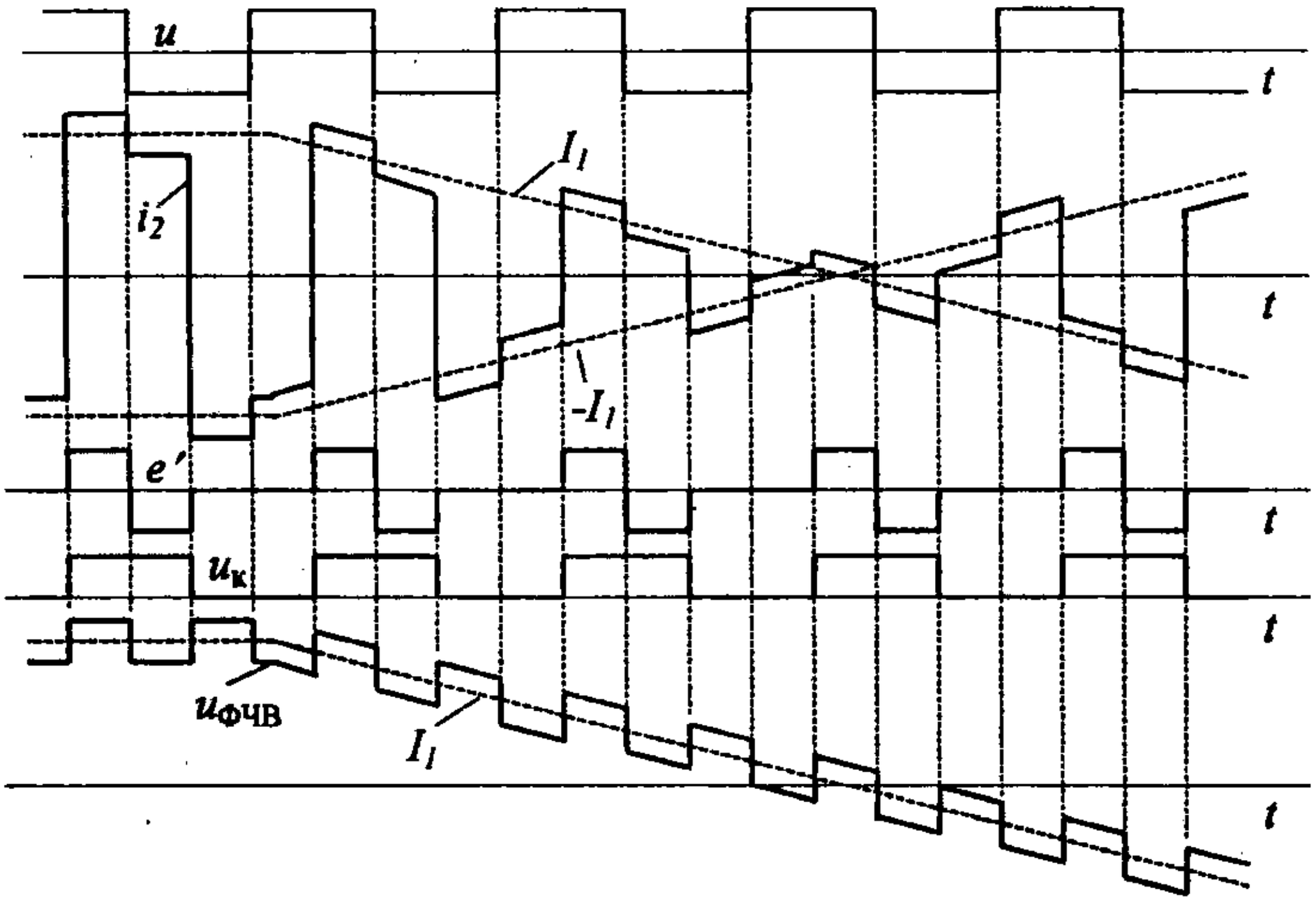



Рис. 3.14. Часові діаграми знакочутливого трансформатора постійного струму

Якщо *Д2* ненасичений, ключ з'єднує неінверсний вхід підсилювача зі спільною точкою і останній працює в режимі інвертора. Завдяки цьому інформація про знак вимірюваного струму не втрачається. ФЧВ, таким чином, здійснює демодуляцію знакозмінного сигналу, а дроселі виконують функцію амплітудного модулятора. Фільтр $\Phi$ згладжує високочастотні коливання вихідної напруги, обумовлені неідеальністю характеристик намагнічування дроселів. Часові діаграми рис. 3.14 пояснюють принцип дії такого датчика (коефіцієнти трансформації дроселів узято одиничними).

### Датчик струму на магнітодіодах

Магнітодіодний ефект – зміна під впливом магнітного поля провідності напівпровідникової структури. Розташування магнітодіода, через який протікає струм, у поперечному магнітному полі викликає збільшення його опору та відповідного спаду напруги. Для зменшення нелінійності характеристик та підвищення термостабільності використовують мостову схему вмикання магнітодіодів (рис. 3.15).

Два магнітодіоди (*MD1*, *MD2*) розміщені в зазорі магнітопроводу 1 з постійними магнітами 2. Вікном магнітопроводу проходить шина 3 з вимірюваним струмом $i$. Якщо струм відсутній, через обидва магнітодіоди замикаються однакові магнітні потоки $\Phi_0$ від постійних магнітів. Місток, до якого, крім магнітодіодів, входять резистори $R_1, R_2, R_3$, збалансований за допомогою подільника $R_3$. Вихідна напруга відсутня. Поява струму з полярністю, зображеною на рис. 3.15, викликає магнітний потік $\Phi_i$, який зменшує потік через *MD1* та збільшує потік через *MD2*. Опір *MD1* зменшується, а *MD2* – зростає.

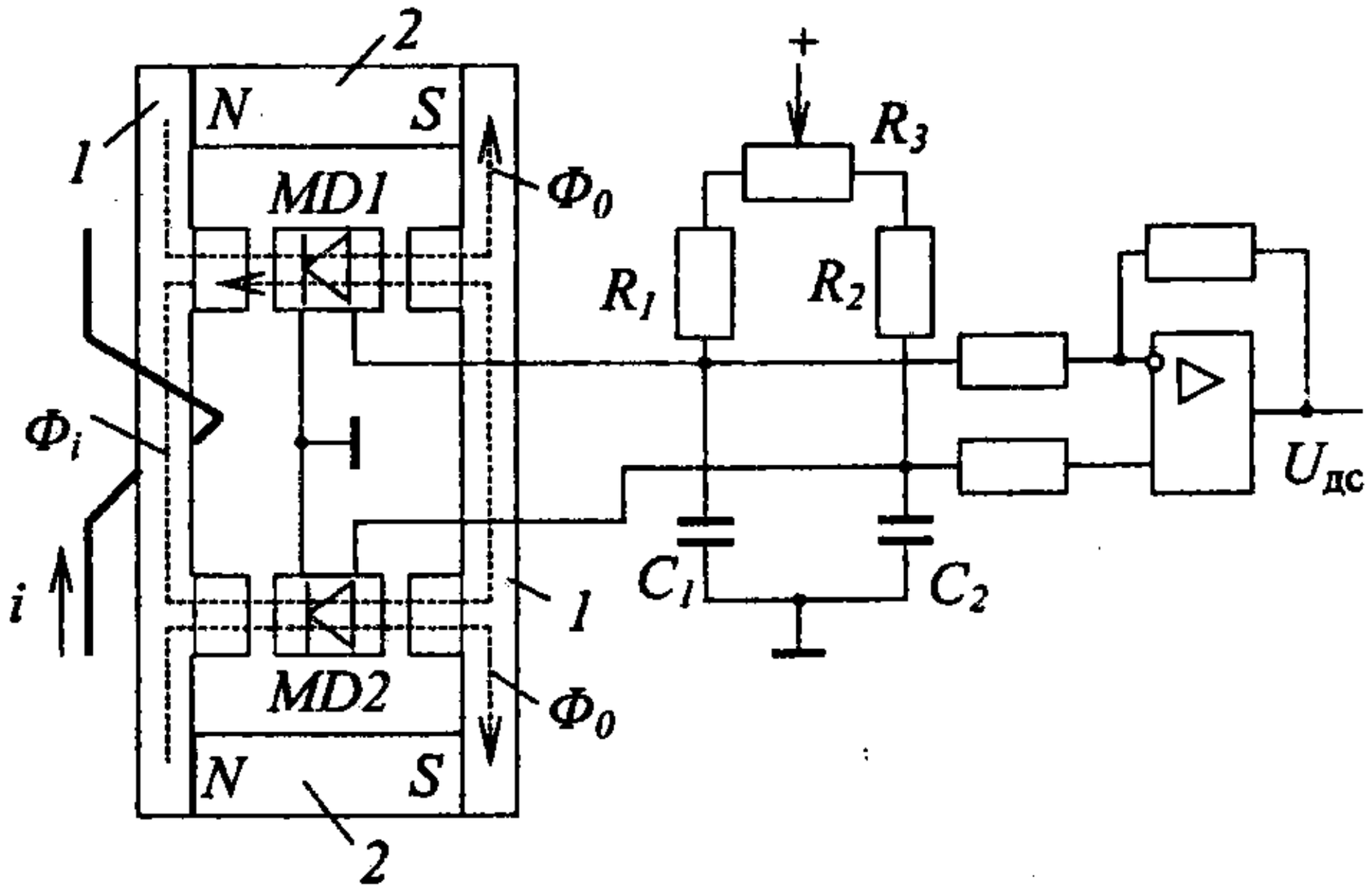



Рис. 3.15. Схема датчика струму на магнітодіодах

Дебаланс опорів моста призводить до появи на виході напруги, пропорційної вимірюваному струмові. Якщо напрямок струму зміниться, характер зміни опорів та знак вихідної напруги буде протилежним. Конденсатори $C_1$ та $C_2$ виконують роль фільтра. Перевага подібного датчика – у високому рівні вихідного сигналу.

## 3.2. Датчики напруги та ЕРС ◆

### Датчик напруги без гальванічної розв'язки

У найпростіших випадках, коли гальванічна розв'язка не потрібна, використовують звичайні резисторні подільники ($R_1$, $R_2$, $R_3$ на рис. 3.16).

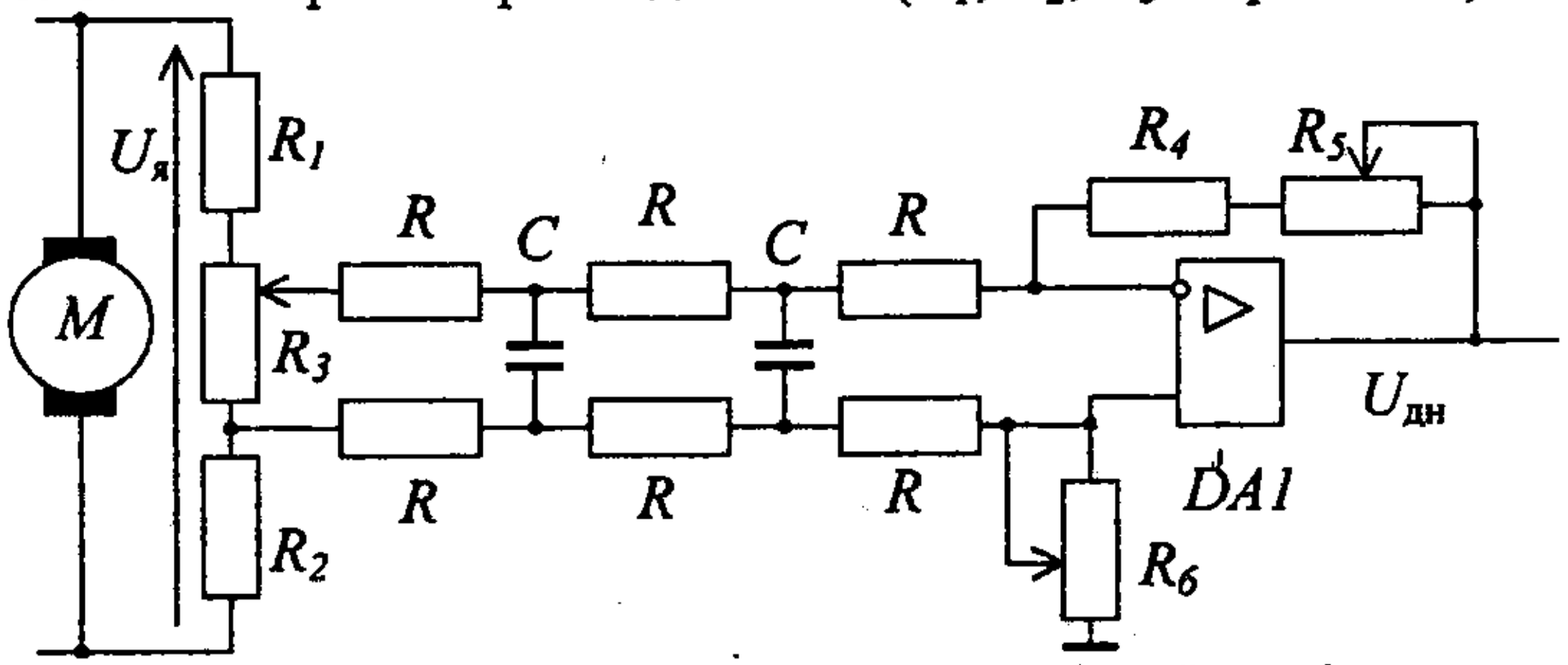



Рис. 3.16. Датчик напруги без гальванічної розв'язки

Напруга знімається з середнього резистора $R_3$, щоб зменшити різницю потенціалів між схемою вимірювання та силовим колом. Якщо $R_3 << R_1 = R_2$, вона не перевищуватиме $U_я/2$. Коли приймач сигналу розташований на відстані від кола якоря, в сполучних провідниках можуть виникати наведення. Для запобігання цьому використовують диференціальну схему вмикання операційного підсилювача (див. п.2.1). Унаслідок цього наведення, які одночасно виникають в обох провідниках, надходять до обох входів підсилювача і на його

вихідну напругу не впливають. *RC*-фільтри також сприяють зменшенню сторонніх перешкод. За допомогою змінних резисторів $R_3$, $R_6$ балансують схему у випадку нерівності опорів верхньої та нижньої сполучних ліній.

У разі потреби в каналі вимірювання напруги використовують гальванічні розв'язки, подібні до зображених на рис. 3.3, 3.5.

### Датчик напруги з частотно-імпульсною модуляцією

На рис. 3.17 наведена схема датчика напруги для двозонного електропривода фірми *Siemens*. Датчик діє за принципом частотно-імпульсної модуляції вимірюваної напруги. Він складається з частотно-імпульсного модулятора (верхня частина рис. 3.17) та демодулятора (нижня частина згаданого рисунка), потенційно розв'язаних за допомогою оптрона *UF1*.

Частотно-імпульсний модулятор перетворює сигнал, пропорційний вимірюваній напрузі, на послідовність імпульсів з частотою, пропорційною цій напрузі (тобто він – перетворювач «напруга–частота», див. п.2.5). Модуляція здійснюється завдяки перемиканню транзистора *VT1*, керованого за допомогою компаратора з гістерезисом *DA1*. Статична характеристика компаратора зображена на рис. 3.18.

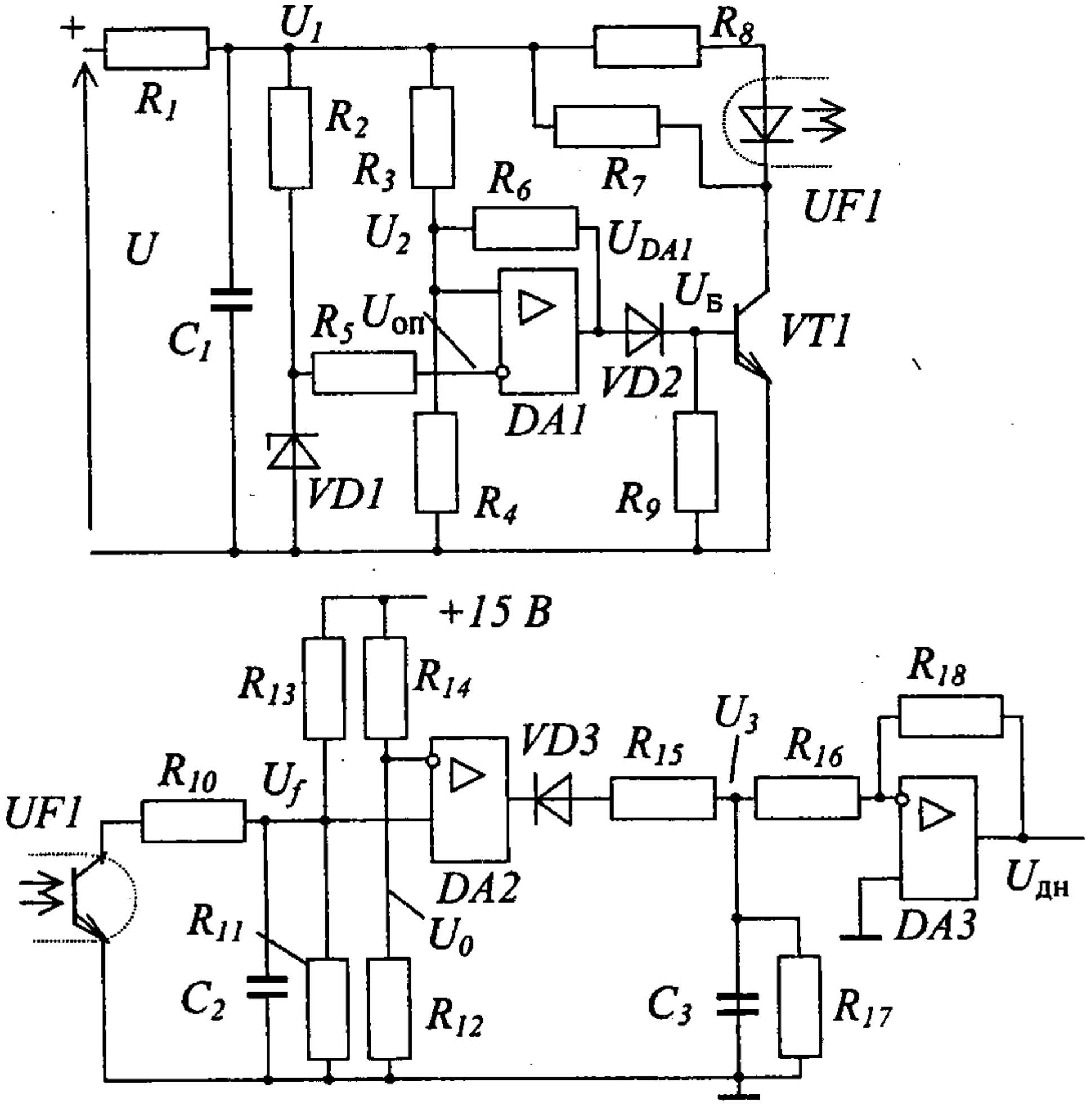



Рис. 3.17. Датчик напруги з частотно-імпульсною модуляцією

На вході компаратора напруга $U_2$, пропорційна напрузі $U_1$ на конденсаторі $C_1$ та вимірюваній напрузі $U$, порівнюється з незмінною опорною напругою $U_{оп}$. Коли напруга $U_2$ перевищує $U_{оп} + \Delta$ (рис. 3.18), на виході компаратора з'являється позитивна напруга, транзистор $VT1$ відкривається і конденсатор $C_1$ розряджається через $R_8$, світлодіод $UF1$ та $VT1$. Після зниження напруги на прямому вході $DA1$ до $U_{оп} - \Delta$ змінюється знак вихідної напруги компаратора і транзистор закривається. Розпочинається заряд конденсатора $C_1$ від джерела вимірюваної напруги. Оскільки $R_1 >> R_8$, процес заряду набагато повільніший процесу розряду. Збільшення напруги на конденсаторі призводить урешті решт до нового перемикання компаратора, і знову – розряд $C_1$. Таким чином, світлодіод періодично вмикається (період $T_1$ на рис. 3.19). Якщо вимірювана напруга зменшується, на заряд конденсатора потрібно більше часу, і частота вмикання світлодіода також зменшується (період $T_2$ на рис. 3.19).

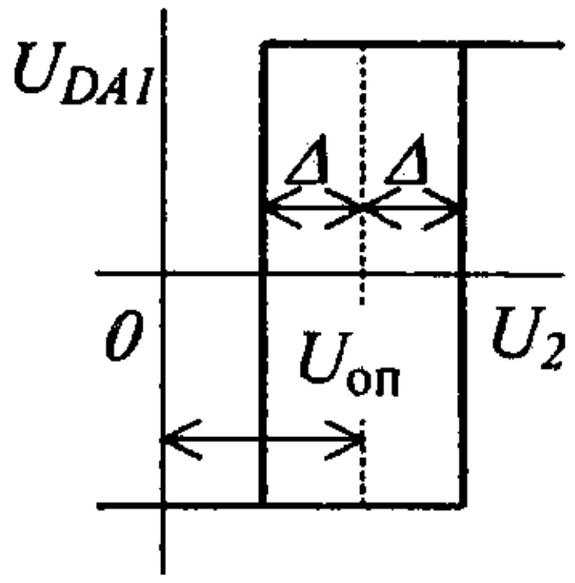



Рис. 3.18. Статична характеристика компаратора

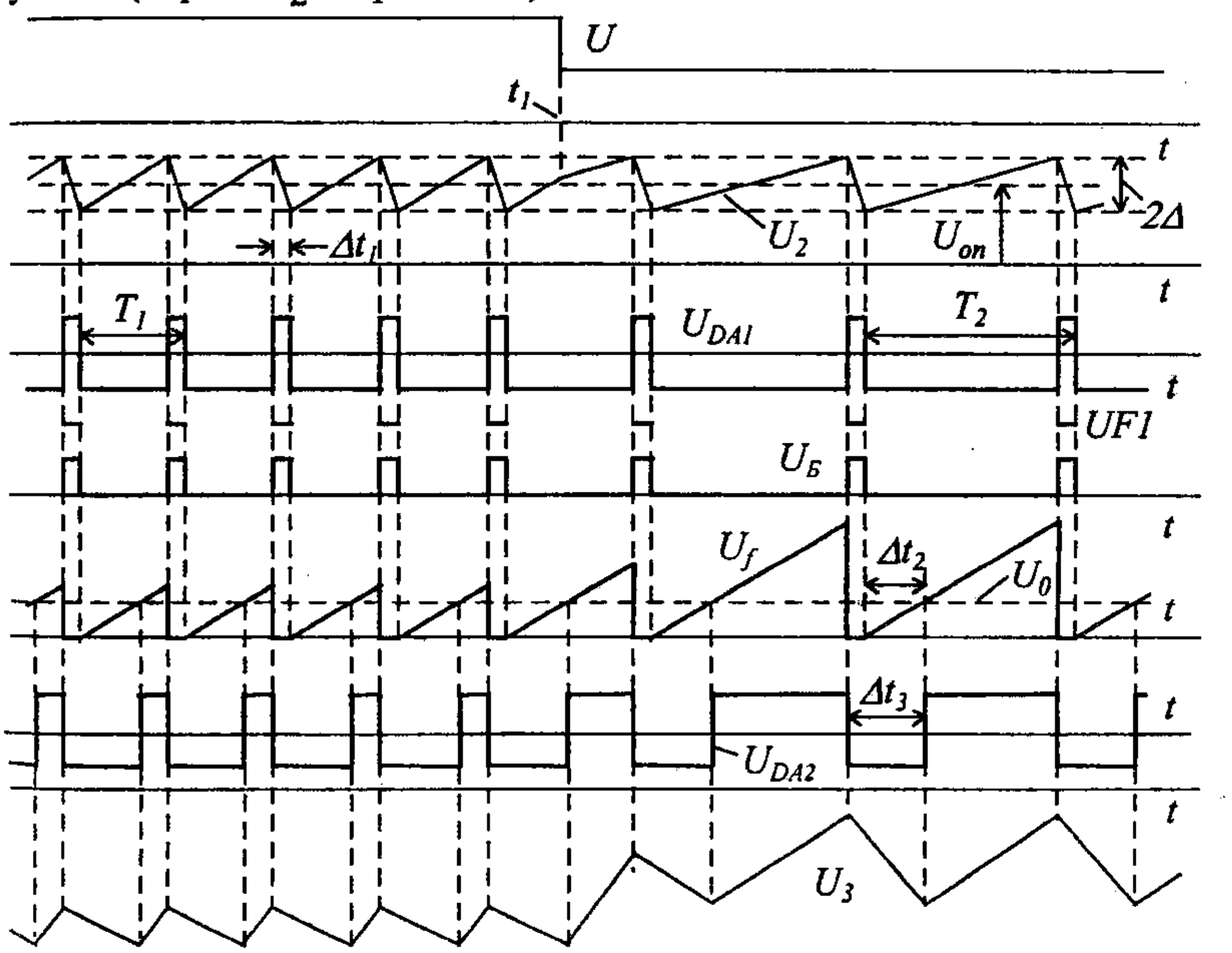



Рис. 3.19. Процеси в датчику напруги з частотно-імпульсною модуляцією

При закритому фототранзисторі $UF1$ конденсатор $C_2$ заряджається від джерела +15 В через $R_{13}$. Відкриття фототранзистора викликає швидкий розряд $C_2$, адже опір $R_{10} << R_{13}$. Коли напруга на конденсаторі $U_f$ менша від

напруги $U_0$ на інверсному вході компаратора $DA2$, його вихідна напруга негативна, діод $VD3$ відкритий і конденсатор $C_3$ заряджається колом «вихід $DA2$ – $VD3$ – $R_{15}$ – $C_3$». Якщо напруга $U_f > U_0$, компаратор перенасичується з протилежною полярністю, $VD3$ закритий, а конденсатор $C_3$ розряджається через резистор $R_{17}$. При меншій вимірюваній напрузі (і меншій унаслідок цього частоті модуляції) для розряду конденсатора $C_2$ відведено більше часу. Результат – збільшення тривалості позитивного насичення $DA2$ та розряду конденсатора $C_3$ і зменшення середньої напруги $U_3$ на конденсаторі. Параметри контурів заряду та розряду підібрані таким чином, щоб коливання напруги були досить малими. Отже, демодулятор виконує зворотну операцію: перетворення імпульсного сигналу на гладкий, пропорційний частоті імпульсів (тобто стає перетворювачем «частота–напруга»).

Недолік розглянутого датчика – неможливість вимірювання напруг, близьких до нуля, оскільки при цьому конденсатор $C_1$ не зможе зарядитись до рівня, необхідного для перенасичення компаратора $DA1$.

### Датчик ЕРС на базі операційного підсилювача

Найчастіше сигнал, пропорційний ЕРС, формується з сигналів датчиків напруги та струму (рис. 3.20).

Схема датчика відображає рівняння напруг ділянки силового кола, з якого знімається сигнал датчика напруги:

$$U = E + Ir + L\frac{dI}{dt},$$

де $E$ – вимірювана ЕРС; $I$ – струм; $r$ та $L$ – параметри силового кола (обмотки якоря машини постійного струму або статора асинхронної).

Таким чином, для отримання інформації про ЕРС від сигнала датчика напруги слід відняти складові, пропорційні струму та його похідній. Оскільки це потребує диференціювання сигналу датчика струму, такий спосіб не знайшов широкого застосування.

Якщо рівняння напруг перетворити, для зображень отримаємо

$$U(p) = E(p) + rI(p)(Tp+1),$$

де $T = L/r$ – стала часу обмотки електричної машини.

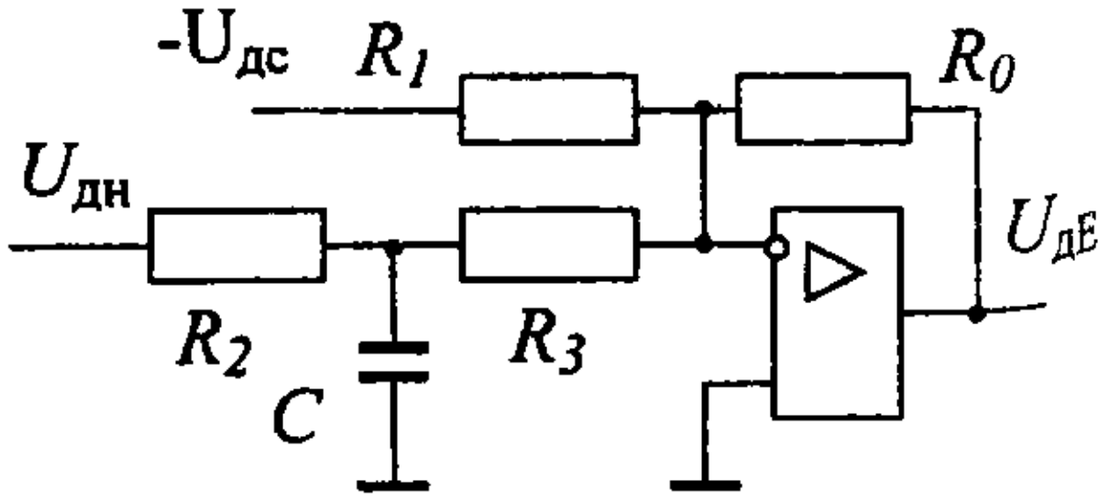


Рис. 3.20. Схема датчика ЕРС

Звідси

$$\frac{E(p)}{Tp+1} = \frac{U(p)}{Tp+1} = rI(p).$$

Як видно з останнього виразу, пропорційний середній ЕРС сигнал можна отримати, якщо сигнал датчика напруги пропустити через фільтр зі сталою часу

$T_ф = R_2C = T$ і відняти від нього інший, пропорційний спаду напруги в активному опорі обмотки. Тоді вихідна напруга датчика ЕРС буде

$$U_{дE} = -\frac{U_{дн}}{Tp+1}\frac{R_0}{R_2+R_3} + U_{дс}\frac{R_0}{R_1} =$$

$$= -\frac{R_0}{R_2+R_3}k_{дн}\left(\frac{U}{Tp+1} - \frac{k_{дс}}{k_{дн}}\frac{R_0}{R_1}\frac{R_2+R_3}{R_0}I\right),$$

де $k_{дн}$, $k_{дс}$ – коефіцієнти передачі датчиків напруги та струму .

Якщо $R_1 = \dfrac{k_{дс}(R_2+R_3)}{k_{дн}r}$, вихідний сигнал датчика ЕРС

$$U_{дE} = -k_{дE}\left(\frac{U}{Tp+1} - rI\right),$$

де $k_{дE} = \dfrac{k_{дн}R_0}{R_2+R_3}$; $T = C\dfrac{R_2R_3}{R_2+R_3}$ – коефіцієнт передачі та стала часу датчика ЕРС.

У підсумку датчик рис. 3.20 точно відображає вимірювану ЕРС тільки в усталеному режимі (коли $p=0$). У перехідних режимах він має динамічну похибку, яку треба враховувати при синтезі регулятора ЕРС. Подібні датчики використовують у двозонних електроприводах із залежним послабленням поля в функції ЕРС, а також в однозонних замість датчиків швидкості.

♦ ***Приклад 3.2. Розрахунок датчика ЕРС.***

Розрахувати датчик ЕРС за схемою рис. 3.20 для двигуна постійного струму з параметрами обмотки якоря $r = 0{,}1$ Ом; $L = 2{,}5$ мГн; $U_н$=440 В; $I_н$=195 А. Коефіцієнти передачі датчиків струму та напруги $k_{дс}$= 0,02 В/А, $k_{дн}$=0,05. Вихідна напруга датчика за номінальної напруги на якорі $U_{дE}$=12 В.

Стала часу датчика

$$T = \frac{L}{r} = \frac{2{,}5\cdot10^{-3}}{0{,}1} = 0{,}025 \text{ с.}$$

Узявши С=1 мкФ та $R_2$=50 кОм, знайдемо

$$R_3 = \frac{TR_2}{CR_2 - T} = \frac{0{,}025\cdot50\cdot10^3}{10^{-6}\cdot50\cdot10^3 - 0{,}025} = 50 \text{ кОм;}$$

$$R_1 = \frac{k_{дс}(R_2+R_3)}{k_{дн}r} = \frac{0{,}02\cdot(50+50)\cdot10^3}{0{,}05\cdot0{,}1} = 400 \text{ кОм.}$$

Опір резистора в колі зворотного зв'язку ОП, який забезпечує потрібну вихідну напругу датчика в номінальному режимі

$$R_0 = \frac{U_{дE}(R_2 + R_3)}{(U_н - I_н r)k_{дн}} = \frac{12 \cdot (50 + 50) \cdot 10^3}{(440 - 195 \cdot 0{,}1) \cdot 0{,}05} = 57{,}1 \text{ кОм.} \quad \blacklozenge$$

**Датчик ЕРС на базі тахометричного моста**

Схема простого датчика ЕРС якоря (т.з. тахометричного моста) зображена на рис. 3.21.

Для зрівноваження моста співвідношення опорів повинне бути:

$$R_1 r = R_2 R_3.$$

Тому при нерухомому якорі вихідна напруга датчика дорівнює нулю. З обертанням якоря на виході з'являється напруга

$$U_{дE} = E + Ir - U_2. \qquad (3.5)$$

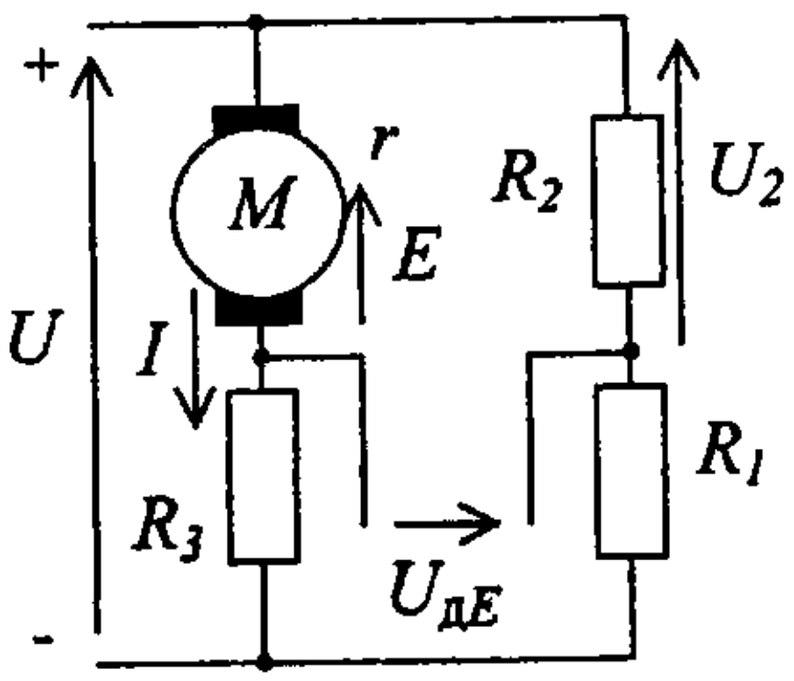



Рис. 3.21. Схема тахометричного моста

Спад напруги на резисторі $R_2$

$$U_2 = U \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (3.6)$$

Для лівих плечей моста

$$U = Ir + IR_3 + E.$$

Підставивши отриманий вираз до формули (3.6), а останню в (3.5) та врахувавши умову рівноваги моста, матимемо

$$U_{дE} = E \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Слід зважтити на те, що реакція якоря, спад напруги в щітковому контакті та зміна опорів при їх нагріванні порушують отримане співвідношення. Тому такий датчик використовують лише в електроприводах з невисокими вимогами до точності.

### *3.3. Датчики магнітного потоку* ◆

Найочевидніший – прямий метод вимірювання потоку (наприклад, за допомогою датчиків Холла, розміщених у повітряному зазорі або в обмотці). Цей метод – універсальний, придатний для електричних машин будь-якого типу, найпростіший з погляду схемотехніки, проте він потребує втручання в конструкцію машини і тому не може бути рекомендованим для електроприводів масового призначення. Лише іноді такого роду датчики (як і датчики на основі потоковимірювальних витків, також розташованих усередині машини) використовують в електроприводах великої потужності.

Реально застосовують непряме визначення потоку виходячи з величин, які легко виміряти. Розглянемо принцип вимірювання магнітного потоку машини постійного струму.

Перехідні процеси в колі збудження з урахуванням вихрових струмів та насичення магнітопроводу характеризуються системою рівнянь [7]:

$$u_{зб} = i_{зб}R_{зб} + w_{зб}\frac{d\Phi}{dt};$$

$$0 = i_{вс}R_{вс} + w_{вс}\frac{d\Phi}{dt};$$

$$F = i_{зб}w_{зб} + i_{вс}w_{вс};$$

$$\Phi = F/k_{\Phi}(F),$$

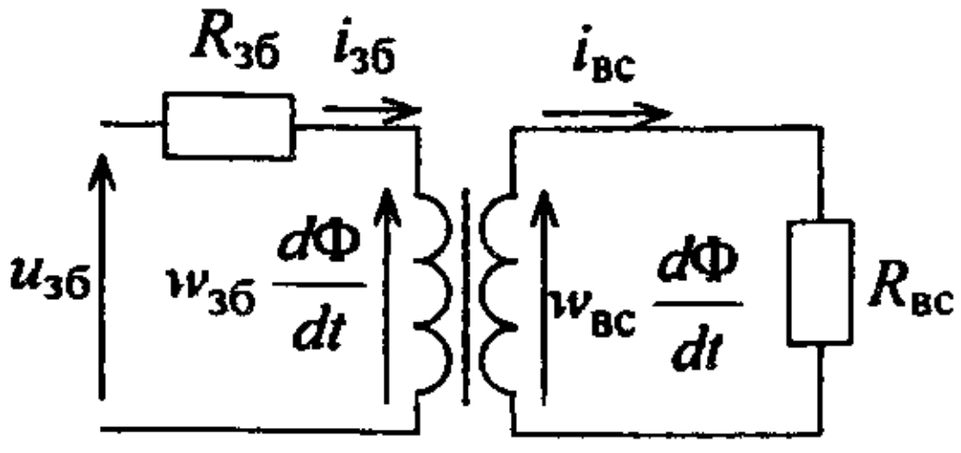



Рис. 3.22. Схема заміщення кола збудження

де $u_{зб}$, $i_{зб}$ – напруга та струм збудження; $i_{вс}$ – вихровий струм; $R_{зб}$, $R_{вс}$ – активні опори обмотки збудження та контуру вихрових струмів; $w_{зб}$, $w_{вс}$ – кількість витків обмотки збудження та еквівалентна кількість витків контуру вихрових струмів; $F$ – намагнічувальна сила; Ф – магнітний потік.

Останнє рівняння описує криву намагнічування.

Схема заміщення контуру збудження зображена на рис. 3.22.

Якщо вважати струм збудження вхідною змінною, то, базуючись на системі рівнянь, отримаємо структурну схему вимірювання потоку (рис. 3.23а). Після деяких перетворень вона матиме вигляд рис. 3.23б.

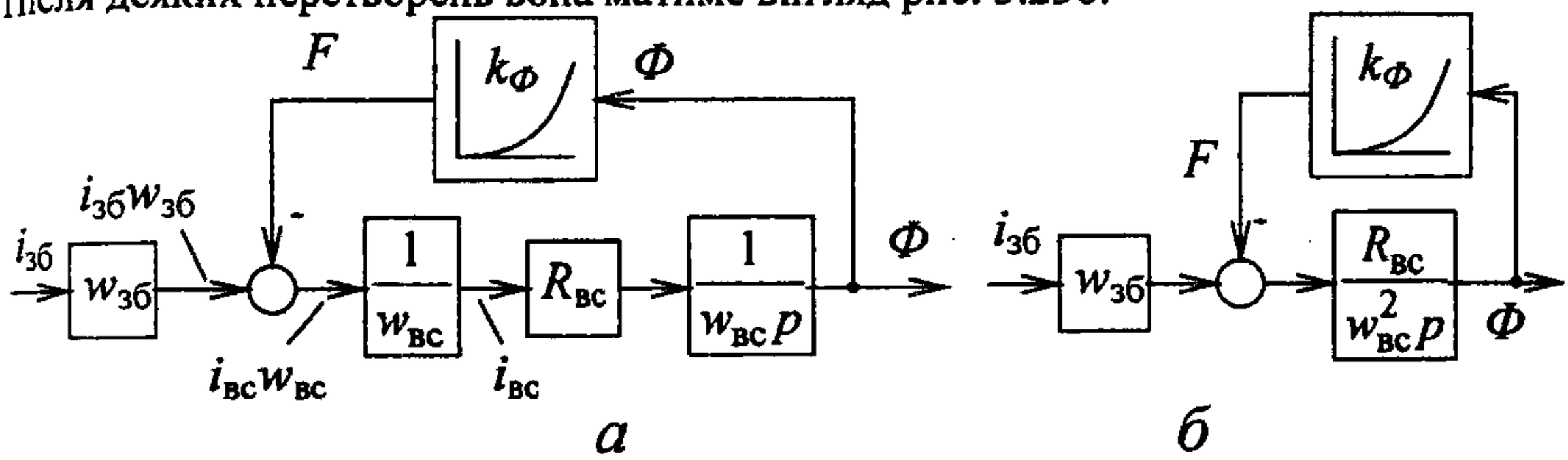



Рис. 3.23. Структурна схема вимірювання потоку

Таким чином, датчик потоку має бути інтегратором, охопленим нелінійним негативним зворотним зв'язком з коефіцієнтом передачі $k_\Phi$, тобто аперіодичною ланкою зі змінними коефіцієнтом передачі та сталою часу:

$$W_{д\Phi}(p) = \frac{\Phi(p)}{i_{зб}(p)} = \frac{1/k_\Phi}{T_{вс}p+1},$$

де $T_{вс} = w_{вс}^2 k_\Phi / R_{вс}$ – стала часу вихрових струмів (при номінальному потоці становить близько 10% сталої часу обмотки збудження).

Статична характеристика $F=f(\Phi)$ є зворотною відносно кривої намагнічування магнітопроводу і може бути визначена за довідковими даними або експериментально в режимі холостого ходу машини.

Принципова схема датчика – на рис. 3.24. Він реалізований на основі одно-

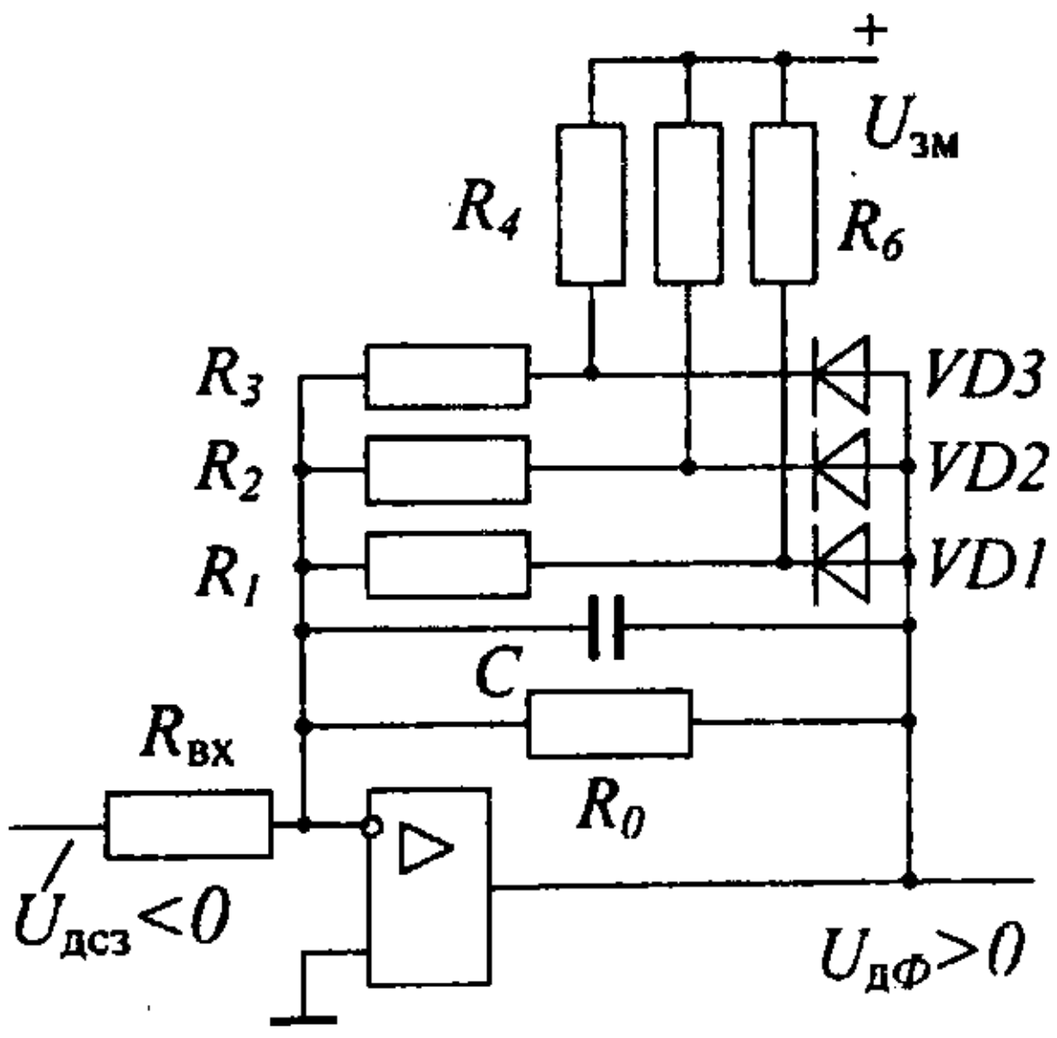



Рис. 3.24. Схема датчика потоку

квадрантного функціонального перетворювача (див. п. 2.2), який апроксимує нелінійну залежність $F=f(\Phi)$ декількома (чотирма в даному випадку) відрізками прямих.

Датчик потоку асинхронного двигуна побудувати таким самим чином нелегко через складнішу структуру цього двигуна. Для цього використовують так звані спостерігачі координат.

◆ ***Приклад 3.3. Розрахунок датчика магнітного потоку за схемою рис. 3.24.***

Параметри обмотки збудження двигуна: $R_{зб}$=3,72 Ом (холодний); кількість витків на полюс $w$=230; кількість полюсів $2p$=8. Крива намагнічування магнітопроводу двигуна подано на рис. 3.25. Напруга зміщення функціонального перетворювача $U_{зм}$=15 В.

Індуктивність обмотки збудження на ділянці ОА

$$L_{зб}=\frac{2pw\Delta\Phi}{\Delta I_{зб}}=\frac{8\cdot 230\cdot 0{,}05}{10}=9{,}2\ \text{Гн}.$$

Сталі часу обмотки збудження та вихрових струмів (у нагрітому стані)

$$T_{зб}=\frac{L_{зб}}{1{,}32R_{зб}}=\frac{9{,}2}{1{,}32\cdot 3{,}72}=1{,}87\ \text{с};$$

$$T_{вс}=0{,}1T_{зб}=0{,}1\cdot 1{,}87=0{,}187\ \text{с}.$$

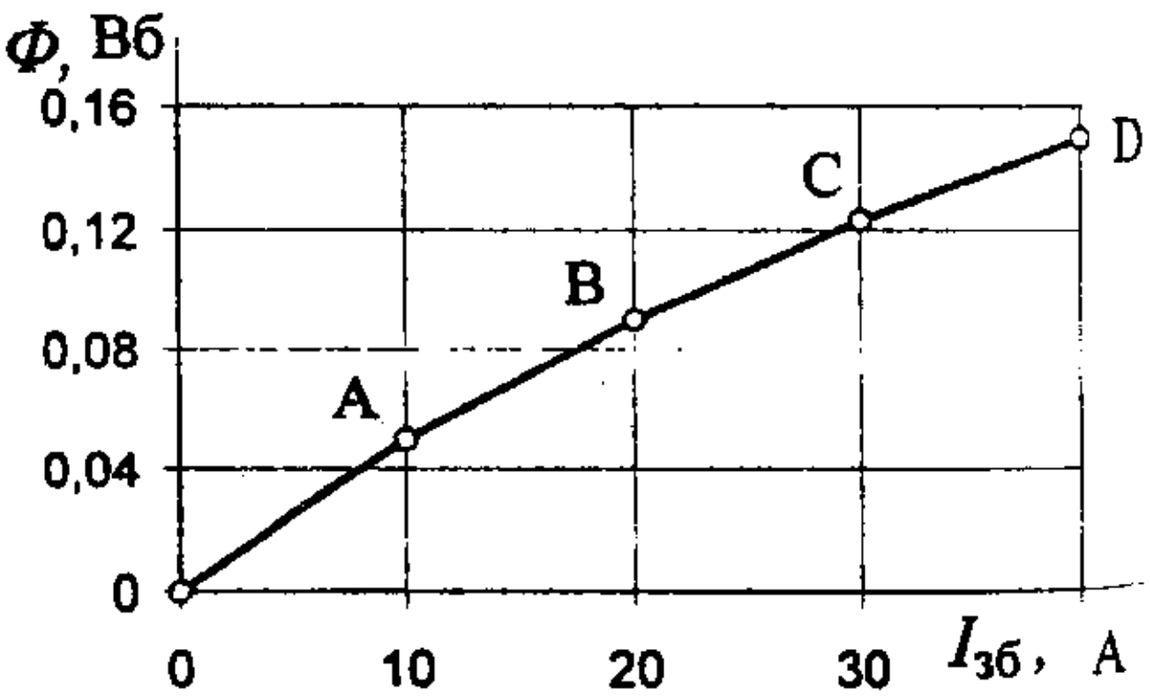


Рис. 3.25. Крива намагнічування

Датчик потоку (функціональний перетворювач за рис. 3.24) повинен мати таку саму статичну характеристику, як крива рис. 3.25. Рівні його вхідної та вихідної напруг у т.$D$ кривої намагнічування візьмемо такими, що дорівнюють 10 В. Тоді вхідна напруга пропорційна струмові збудження з масштабом

$$m_I=k_{дсз}=\frac{10}{I_{збD}}=\frac{10}{40}=0{,}25\ \text{В/А},$$

а вихідна – магнітному потокові з масштабом

$$m_\Phi=\frac{10}{\Phi_D}=\frac{10}{0{,}15}=66{,}67\ \text{В/Вб}.$$

Узявши ємність конденсатора С=1 мкФ, отримаємо опір

$$R_0=T_{вс}/C=0{,}187/10^{-6}=187\ \text{кОм}.$$

Коефіцієнти передачі ФП (див. п. 2.2) на інтервалах $OA$, $AB$, $BC$, $CD$ кривої намагнічування відповідно:

$$k_1=-\frac{\Phi_A}{I_{збA}}\frac{m_\Phi}{m_I}=\frac{0{,}05}{10}\frac{66{,}67}{0{,}25}=-1{,}334;$$

$$k_2 = -\frac{\Phi_B - \Phi_A}{I_{\text{зб}B} - I_{\text{зб}A}} \frac{m_\Phi}{m_I} = \frac{0{,}09 - 0{,}05}{20 - 10} \frac{66{,}67}{0{,}25} = -1{,}067;$$

$$k_3 = -\frac{\Phi_C - \Phi_B}{I_{\text{зб}C} - I_{\text{зб}B}} \frac{m_\Phi}{m_I} = \frac{0{,}123 - 0{,}09}{30 - 40} \frac{66{,}67}{0{,}25} = -0{,}88;$$

$$k_4 = -\frac{\Phi_D - \Phi_C}{I_{\text{зб}D} - I_{\text{зб}C}} \frac{m_\Phi}{m_I} = \frac{0{,}15 - 0{,}123}{40 - 30} \frac{66{,}67}{0{,}25} = -0{,}72.$$

Опір на вході ФП:

$$R_{\text{вх}} = -R_0/k_1 = 187/1{,}334 = 140 \text{ кОм}.$$

Опори каналу зворотного зв'язку ОП на інтервалах $AB$, $BC$, $CD$ кривої намагнічування:

$$R_{\text{зв}2} = -k_2 R_{\text{вх}} = 1{,}067 \cdot 140 = 149{,}4 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{зв}3} = -k_3 R_{\text{вх}} = 0{,}88 \cdot 140 = 123{,}2 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{зв}4} = -k_4 R_{\text{вх}} = 0{,}72 \cdot 140 = 100{,}8 \text{ кОм}.$$

Опори резисторів у каналі зворотного зв'язку на тих же інтервалах:

$$R_1 = \frac{R_{\text{зв}2}}{1 - R_{\text{зв}2}/R_0} = \frac{149{,}4}{1 - 149{,}4/187} = 743 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{R_{\text{зв}3}}{1 - R_{\text{зв}3}/R_{\text{зв}2}} = \frac{123{,}2}{1 - 123{,}2/149{,}4} = 702{,}5 \text{ кОм};$$

$$R_3 = \frac{R_{\text{зв}4}}{1 - R_{\text{зв}4}/R_{\text{зв}3}} = \frac{100{,}8}{1 - 100{,}8/123{,}2} = 554{,}4 \text{ кОм}.$$

Опори резисторів зміщення:

$$R_4 = \frac{U_{\text{зм}} R_1}{|U_{\text{д}\Phi A}|} - R_1 = \frac{U_{\text{зм}} R_1}{\Phi_A m_\Phi} - R_1 = \frac{15 \cdot 743}{0{,}05 \cdot 66{,}67} - 743 = 2{,}6 \text{ МОм};$$

$$R_5 = \frac{U_{\text{зм}} R_2}{|U_{\text{д}\Phi B}|} - R_2 = \frac{U_{\text{зм}} R_2}{\Phi_B m_\Phi} - R_2 = \frac{15 \cdot 702{,}5}{0{,}09 \cdot 66{,}67} - 702{,}5 = 1{,}05 \text{ МОм};$$

$$R_6 = \frac{U_{\text{зм}} R_3}{|U_{\text{д}\Phi C}|} - R_3 = \frac{U_{\text{зм}} R_3}{\Phi_C m_\Phi} - R_3 = \frac{15 \cdot 554{,}4}{0{,}12 \cdot 66{,}67} - 554{,}4 = 485 \text{ кОм}. \blacklozenge$$

### 3.4. Датчики пружного та статичного моментів

Безпосереднє вимірювання пружного моменту в механічній частині електропривода часто потребує втручання в конструкцію механічних передач. Якщо момент інерції першої маси $J_1$ відомий, а її швидкість піддається вимірюванню, можливе непряме визначення пружного моменту (рис. 3.26).

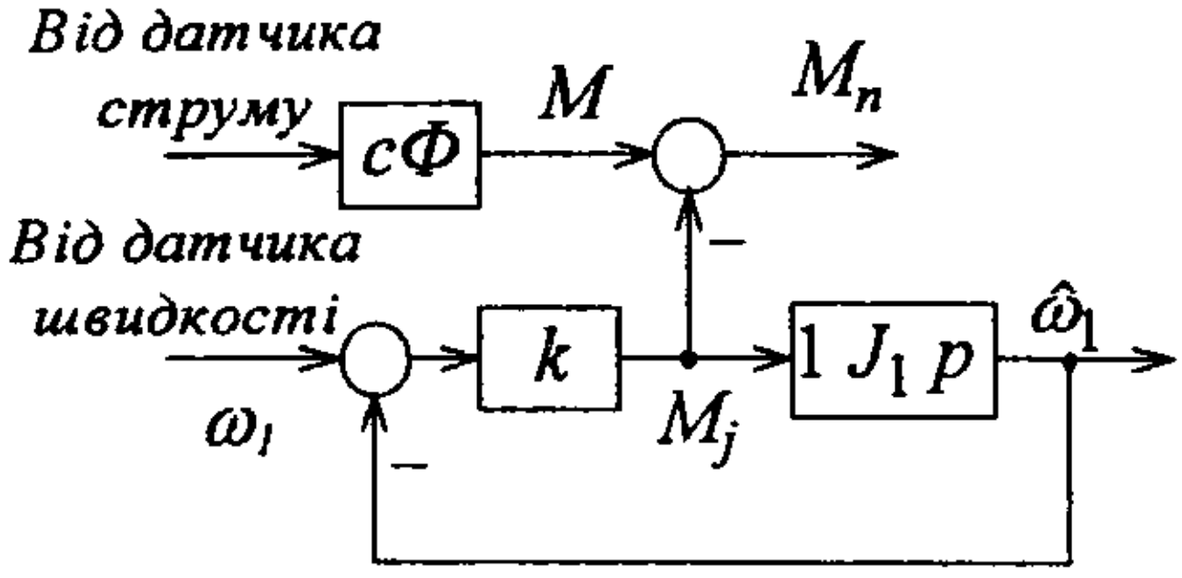



Рис. 3.26. Структура датчика пружного моменту

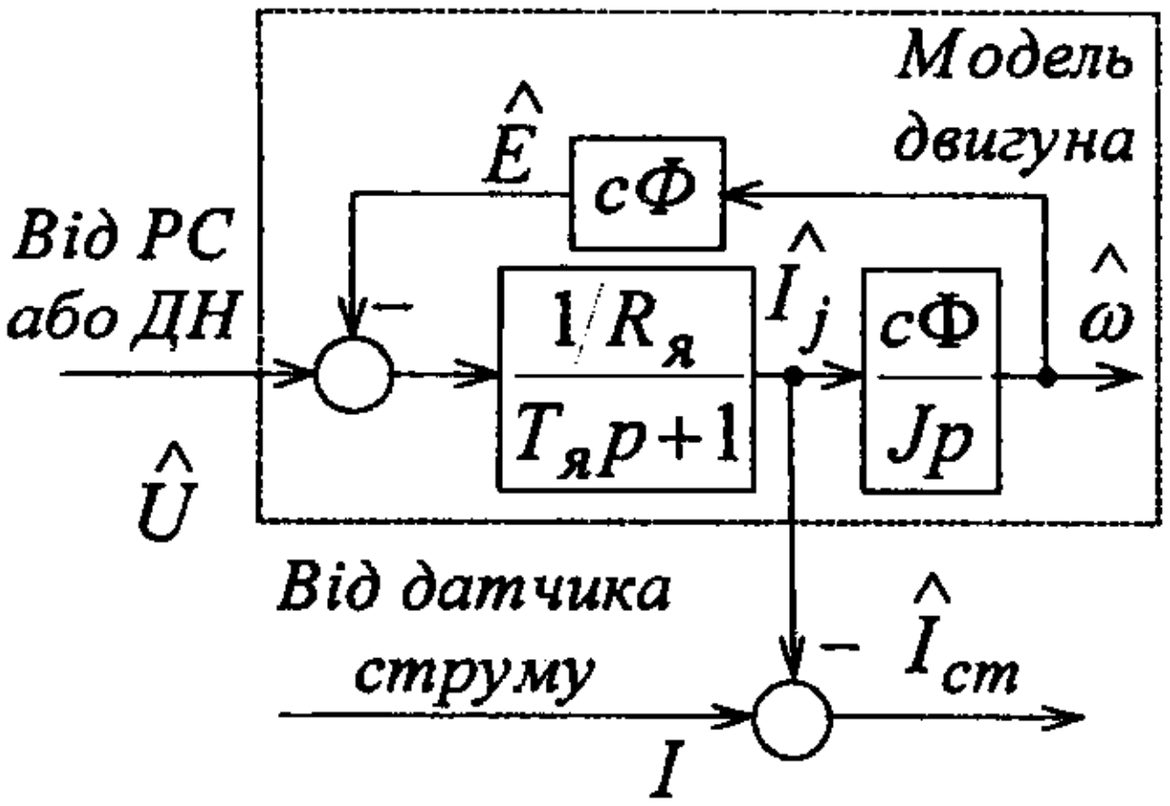



Рис. 3.27. Структура датчика статичного струму

Якщо коефіцієнт передачі $k$ підсилювача досить великий, оцінка швидкості $\hat{\omega}_1$ на виході інтегратора близька до дійсної швидкості $\omega_1$. Тому і сигнал на вході інтегратора

$$M_j = J_1 \frac{d\hat{\omega}_1}{dt} -$$

досить добра оцінка динамічного моменту електропривода. Тоді пружний момент можна знайти як різницю між повним моментом двигуна, пропорційним струмові, та динамічним моментом:

$$M_n = M - M_j = c\Phi I - J_1 \frac{d\omega_1}{dt}.$$

Датчики статичного струму використовують для підвищення точності електроприводів шляхом компенсації впливу статичних навантажень. Як і в попередній схемі, для непрямого визначення потрібної координати використовується математична модель тієї частини електропривода, в якій ця координата присутня. До входу моделі двигуна (рис. 3.27) подається сигнал від датчика напруги або регулятора струму, які можуть слугувати оцінкою поточної напруги. Оскільки в моделі статичне навантаження не враховане, вихідний сигнал аперіодичної ланки приблизно дорівнює динамічному струмові. Тоді статичний струм отримуємо як різницю між поточним повним струмом та оцінкою динамічного.

### 3.5. Датчики швидкості

В електроприводах як датчики частоти обертання найбільшого розповсюдження набули колекторні тахогенератори постійного струму, асинхронні тахогенератори, безконтактні тахогенератори на базі синхронних машин та цифрові датчики швидкості на базі імпульсних датчиків положення.

Загальні вимоги до тахогенераторів:

- лінійність статичної (вихідної) характеристики $U_{тг} = f(\omega)$ та її симетричність відносно початку координат (несиметрія не більше 1-3%);
- максимальна крутість $k = \Delta U_{тг} / \Delta\omega$ статичної характеристики (коефіцієнт передачі);
- стабільність характеристик при зміні температури, опору навантаження тощо;
- малі пульсації вихідної напруги;
- малий момент інерції ротора;
- малий статичний момент опору.

***Колекторні тахогенератори постійного струму*** – це малопотужні електричні машини з незалежним електромагнітним або магнітоелектричним збудженням (від постійних магнітів). Магнітоелектричні тахогенератори більш прості, надійні, мають менші габарити, більшу стабільність і тому останнім часом їх використовують частіше.

З рівняння напруг кола якоря тахогенератора

$$U_{\text{тг}} = E - Ir_{\text{я}} - \Delta U_{\text{щ}}$$

та виразів для струму і ЕРС якоря

$$I = U_{\text{тг}}/r_{\text{н}} \; ; \quad E = c\Phi\omega$$

отримаємо рівняння його статичної характеристики:

$$U_{\text{тг}} = \frac{c\Phi}{1 + r_{\text{я}}/r_{\text{н}}}\omega - \frac{\Delta U_{\text{щ}}}{1 + r_{\text{я}}/r_{\text{н}}},$$

де $r_{\text{я}}$, $r_{\text{н}}$ – активні опори обмотки якоря та навантаження; $\Phi$ – магнітний потік; $\Delta U_{\text{щ}}$ – спад напруги в контакті «щітка–колектор».

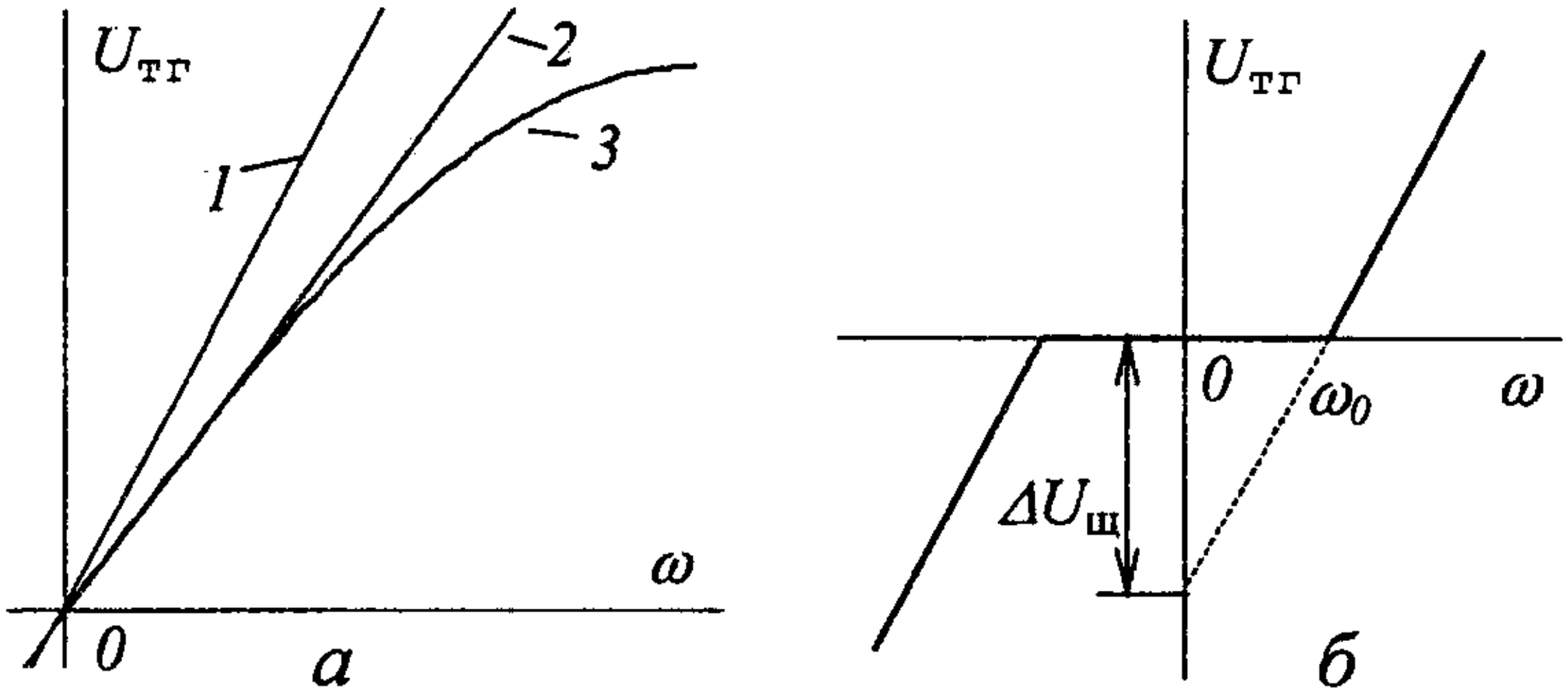



Рис. 3.28. Статичні характеристики колекторних тахогенераторів (а – без урахування; б – з урахуванням спаду напруги в щітковому контакті)

З останнього виразу видно, що зменшення опору навантаження призводить до зменшення крутості характеристики $k = c\Phi \Big/ \left(1 + \frac{r_{\text{я}}}{r_{\text{н}}}\right)$ внаслідок спаду напруги в обмотці якоря. На рис. 3.28а лінією 1 позначена залежність електрорушійної сили, а 2 – вихідної напруги тахогенератора від частоти обертання. За досить великих швидкостей зі зростанням ЕРС збільшуються якірний струм та потік реакції якоря $\Phi_{\text{р}} = c_{\text{р}}I$. Останній зменшує сумарний потік збудження та вихідну напругу і порушує лінійність характеристики (лінія 3). Щоб зменшити вплив струму якоря на статичну характеристику, опір навантаження тахогенератора намагаються робити щонайбільшим.

Ще одна нелінійність (зона нечутливості) утворюється на малих швидкостях. Доки ЕРС менша від спаду напруги в щітковому контакті, вихідна напруга відсутня (рис. 3.28б). Це обмежує діапазон вимірюваних швидкостей і, як наслідок, діапазон регулювання швидкості електропривода. Крім того, при ро-

боті на малих швидкостях подібна нелінійність може викликати автоколивання у замкненій системі керування. Для зменшення $\Delta U_{щ}$ колектори високоточних тахогенераторів виготовляють з корозійностійких матеріалів (нікель, срібло), а також використовують срібно-графітні щітки та мідні зі срібними напайками.

У вихідній напрузі тахогенератора, крім пропорційного швидкості корисного сигналу присутні пульсації, які також утруднюють вимірювання на малих швидкостях та зменшують стійкість системи автоматичного керування. Розрізняють три різновиди пульсацій:

- якірні (обертові), обумовлені нерівномірностями зазору або магнітної провідності якоря вздовж різних напрямків, а також неспіввісністю валів двигуна та тахогенератора (для їх зменшення збільшують зазор, підвищують точність обробки циліндричних поверхонь якоря, вала, підшипникових щитів, використовують віялове збирання пакетів якоря, а також конусне з'єднання валів);
- зубцові через зубчастість якоря (їх зменшують шляхом використання скосу пазів, порожнистого безпазового якоря, вибору оптимальної кількості пар полюсів);
- колекторні, що виникають унаслідок вібрацій щіток та періодичного перемикання секцій якоря (зменшуються завдяки збільшенню кількості колекторних пластин, ретельнішій їх обробці та використанню торцевої конструкції колектора).

Для зниження пульсації до виходу тахогенератора вмикають ємнісний фільтр низьких частот (рис. 3.29). Його передавальна функція

$$W_{ф}(p) = \frac{\alpha R_{н}}{(T_{ф}P+1)(R_{н}+r_{я}+R_{1})},$$

де $T_{ф} = \frac{C_{ф}(r_{я}+R_{1})}{1+(r_{я}+R_{1})/R_{н}}$ – стала часу фільтра (близько 5...10 мс); $\alpha$ – коефіцієнт передачі подільника $R_{н}$.

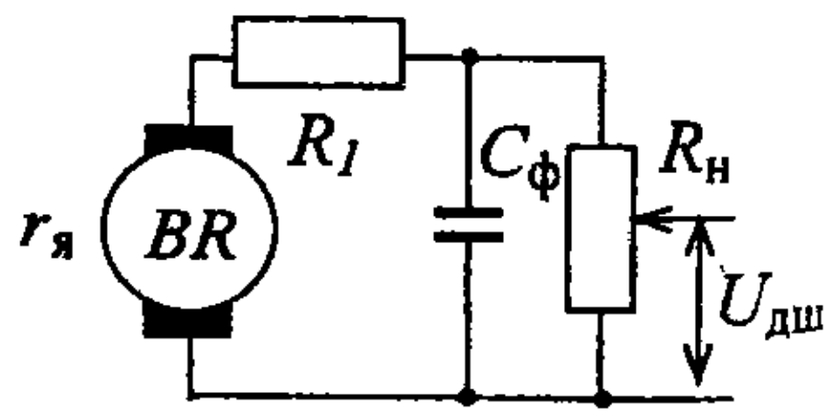


Рис. 3.29. Вмикання фільтра

Параметри деяких колекторних тахогенераторів наведені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Колекторні тахогенератори з постійними магнітами

| Тип | ТП80-20-0,2 | ТС1-1м | ТГП-1 | ТД-201ПМ |
|---|---|---|---|---|
| Крутість характеристики, мВ·хв/об | 20 | 20 | 5...6 | 240 |
| Максимальна частота обертання, об/хв | 6000 | 4000 | 7000 | 1000 |
| Опір навантаження, кОм, не менше | 10 | 4 | 3 | 1,2 |
| Спосіб з'єднання з валом двигуна | Конус | Конус | Муфта | Муфта |

***Асинхронні тахогенератори*** (рис. 3.30) – це машини змінного струму з двома обмотками на статорі (1 та 2), зсунутими у просторі на 90°, і порожнистим немагнітним ротором 3, усередині якого розташоване нерухоме стальне шихтоване осердя 4, призначене для замикання магнітного потоку.

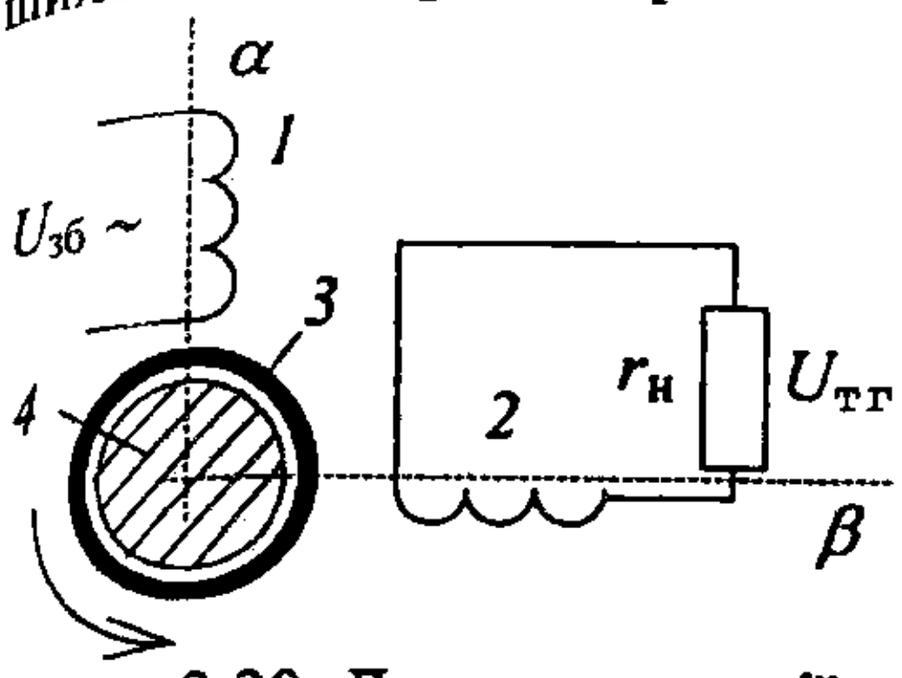



Рис. 3.30. До принципу дії асинхронного тахогенератора

Одна з обмоток статора, розташована вздовж осі $\alpha$, – обмотка збудження, яка живиться від джерела змінного струму (звичайно 400 Гц). З іншої знімається вихідна напруга.

Якщо ротор нерухомий, у вихідній обмотці ЕРС не наводиться. З обертанням ротора в ньому наводиться ЕРС обертання, струми від якої наводять ЕРС у вихідній обмотці. Частота вихідної ЕРС дорівнює частоті збудження, а амплітуда пропорційна швидкості. Зі зміною напрямку обертання фаза цієї ЕРС змінюється на протилежну. Оскільки вихідна напруга асинхронного тахогенератора – знакозмінна, а інформація про напрямок обертання при випрямленні вихідного сигналу втрачається, подібні тахогенератори використовують лише в системах керування, інформація в яких передається на несучій частоті (найчастіше – це слідкуючі системи).

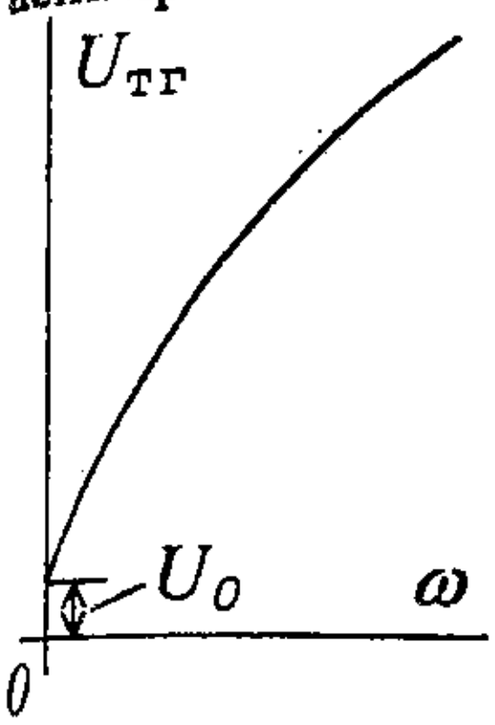



Рис. 3.31. Статична характеристика асинхронного тахогенератора

Недоліки асинхронних тахогенераторів:

- наявність залишкової ЕРС $U_0$ (рис. 3.31) при нульовій швидкості (унаслідок магнітної та електричної асиметрії статора і ротора);
- мала крутість характеристики (4...10 мВ·об/хв);
- більші габарити та маса.

Безумовна перевага – малий момент інерції ротора.

***Безконтактні вентильні тахогенератори*** складаються із синхронної машини (тахогенератора) з три- або чотирифазною обмоткою статора та постійними магнітами на роторі, датчика положення ротора та транзисторного комутатора.

Особливість синхронного тахогенератора, використаного в подібних датчиках, – у знакозмінній трапецоїдній формі фазної ЕРС, що забезпечує мінімум пульсацій вихідної напруги після її випрямлення. Транзисторний комутатор (керовані аналогові ключі) призначений для вмикання фаз статора до виходу датчика швидкості залежно від кута повороту ротора. Завдяки цьому він разом з датчиком положення ротора виконує функцію демодулятора або фазочутливого випрямляча ЕРС статора.

На рис. 3.32 наведено схему безконтактного вентильного тахогенератора, який входить до складу комплексного датчика ПДФ-9 [11]. При обертанні ротора в обмотках 1-4 статора наводяться фазні ЕРС $e_1$, $e_2$, $e_3$, $e_4$. Із ротором з'єднаний диск 1 датчика положення ротора ДПР (рис. 3.33) з щілиною 2 зав-

довжки 180°. Нерухомі фотодіоди *VDd* та *VDq* ДПР зсунені у просторі на 45°. З обертанням диска вони періодично засвічуються і на виході ДПР формуються два сигнали, зсунені у часі на чверть періоду. Фактично ДПР є кодовим датчиком положення з роздільною здатністю 45°.

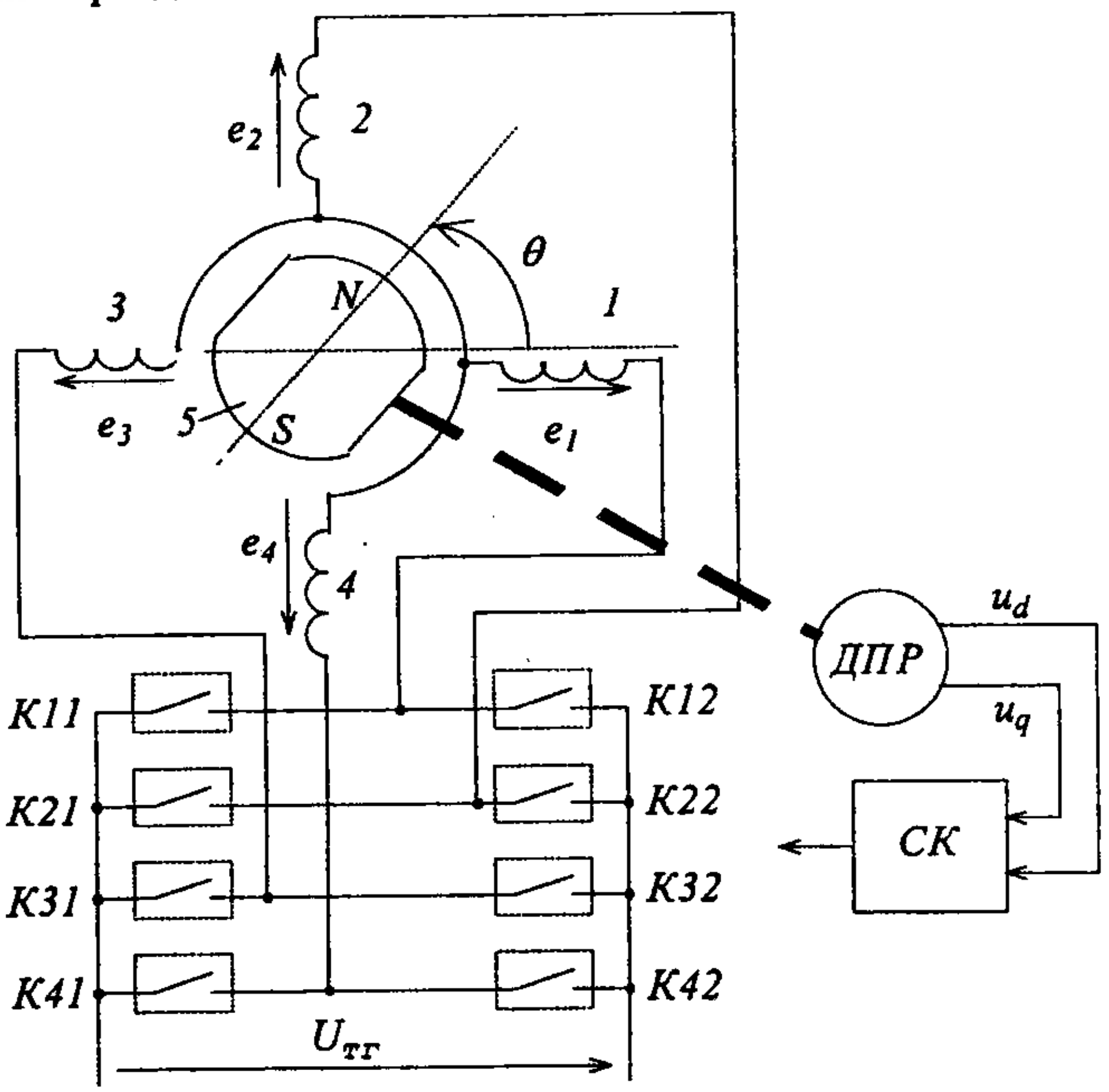



Рис. 3.32. Схема безконтактного вентильного тахогенератора

Система керування комутатором СК, схема якої зображена на рис. 3.34, формує керуючі сигнали, які відкривають ключі К11...К42 комутатора залежно від положення ротора. Формувачі *F1*, *F2* на рис. 3.34 перетворюють аналогові сигнали фотодіодів на логічні.

Диск ДПР орієнтований відносно ротора таким чином, що зміна стану фотодіодів та перемикання ключів комутатора відбувається тоді, коли поздовжня вісь ротора розташована посередині між осями сусідніх фаз статора. Тому до виходу датчика швидкості завжди ввімкнені ті дві фази статора, які мають найбільші рівні фазних ЕРС (рис. 3.35). Оскільки кутовий розмір полюсів ротора дещо більший від 90°, на момент перемикання чергових ключів комутатора ЕРС сусідніх фаз мають практично однаковий рівень, і коливання вихідної напруги мінімальні. Зміна напрямку обертання ротора змінює знак фазних ЕРС, однак стан ключів комутатора визначається лише положенням ротора. Тому іншому знаку швидкості відповідає й інший знак вихідної напруги тахогенератора. Різниця між

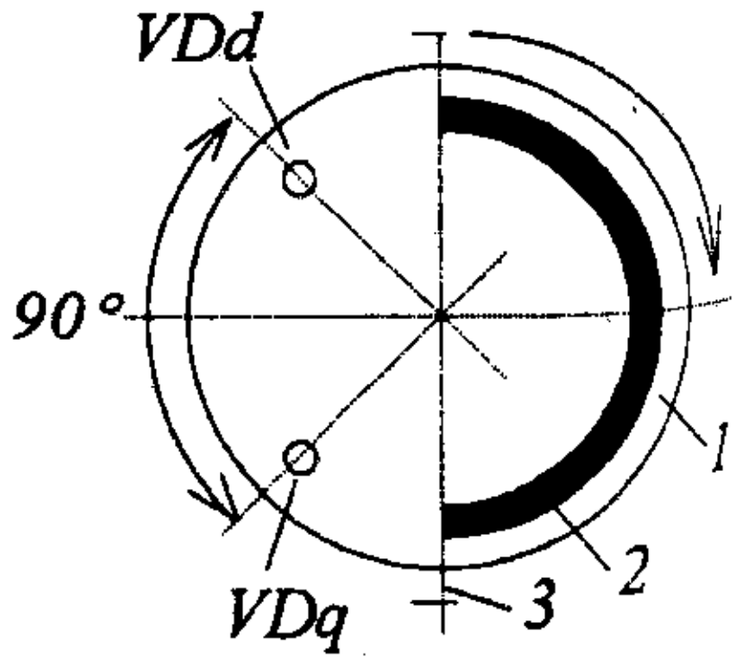



Рис. 3.33. Датчик положення ротора

амплітудами фазних ЕРС та обумовлені нею пульсації вихідної напруги на рис. 3.35 збільшені для наочності.

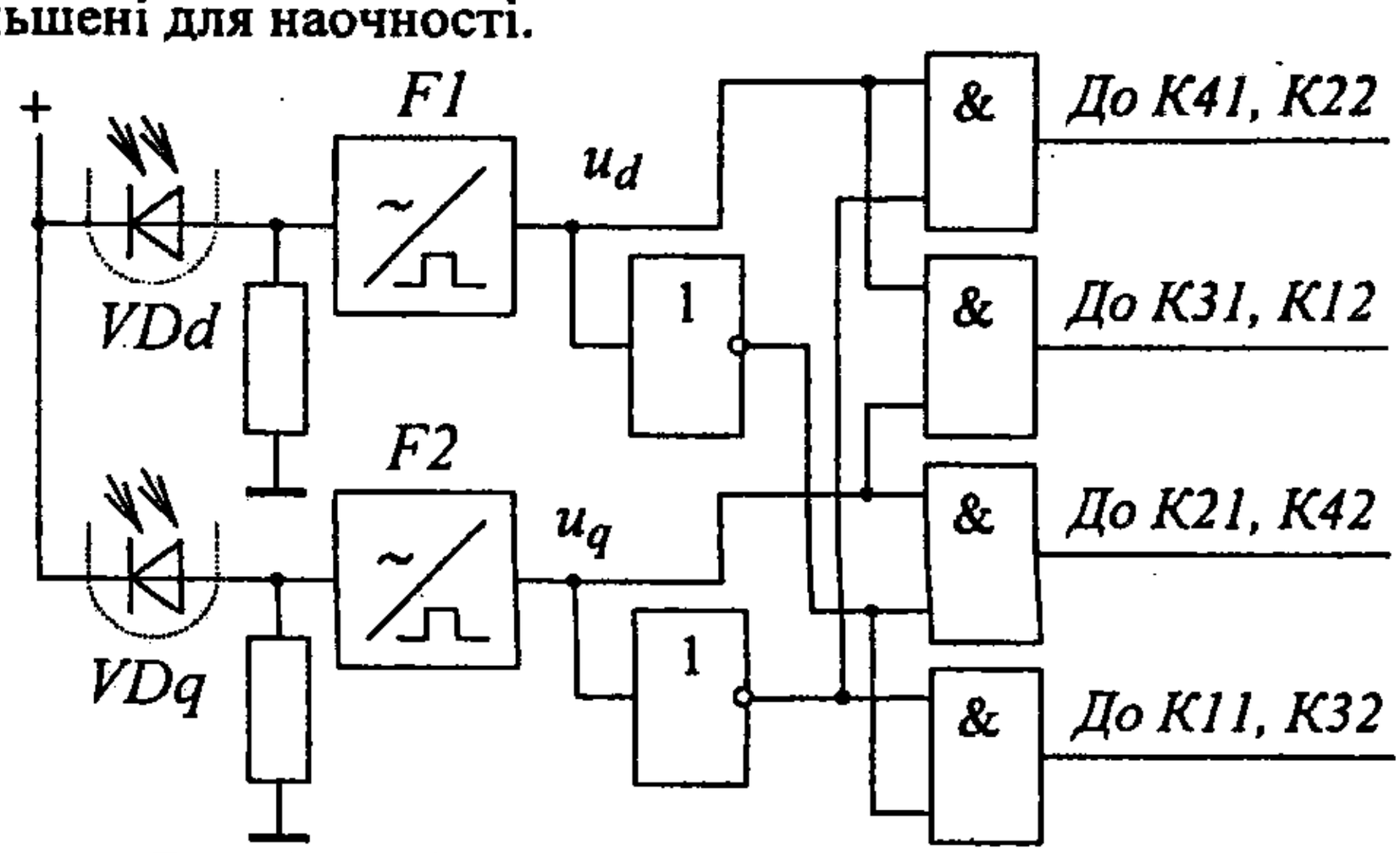



Рис. 3.34. Система керування комутатором

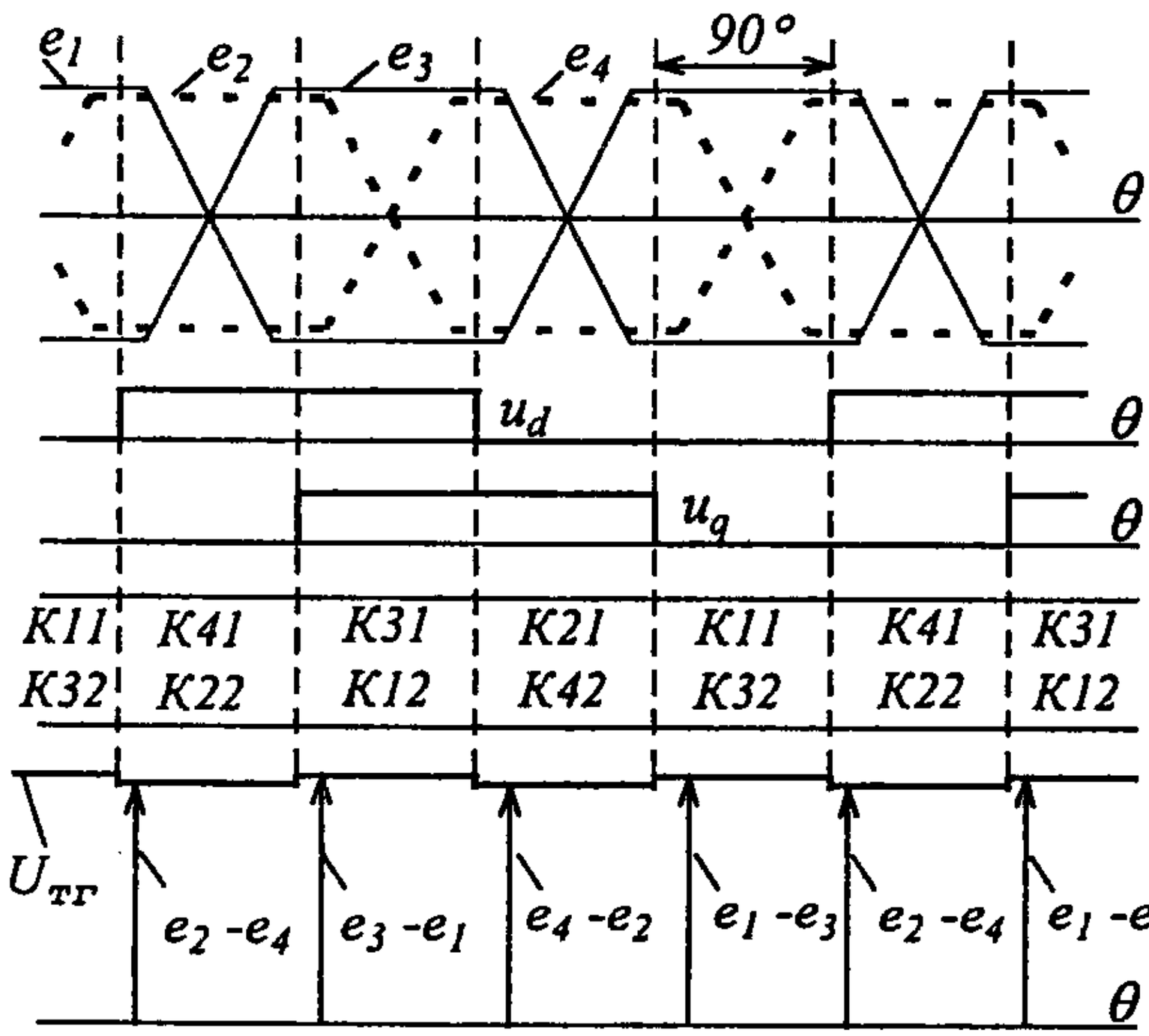



Рис. 3.35. Часові діаграми безконтактного вентильного тахогенератора

У деяких тахогенераторах ДПР реалізований з використанням датчиків Холла, розташованих у зазорі магнітопроводу 3 (рис. 3.36а). Якщо півдиск 1 з феромагнітного матеріалу (т.з. магнітний бар'єр), з'єднаний з ротором тахогенератора, входить до зазору, магнітний потік постійного магніту 2 замикається через нього поза датчиком Холла. Після виходу півдиску із зазору датчик Холла знову опиняється в полі постійного магніту. Датчики Холла зсунені один від одного у просторі на 90° за напрямком руху півдиска (рис. 3.36б).

Унаслідок своєї безконтактності вентильні тахогенератори більш надійні і в процесі експлуатації не потребують обслуговування. Порівняно з колекторними вони мають менші пульсації вихідної напруги (1...5%), але й менший коефіцієнт передачі. Як і колекторні тахогенератори, безконтактні також мають

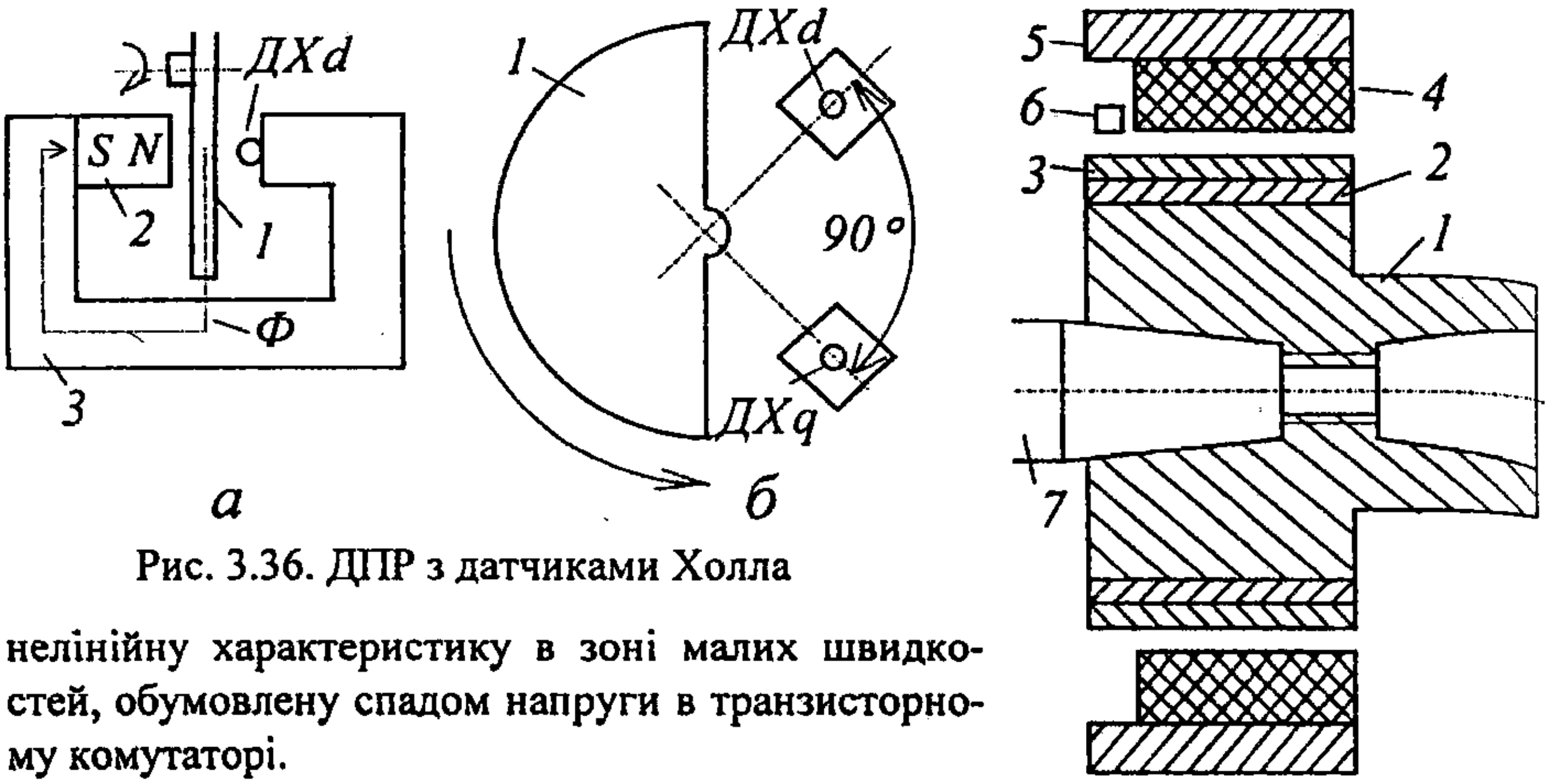



Рис. 3.36. ДПР з датчиками Холла

Рис. 3.37. Конструкція вентильного тахогенератора

нелінійну характеристику в зоні малих швидкостей, обумовлену спадом напруги в транзисторному комутаторі.

Іноді датчики Холла розташовують у зазорі синхронного тахогенератора поруч з обмоткою статора. У цьому випадку вони реагують на магнітне поле ротора, а магнітний бар'єр, додаткові магніти та магнітопровід непотрібні (рис. 3.37).

На роторі 1 розташовані висококоерцитивні постійні магніти 2, закріплені за допомогою немагнітної втулки 3. Статорна обмотка 4 розміщена на безпазовому статорі 5. Датчики Холла 6 також закріплені на статорі. Ротор тахогенератора закріплюється на конусному хвостовику вала двигуна 7, що забезпечує співвісність та відсутність пульсацій вихідного сигналу. З іншого боку ротора так само за допомогою конусної посадки може бути приєднаний вал датчика кутового положення.

Крутість характеристики подібних датчиків лежить у межах 5,5...33,3 мВ·хв/об, а номінальна частота обертання сягає 6000 об/хв.

### *3.6. Електромагнітні датчики положення*

Електромагнітні датчики положення різних типів широко використовують у слідкуючих електроприводах. Принцип їх дії подібний до принципу дії класичних обертальних трансформаторів.

#### Обертальні трансформатори

Обертальні (інакше – поворотні, синус-косинусні) трансформатори (на Заході – резольвери) – це двофазні електричні мікромашини змінного струму, призначені для вимірювання кутів. Обертальні трансформатори (ОТ) традиційної конструкції мають дві розподілені перпендикулярні обмотки на статорі (1, 2) і дві такі самі обмотки (3, 4) на роторі (рис. 3.38а).

Розташовані на статорі обмотки збудження ($\alpha$ та $\beta$) призначені для створення магнітного поля. З роторних (вимірювальних) обмоток ($d$ та $q$) через кон-

тактні кільця знімають інформацію про кут повороту ротора $\theta$ відносно осі $\alpha$ нерухомого статора.

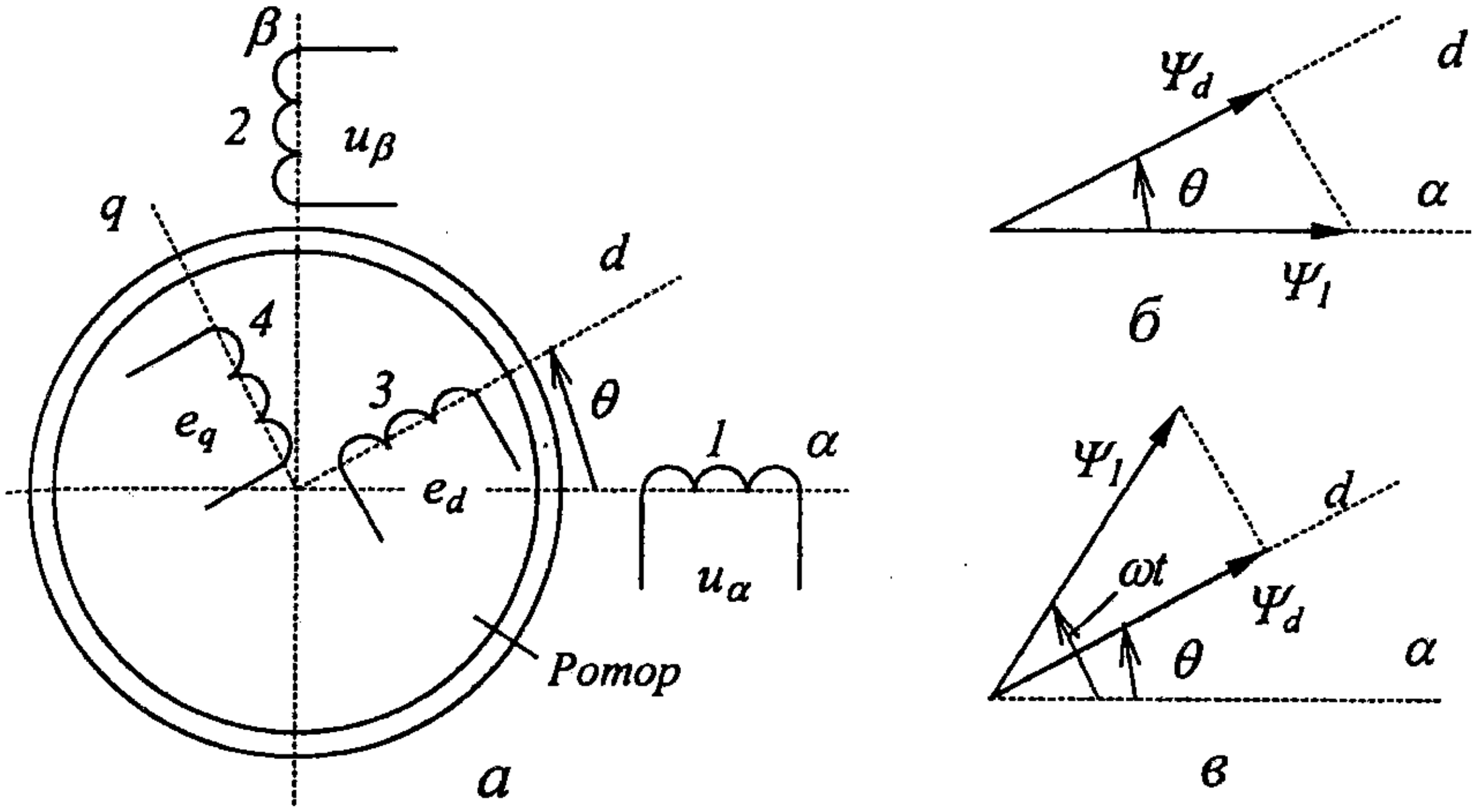



Рис. 3.38. Обертальний трансформатор

Залежно від способу живлення обмоток збудження можливі два режими роботи обертального трансформатора.

***Амплітудний (трансформаторний) режим.*** До однієї з обмоток збудження (наприклад $\alpha$) подано синусоїдну напругу $u_\alpha = U_{1m}\cos\omega_1 t$, друга обмотка закорочена ($u_\beta = 0$). Виникає пульсуюче поле статора, причому вектор потокозчеплення статора скерований вздовж осі $\alpha$ (рис. 3.38б), а його амплітуда змінюється за законом

$$\Psi_1 = \Psi_{1m}\cos\omega_1 t.$$

Потоки статора, зчеплені з вимірювальними обмотками ротора, дорівнюють проекціям потокозчеплення $\Psi_1$ на осі $d$ та $q$

$$\Psi_d = \Psi_1\cos\theta = \Psi_{1m}\cos\omega_1 t\cos\theta;$$
$$\Psi_q = \Psi_1\sin\theta = \Psi_{1m}\cos\omega_1 t\sin\theta,$$

а наведена ними ЕРС в обмотках ротора, дорівнює

$$e_d = -w_2\frac{d\Psi_d}{dt} = -\Psi_{1m}w_2\cos\omega_1 t\frac{d\theta}{dt}(-\sin\theta) -$$
$$-\Psi_{1m}w_2\cos\theta\,\omega_1(-\sin\omega_1 t) \approx \Psi_{1m}w_2\omega_1\cos\theta\sin\omega_1 t; \qquad (3.7)$$

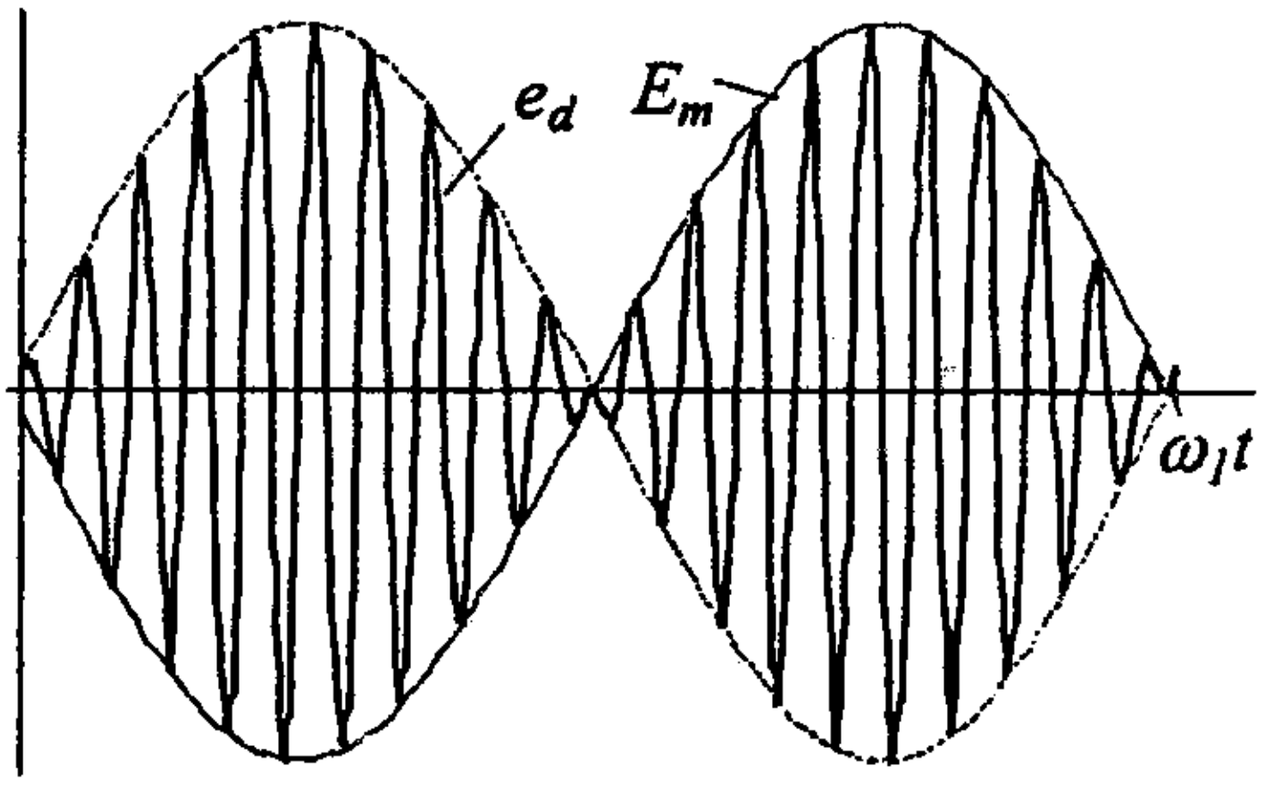



Рис. 3.39. Вихідна ЕРС обертального трансформатора в амплітудному режимі

$$e_q = -w_2 \frac{d\Psi_q}{dt} = -\Psi_{1m} w_2 \cos\omega_1 t \frac{d\theta}{dt} \cos\theta -$$
$$- \Psi_{1m} w_2 \sin\theta\, \omega_1 (-\sin\omega_1 t) \approx \Psi_{1m} w_2 \omega_1 \sin\theta \sin\omega_1 t . \qquad (3.8)$$

Останні вирази отримано з урахуванням того, що частота обертання ротора набагато менша від частоти збудження: $d\theta\, dt << \omega_1$. Як видно з виразів (3.6) та (3.7), високочастотна несуча частоти збудження модульована низькочастотним сигналом (рис. 3.39), тобто корисна інформація про кут повороту $\theta$ міститься в амплітуді вихідної ЕРС (звідси і назва режиму). Для отримання сигналу, пропорційного куту $\theta$, ЕРС ротора необхідно випрямити, профільтрувати та виконати операцію арккосинуса, проте, у деяких випадках (наприклад, при використанні ОТ як датчика положення ротора в системі керування вентильного двигуна), в останній операції немає потреби.

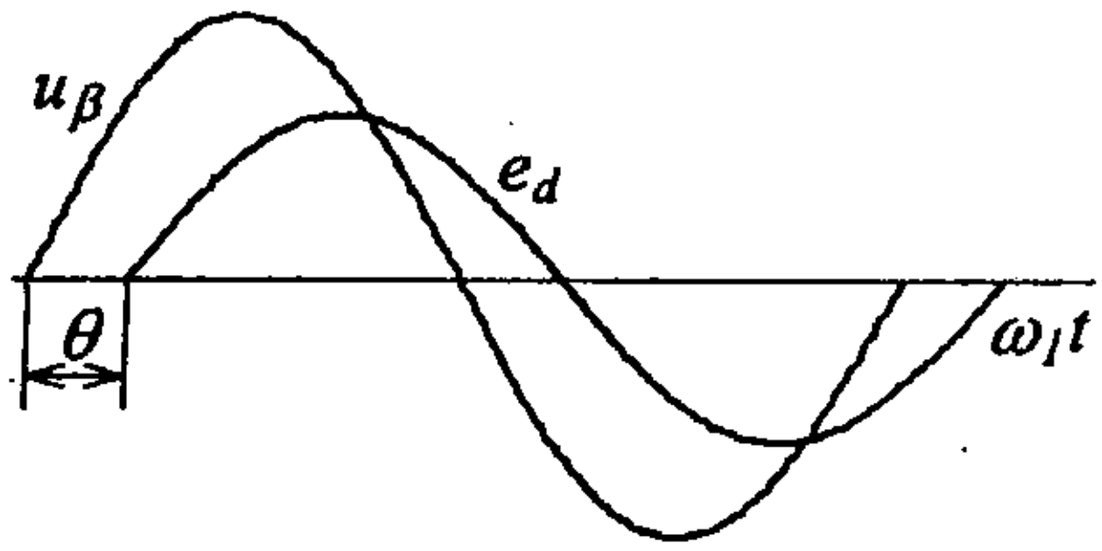



Рис. 3.40. Електрорушійна сила ротора ОТ у фазовому режимі

***Фазовий режим*** (режим фазообертача). Змінні напруги, зсунені за фазою на 90°, подаються до обох обмоток збудження:

$$u_\alpha = U_{1m} \cos\omega_1 t ;$$
$$u_\beta = U_{1m} \sin\omega_1 t .$$

Унаслідок зазначеного виникає обертове поле статора, причому вектор потокозчеплення статора дорівнює

$$\bar{\Psi}_1 = \Psi_{1m} e^{j\omega_1 t} .$$

Проекції потокозчеплення $\Psi_1$ на осі $d$, $q$:

$$\Psi_{1d} = \Psi_{1m} \cos(\omega_1 t - \theta);$$
$$\Psi_{1q} = \Psi_{1m} \sin(\omega_1 t - \theta),$$

а наведені ними ЕРС обмоток ротора

$$e_d = -w_2 \frac{d\Psi_d}{dt} = \Psi_{1m} w_2 \omega_1 \sin(\omega_1 t - \theta); \qquad (3.9)$$

$$e_q = -w_2 \frac{d\Psi_q}{dt} = -\Psi_{1m} w_2 \omega_1 \cos(\omega_1 t - \theta). \qquad (3.10)$$

Як видно, у фазовому режимі фаза ЕРС ротора відносно напруги збудження містить інформацію про кут повороту ротора (рис. 3.40).

Переваги фазового режиму порівняно з амплітудним: висока перешкодостійкість (зовнішні перешкоди набагато більше впливають на амплітуду вихідного сигналу, ніж на його фазу) та простота отримання інформації про кут повороту (для цього достатньо виміряти проміжок часу між моментами переходу через нуль напруги збудження та вихідної ЕРС). Тому в системах регулювання положення ОТ використовують саме в фазовому режимі.

У безконтактних ОТ інформація з ротора на статор передається через кільцевий трансформатор (рис. 3.41), який складається з тороїдних первинної 1 та вторинної 2 обмоток, розташованих на статорі 3 та роторі 4 датчика всередині магнітопроводів 5.

Випускається велика кількість модифікацій ОТ з параметрами, які лежать у межах [18]:

- номінальна напруга збудження 5...110 В;
- номінальна частота збудження 0,4...20 000 кГц;
- коефіцієнт трансформації 0,1...1;
- номінальна частота обертання 5...1000 об/хв;
- похибка відображення синусоїди 0,02...0,5 %.

Серед них є спеціально призначені для роботи в фазовому режимі. Їх параметри:

- номінальна напруга збудження 15...40 В;
- номінальна частота збудження 0,05...120 000 кГц;
- коефіцієнт трансформації 0,34...0,6;
- номінальна частота обертання 150 об/хв;
- фазова похибка 0,1...600′.

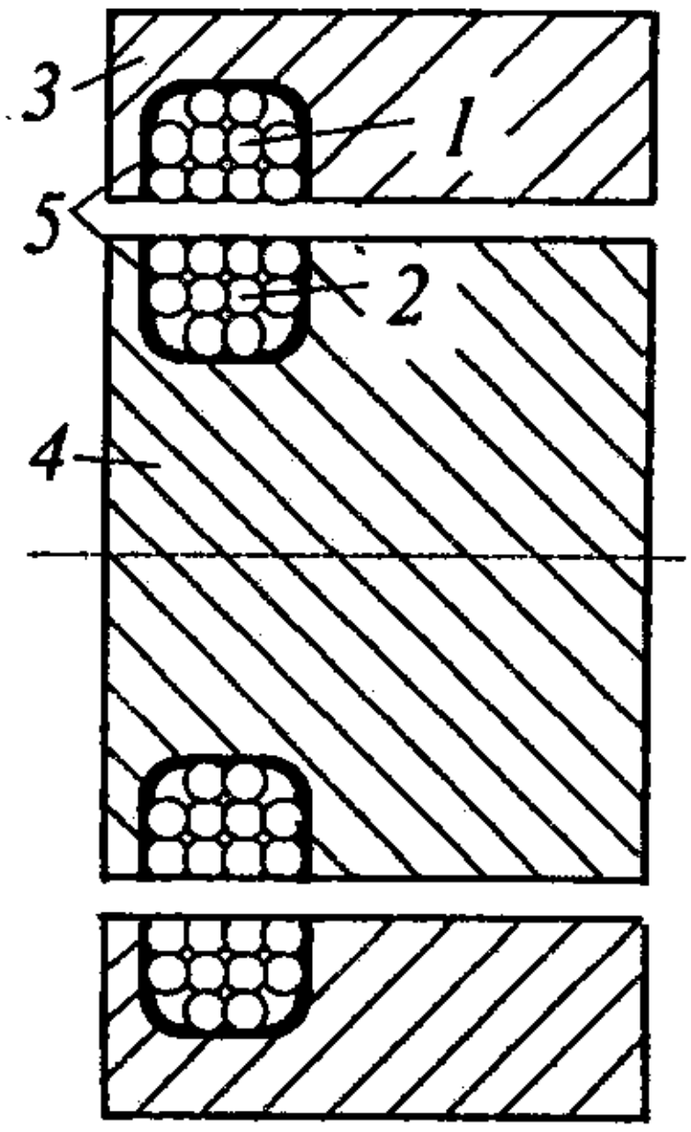


Рис. 3.41. Кільцевий трансформатор

Високочастотні ОТ використовують для підвищення точності вимірювання кута та збільшення частоти опитування, однак найбільш ефективний спосіб збільшення роздільної властивості – використання багатополюсних ОТ: індуктосинів та редуктосинів.

### Індуктосини

Індуктосини – це багатополюсні обертальні трансформатори, які мають два диски з ізоляційного матеріалу, розташовані співвісно та паралельно. На рухомому диску (роторі) друкованим способом (рис. 3.42) нанесена обмотка збудження з кроком $\tau$ (рис. 3.43а). На нерухомому статорі – дві такі самі обмотки (вимірювальні) по різні боки диску, зсунені на чверть кроку одна від одної (рис. 3.43б). Якщо індуктосин призначений для роботи в фазовому режимі, на його статорі, як і роторі – дві обмотки.

Частота зміни вихідної ЕРС $\omega_2 = \omega_1 N$ пропорційна кількості $N$ радіальних провідників, що забезпечує високу точність визначення кута повороту (у реальних датчиках $N$ набагато більша, ніж на рис. 3.43).

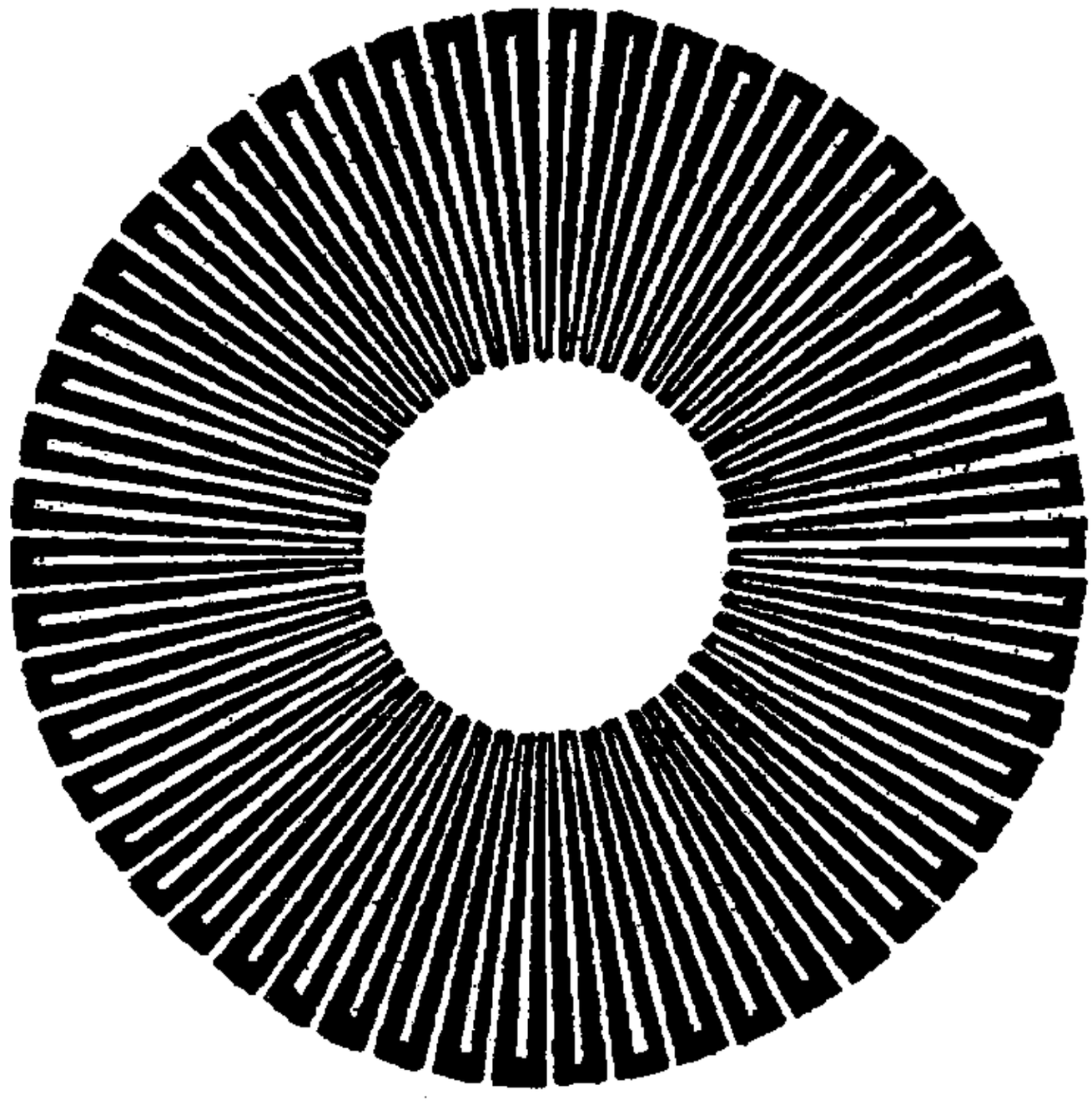


Рис. 3.42. Диск індуктосина

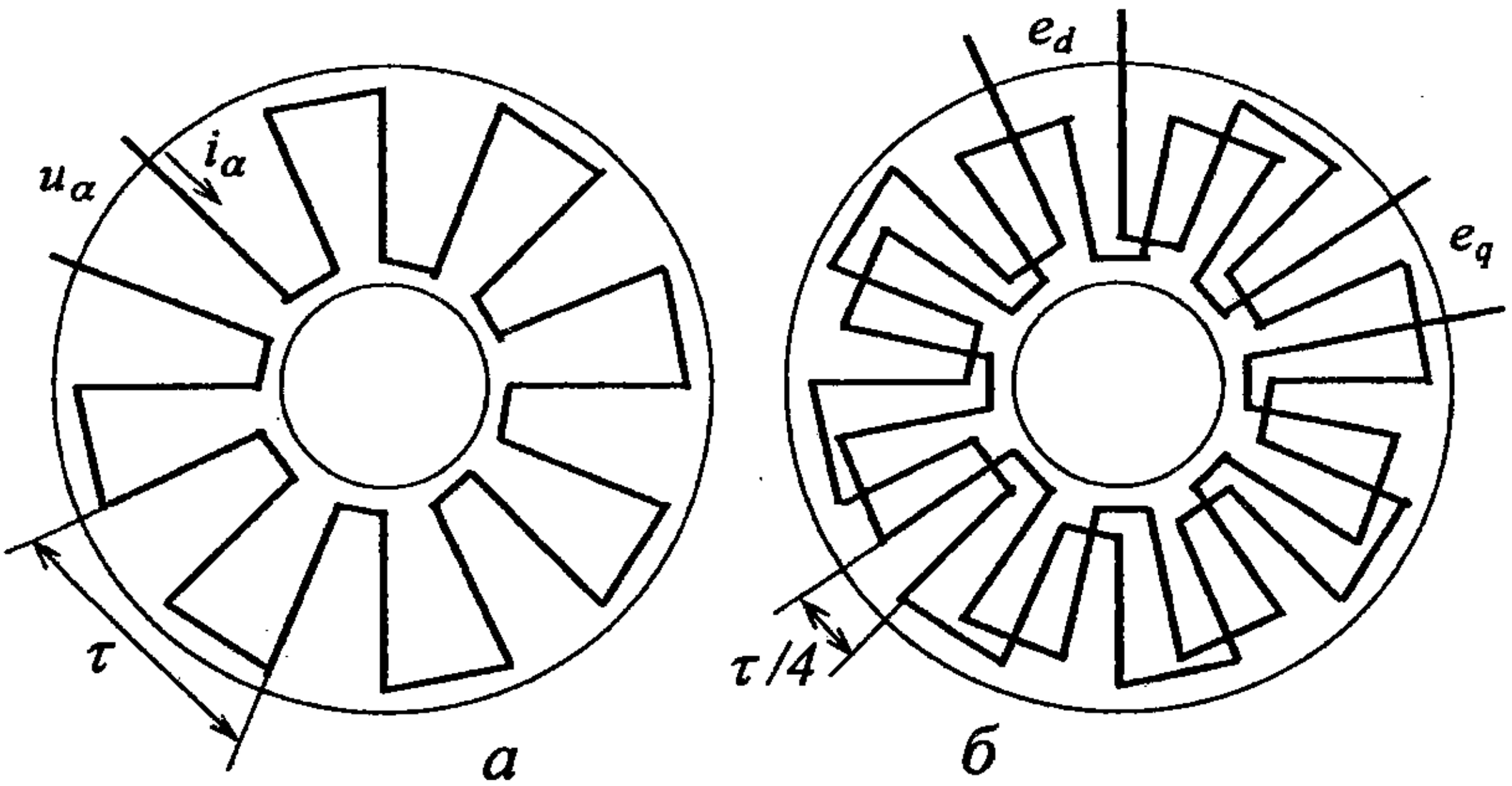



Рис. 3.43. Схема розташування обмоток індуктосина

Магнітопровід в індуктосина відсутній, а електромагнітний зв'язок між статором та ротором здійснюється через повітряний зазор. Тому навіть за високої частоти збудження та малого зазору вихідна ЕРС не перевищує кількох мВ. Це – основний недолік індуктосинів. До їх переваг слід віднести малі момент інерції та довжину, а також високу точність (кругові – до кількох кутових секунд, а лінійні – до 1 мкм).

Для вимірювання лінійних переміщень використовують лінійні індуктосини (рис. 3.44), обмотки яких розгорнуті в лінію.

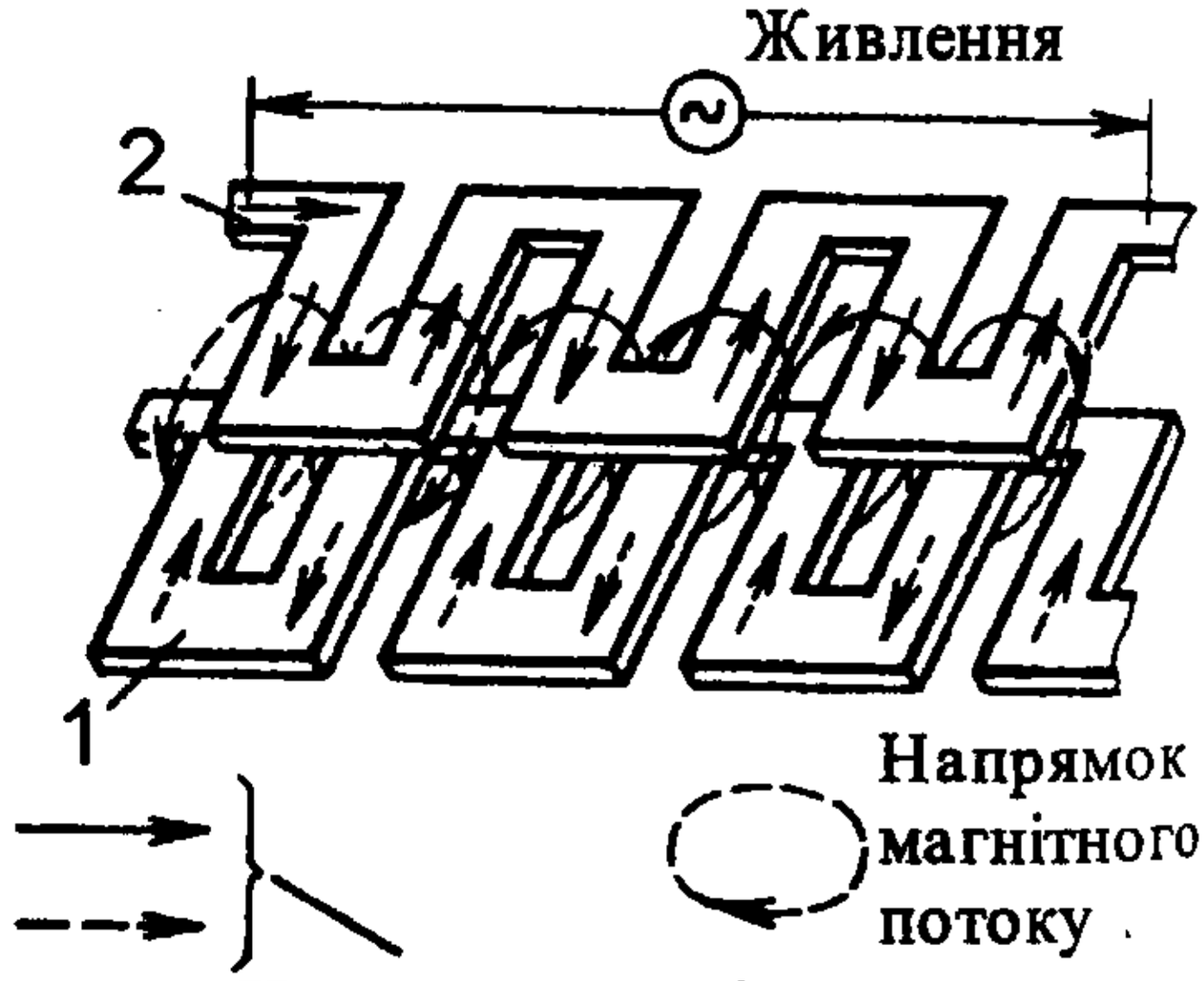



Рис. 3.44. Лінійний індуктосин з рухомою (1) та нерухомою (2) частинами

### Редуктосини

Редуктосини також бувають кругові та лінійні. У цьому безконтактному датчику (рис. 3.45) як обмотка збудження (1), так і вимірювальні обмотки (2, 3) розташовані на нерухомому багатополюсному шихтованому статорі 4. Зосереджена обмотка збудження накладена на всі полюси, а синусоїдно розподілені вихідні обмотки чергуються: синусна розміщена на

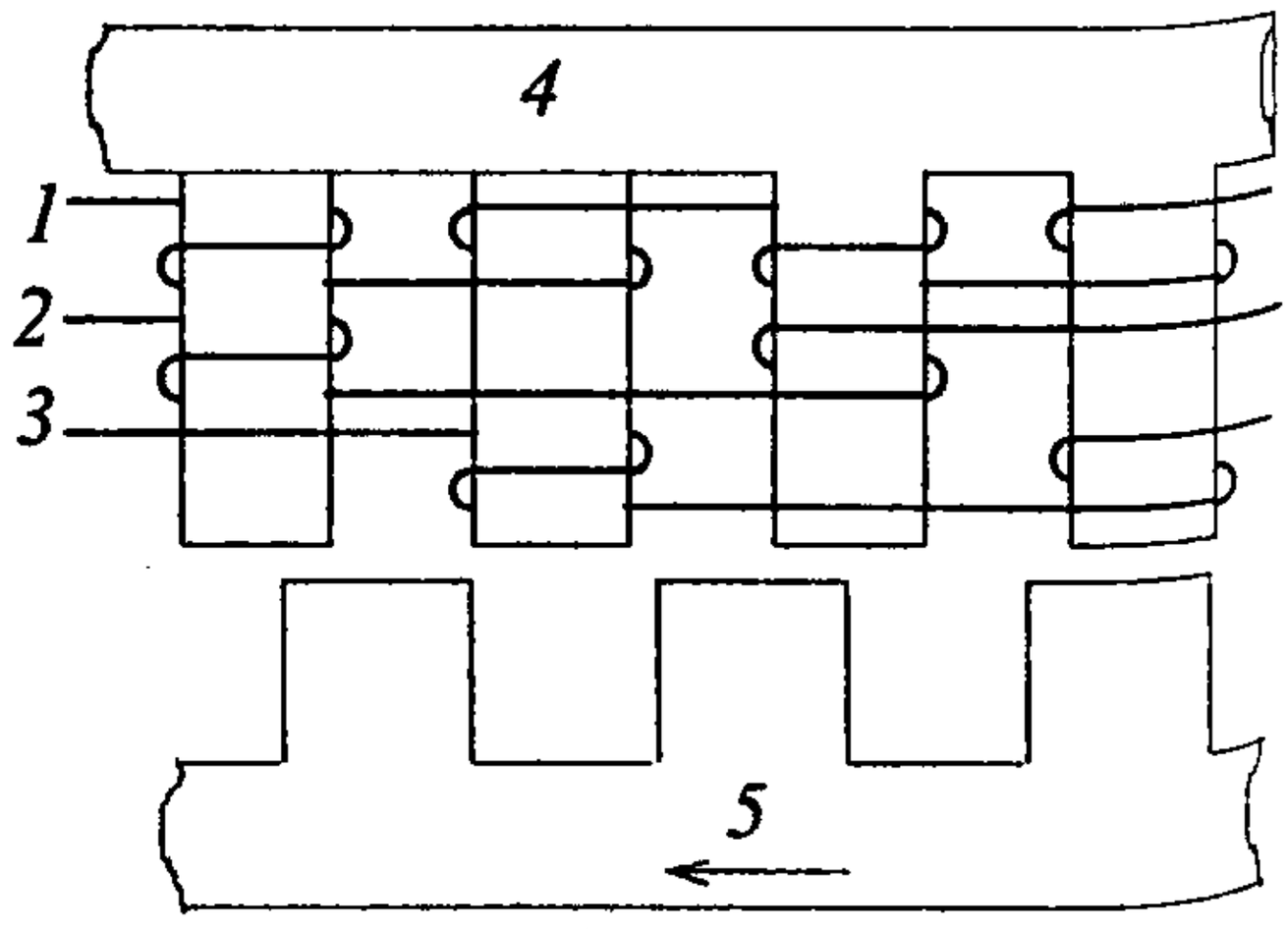



Рис. 3.45. Схема лінійного редуктосина

парних полюсах (зубцях), а косинусна – на непарних. Ротор 5 (також феромагнітний) має, як і статор, зубці, проте їх кутовий розмір дещо інший, тому і кількості зубців статора $z_1$ та ротора $z_2$ неоднакові. Їх співвідношення звичайно дорівнює 4/3, 4/5, 4/7, 8/7 тощо.

Переміщення рухомого магнітопроводу відносно нерухомого призводить до періодичної зміни магнітного опору системи та потокозчеплення між обмотками збудження та вимірювальними. У вторинних обмотках наводиться ЕРС, період якої відповідає переміщенню на один полюс ротора. Для підвищення точності вимірювань намагаються збільшувати кількість полюсів ротора, але внаслідок зростання габаритів їх кількість не перевищує 160.

Перетворювач «фаза–код» для ОТ

Для обробки сигналу ОТ, який працює в режимі фазообертача, використовують цифрові перетворювачі фази в код (рис. 3.46). До входів формувачів F1 та F2 подано синусоїдні напруга збудження ОТ $u_\beta$ та ЕРС ротора $e_d$. На виходах формувачів з'являються короткі імпульси у ті моменти, коли їх вхідні напруги стають позитивними. Фазовий зсув між напругами $u_\beta$ та $e_d$ визначається шляхом заповнення високочастотними імпульсами проміжку часу між моментами їх переходу через нуль. Високочастотні імпульси $u_g$ надходять від тактового генератора.

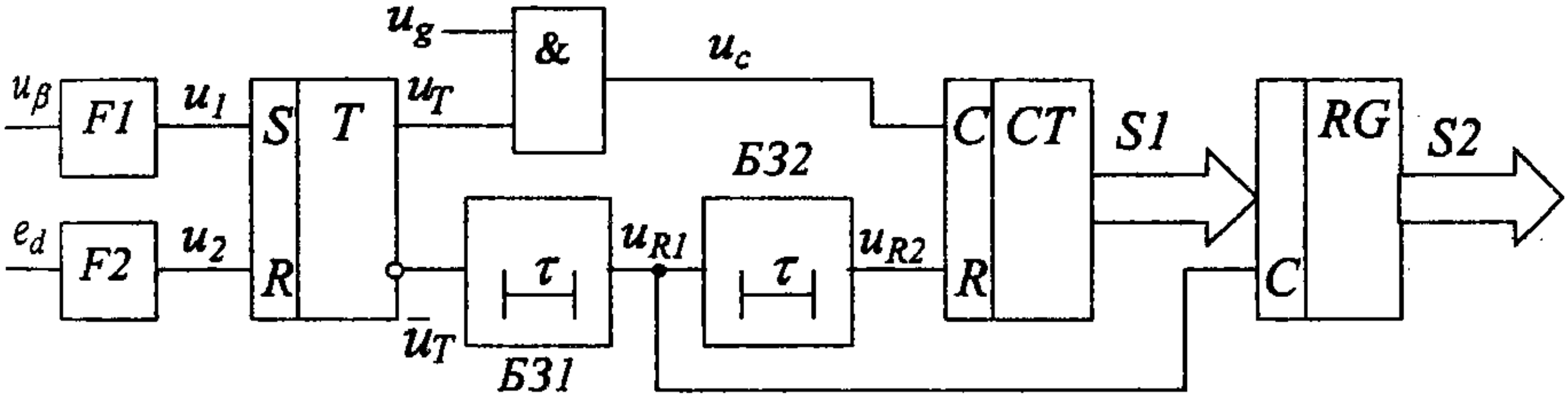



Рис. 3.46. Схема перетворювача «фаза–код»

Формувач F1, зводячи *RS*-тригер Т, дає змогу тактовим імпульсам $u_c$ проходити до тактового входу лічильника СТ, а формувач F1 скидає тригер та забороняє підрахунок імпульсів. Блоки затримки Б31 та Б32 формують два імпульси, зсунені на інтервал $\tau$ відносно сигналу з інверсного виходу тригера. Із надходженням першого з цих імпульсів ($u_{R1}$) до тактового входу регістра $RG$ до останнього записується вихідний код лічильника $S1$. Другий імпульс ($u_{R2}$) скидає лічильник, готуючи його до наступного циклу. Визначення коду відбувається на кожному позитивному півперіоді ЕРС ротора ОТ (рис. 3.47). Частота тактових імпульсів $u_g$ визначається як

$$f_g = \frac{\omega N}{2\pi} = \frac{\omega S}{2\pi h},$$

де $N = S/h$ – потрібна ємність лічильника; $\omega$ – частота обертання ротора; $S$ – повний контрольований шлях; $h$ – «ціна дискрети».

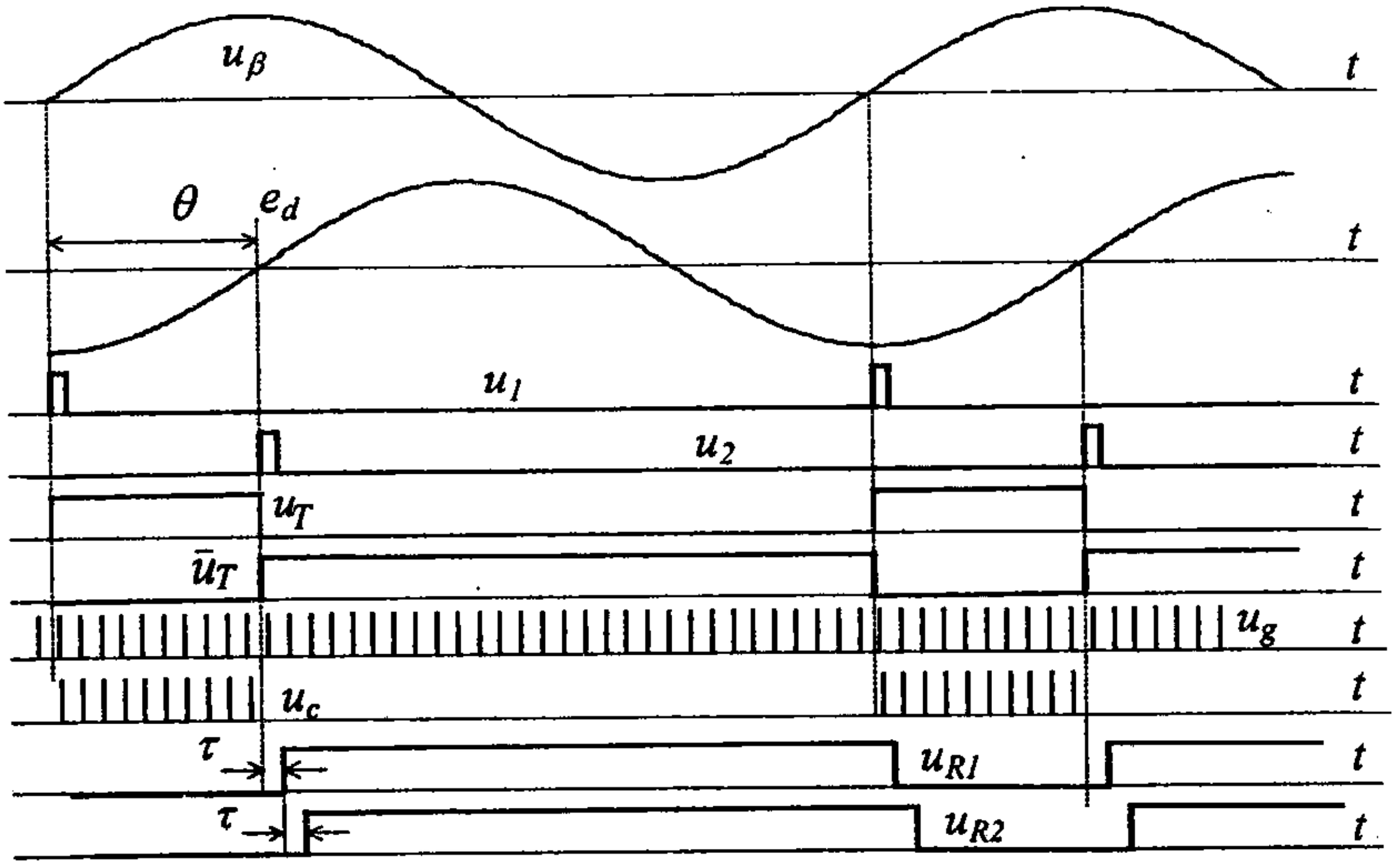



Рис. 3.47. Робота перетворювача «фаза–код»

## 3.7. Фотоелектричні датчики положення

Принцип дії фотоелектричних датчиків положення базується на модуляції світлового потоку при взаємному переміщенні шкали датчика та приймача світла. Основні елементи такого датчика (рис. 3.48) – джерело 4 та приймач світла 1 (звичайно світло- та фотодіод), рухома лінійка (растр) 2 або диск зі шкалою (маскою) та електронна система обробки сигналу. Шкала (маска або растр) може працювати на відбиття світла (рис. 3.48а) або просвіт (рис. 3.48б). На рис. 3.48 зображений також нерухомий растр 3, призначений для спрямування світла до приймача та запобігання засвічення його сусідніми джерелами. Залежно від того, які переміщення вимірюють, растри виконують лінійними або круговими (у вигляді дисків). Існують два різновиди фотоелектричних датчиків: кодові та інкрементальні (імпульсні).

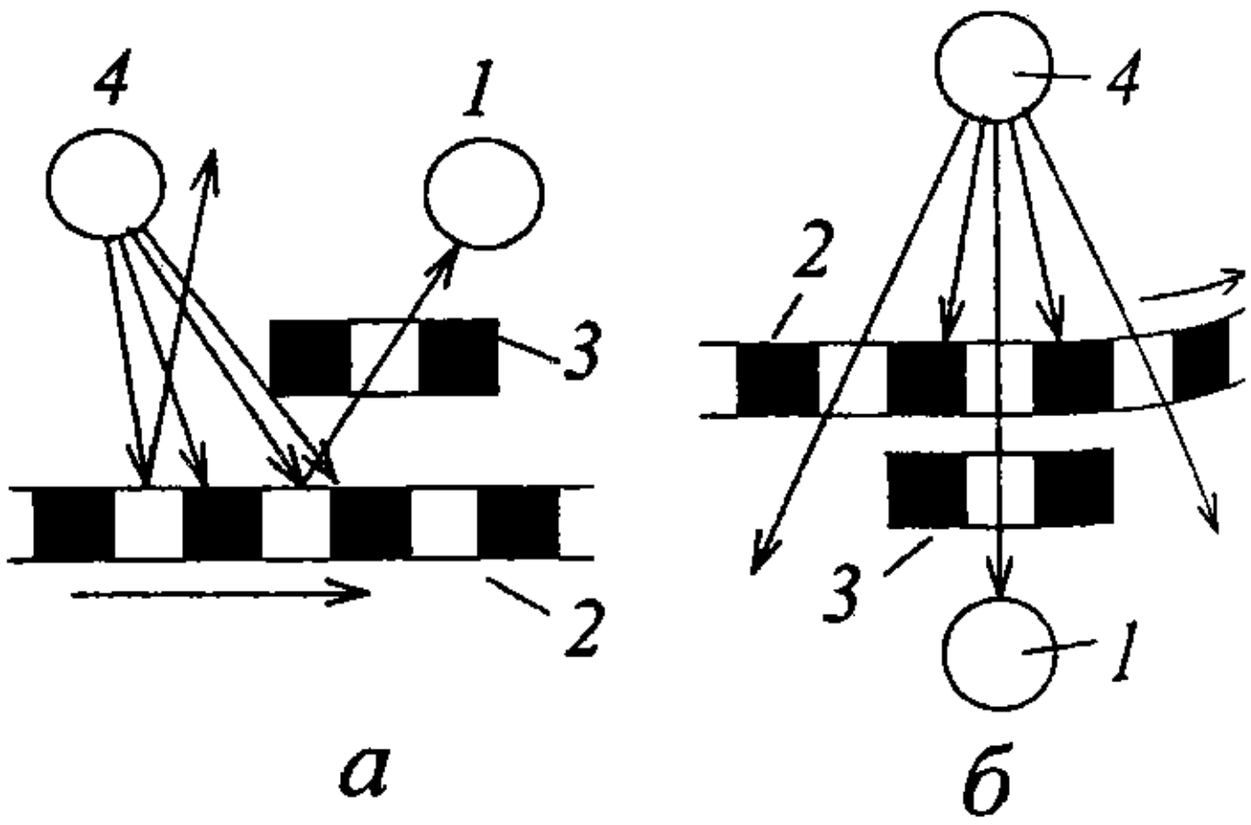



Рис. 3.48. Способи освітлення фотоприймачів

***Кодові*** – це датчики абсолютного положення. Рухома кодова маска (5 на рис. 3.49а) кодових датчиків складається з певної кількості доріжок (розрядів) із різним кроком чергування прозорих та непрозорих ділянок. Рухаючись між джерелами та приймачами

світла (оптопари 1...4 на рис. 3.49а), кодова маска модулює світлові потоки оптопар.

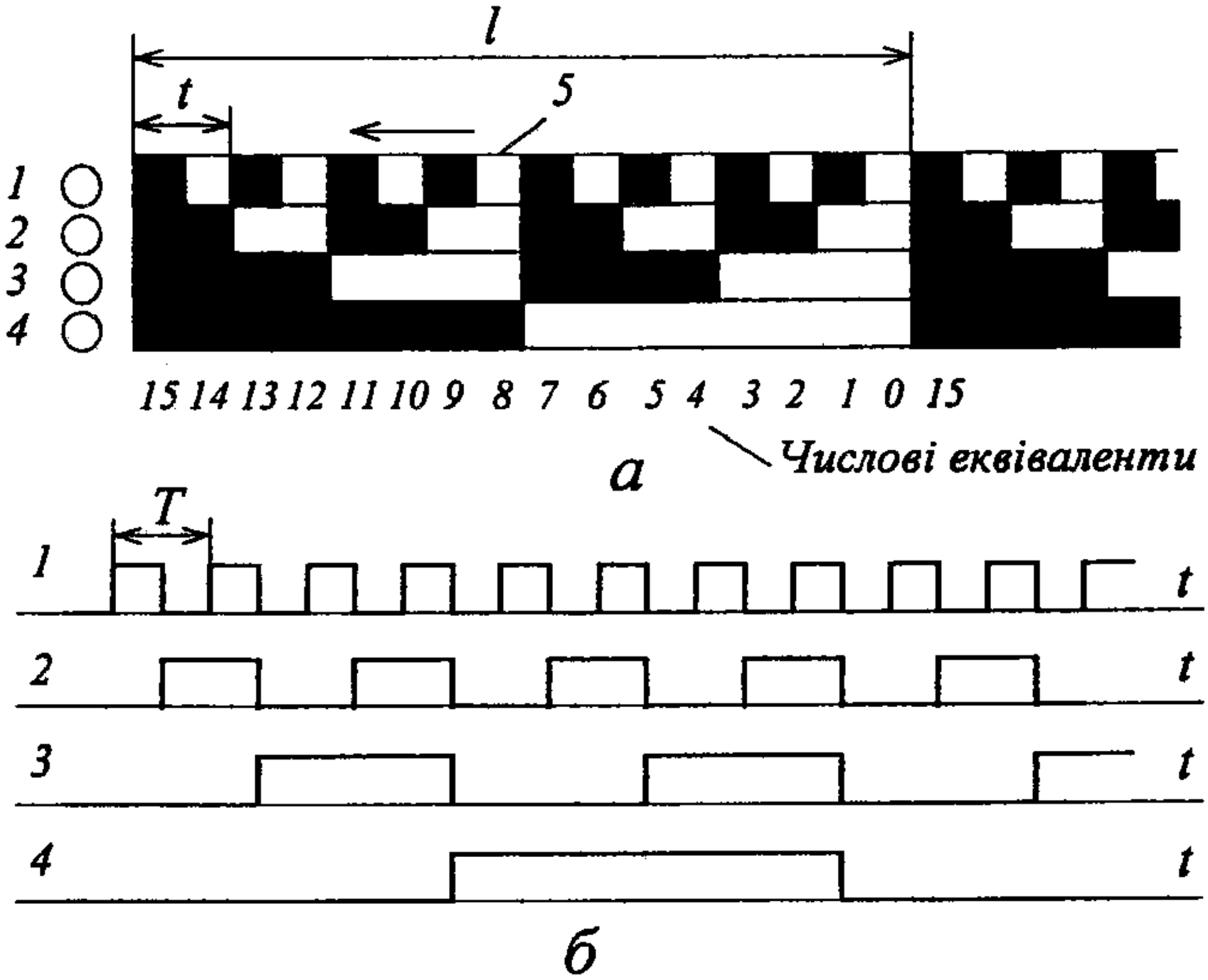



**Рис. 3.49. Принцип дії кодового лінійного датчика положення**

Завдяки зазначеному в кожен момент часу стан фотодіодів (вихідний код або числовий еквівалент) несе інформацію про положення кодової маски. На рис. 3.49б подано часові діаграми вихідних сигналів кодового датчика (логічна одиниця відповідає засвіченому стану відповідного фотодіода, логічний нуль – незасвіченому). Якщо переміщення кодової маски перевищує значення

$$l = t2^{N-1},$$

вихідний код датчика повторюється ($t$ – крок растра молодшого розряду; $N$ – кількість розрядів). Тому для збільшення вимірюваних переміщень необхідно збільшувати кількість розрядів і, як наслідок, габарити датчика.

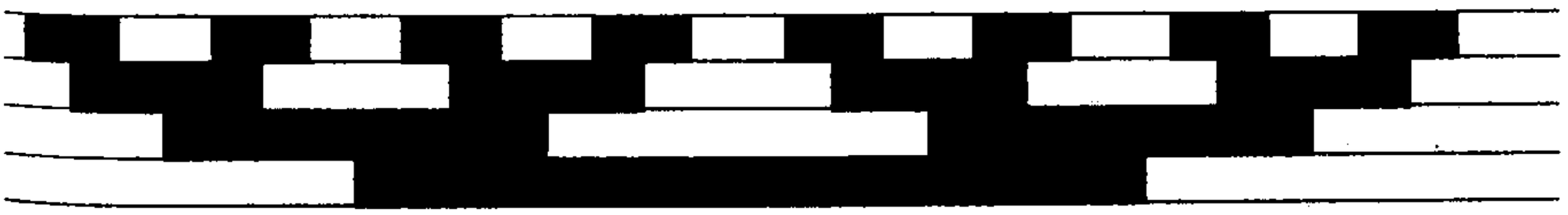


**Рис. 3.50. Кодова маска з паралельним кодом Грея**

Похибка вимірювання положення кодовими датчиками обумовлена неточностями виготовлення кодової маски та установлення фотодіодів. Так, зсув фотодіодів на половину кроку растра призводить до індикації коду 0000 замість 1111 або навпаки. Щоб запобігти одночасній зміні стану кількох фотодіодів та мінімізувати вплив неточності установлення оптопар на похибку вимірювань, на кодових масках замість двійкового коду (як на рис. 3.49а) використовують т.з. циклічний код або код Грея (рис. 3.50). Завдяки цьому похибка зчитування не перевищує однієї дискрети, однак використання зазначеного коду потребує по-

дальшої обробки вихідного сигналу датчика з метою його перетворення на двійковий код, який найчастіше використовують у цифрових системах керування.

Параметри деяких кодових датчиків наведені в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

Кодові датчики положення

| Тип датчика | ROC 513 | ROC 424 | FVS 58 |
|---|---|---|---|
| Кількість розрядів | 13 | 12 | 13 |
| Точність, кут. хв | 1,3 | 2,6 | 2,6 |
| Спосіб виведення даних | Паралельний код Грея | Послідовний синхронний | Паралельний код Грея |
| Допустима частота обертання, об/хв | 5 000 | 10 000 | 12 000 |
| Діапазон вимірювання, об | 1 | 4 096 | 4 096 |

До переваг кодового датчика слід віднести простоту обробки вихідного сигналу (двійковий код) та нечутливість до короткочасного зникнення живильної напруги (після оновлення живлення вихідний код також оновлюється).

***Інкрементальний*** – це датчик не абсолютного положення, а відносного переміщення. Конструктивно він є молодшим розрядом кодового (рис. 3.51). З переміщенням рухомого растра 1 світловий потік через приймач світла періодично змінюється, і на виході датчика з'являється серія імпульсів (т.з. унітарний код). Підрахувавши кількість засвічень, можна знайти шлях, пройдений рухомим растром.

На рис. 3.52 показана конструктивна схема комплексного датчика ПДФ-9, до складу якого входять інкрементальний датчик положення, вентильний тахогенератор та датчик положення ротора вентильного двигуна.

Електрична схема інкрементального датчика зображена на рис. 3.53, а часові діаграми його сигналів – на рис. 3.54. Оптопара СД1′, ФД1′ зсунена у просторі відносно оптопари СД1, ФД1 (так само, як і СД2′, ФД2′ відносно СД2, ФД2) на цілу кількість кроків растра $t$ плюс півкроку (рис. 3.51). Завдяки цьому фотодіоди ФД1′ та ФД2′ засвічуються у протифазі з фотодіодами ФД1 та ФД2 відповідно (рис. 3.54).

Оптопара СД2, ФД2 зсунена відносно СД1, ФД1 на цілу кількість кроків растра $t$ плюс чверть кроку (рис. 3.51). Унаслідок цього світлові потоки $\Phi_2$, $\Phi'_2$, які засвічують фотодіоди ФД2, ФД2′, зсунені у часі відносно по-

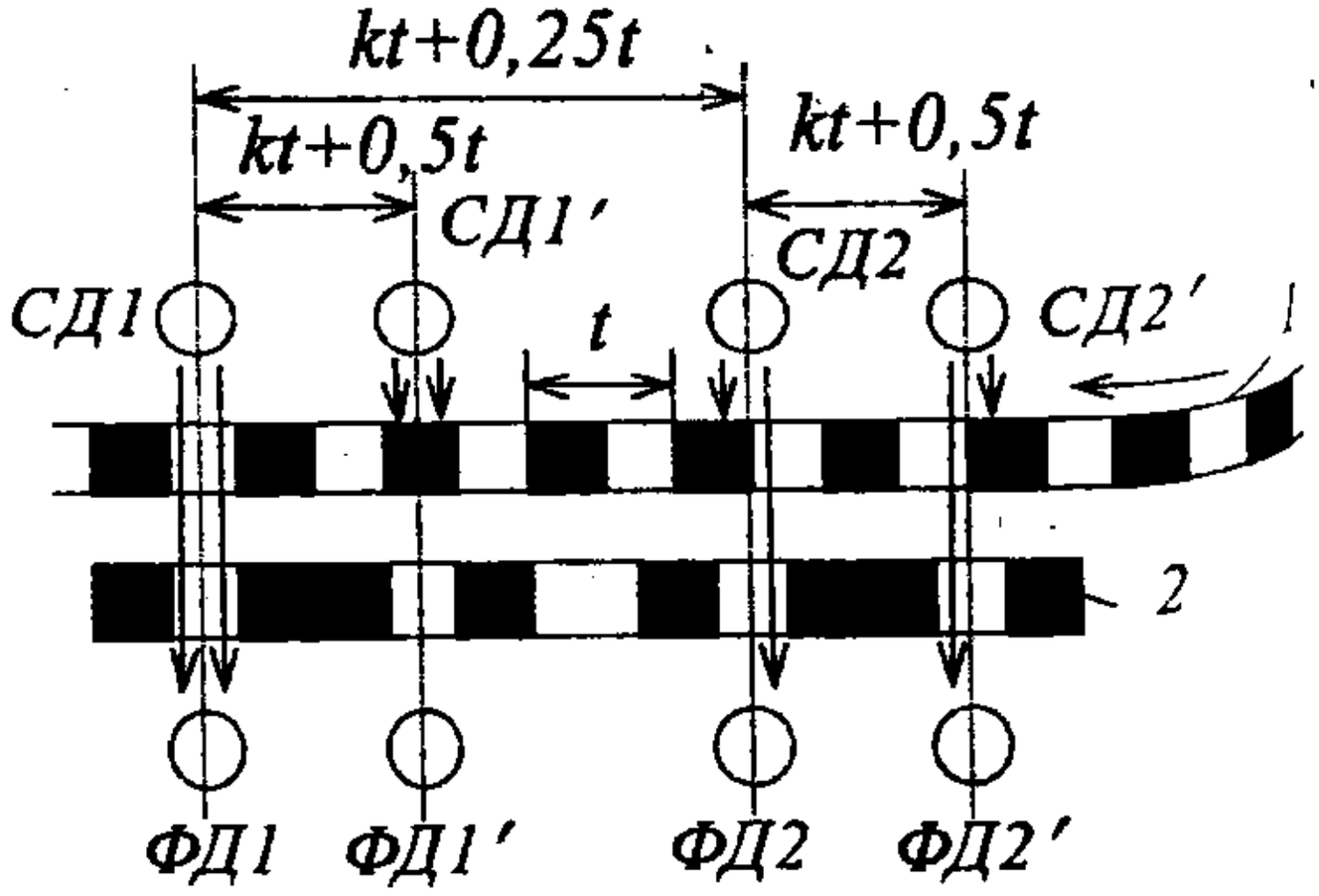



Рис. 3.51. Розташування оптопар інкрементального датчика

токів фотодіодів ФД1, ФД1′ на чверть періоду зміни (рис. 3.54).

Фотодіоди ФД1 та ФД1′ працюють у режимі фотоперетворювача і утворюють разом з подільником мостову схему, до однієї діагоналі якої надходить живлення, а з другої до входу операційного підсилювача подається корисний сигнал. Коли засвічений ФД1, фотострум $i_1$ протікає шляхом «плюс живлення – ФД1 – інверсний вхід підсилювача – його неінверсний вхід – подільник – мінус живлення». Фотострум $i_1'$ протікає при засвіченому фотодіоді ФД1′ колом «плюс живлення – подільник – неінверсний вхід підсилювача – його інверсний вхід – ФД1′ – мінус живлення». Завдяки такому вмиканню фотодіодів сумарний фотострум $i_\Sigma$ (рис. 3.54) має більш крутий фронт та вдвічі більшу амплітуду, що підвищує чутливість при великих швидкостях переміщення рухомої частини.

Зміна знака сумарного фотоструму спричиняє зміну логічного стану вихідного сигналу компаратора К1. Після підсилення логічний сигнал Б1 подається до виходу датчика. Подібним чином працює другий канал датчика, вихідний сигнал якого Б2 зсунений відносно Б1 на чверть періоду $T$.

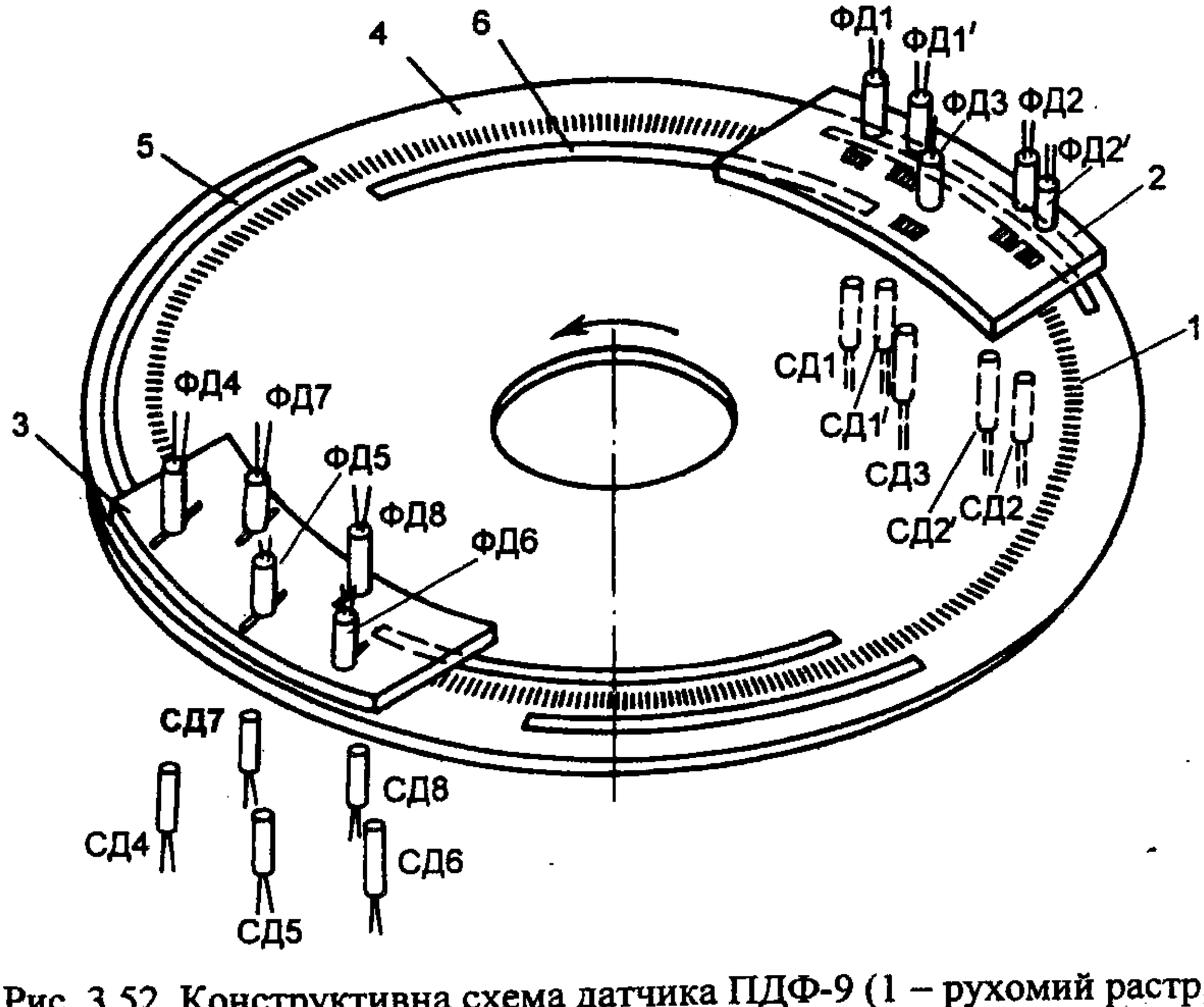



Рис. 3.52. Конструктивна схема датчика ПДФ-9 (1 – рухомий растр; 2 – нерухомий растр інкрементального датчика; 3 – нерухомий та 5, 6 – рухомі растри датчиків положення ротора тахогенератора і вентильного двигуна; 4 – растровий диск

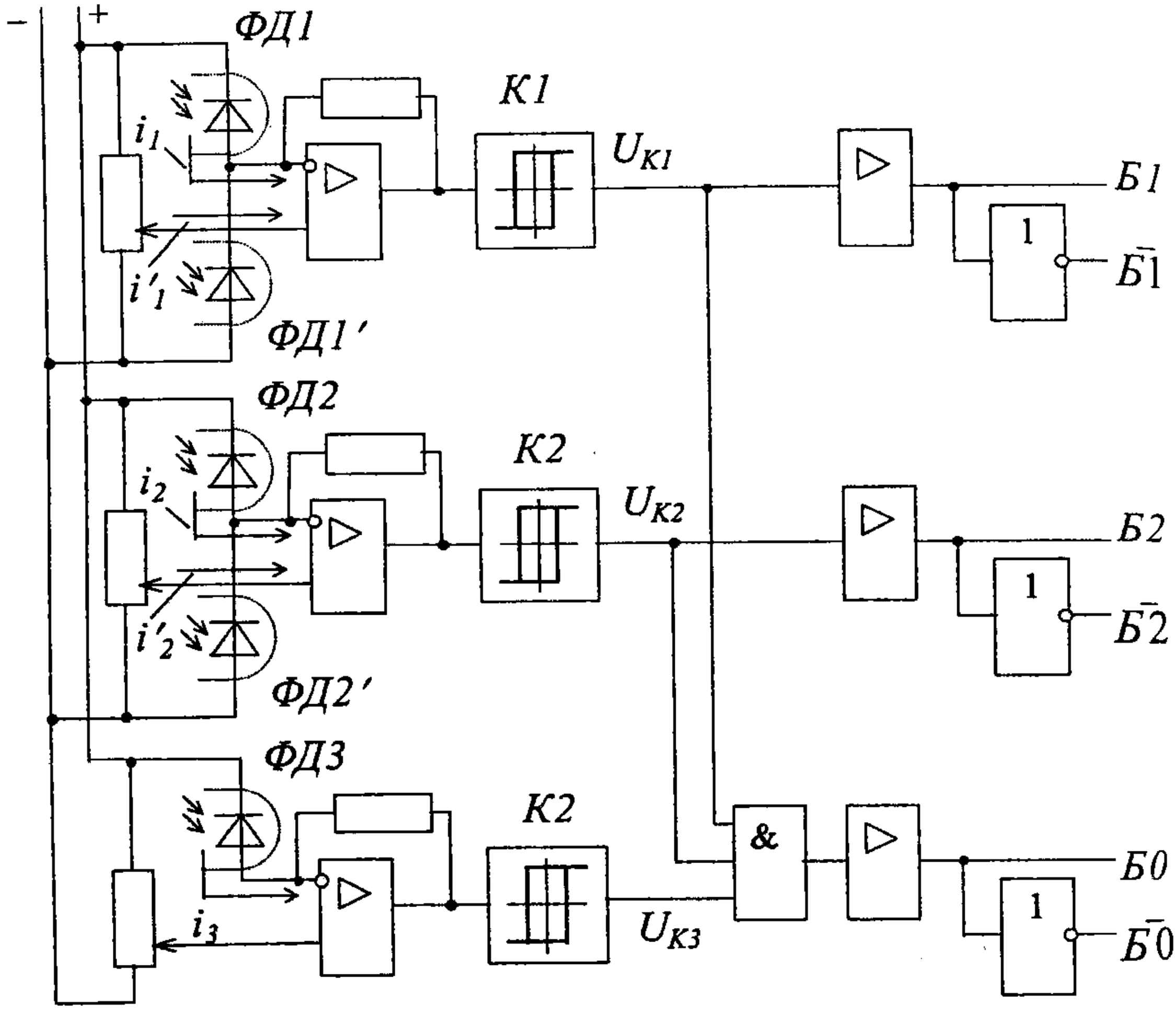



Рис. 3.53. Електрична схема інкрементального датчика

Третій канал датчика призначений для формування нульового імпульса Б0. Цей імпульс призначений для визначення початкового (нульового) положення і формується завдяки окремому рухомому растру лише одноразово за його всією довжиною. Коли засвічується фотодіод Ф3, на виході компаратора К3 з'являється логічна одиниця, а на виході каналу – сигнал Б0 тривалістю $T/4$.

Наявність інверсних сигналів $\bar{Б}1$, $\bar{Б}2$, $\bar{Б}0$ забезпечує перешкодостійкість передачі інформації.

Використовують також інкрементальні датчики лінійних переміщень (рис. 3.55).

Пройдену рухомим растром кутову або лінійну відстань можна знайти, підрахувавши лічильником кількість імпульсів, що надійшли з виходу датчика. Якщо взяти до уваги кількість не лише імпульсів, а й їх передніх та задніх фронтів (з урахуванням сигналу Б2), то дискрету визначення шляху можна зменшити вчетверо. Напрямок переміщення встановлюється за порядком надходження імпульсів Б1 та Б2.

На рис. 3.56 зображена схема визначення коду поточного положення. Формувач $F$ формує імпульси $d1$ та $d2$ за передніми та задніми фронтами імпульсів $Б2$ (рис. 3.57). Якщо рух – вперед, до тактового входу лічення на

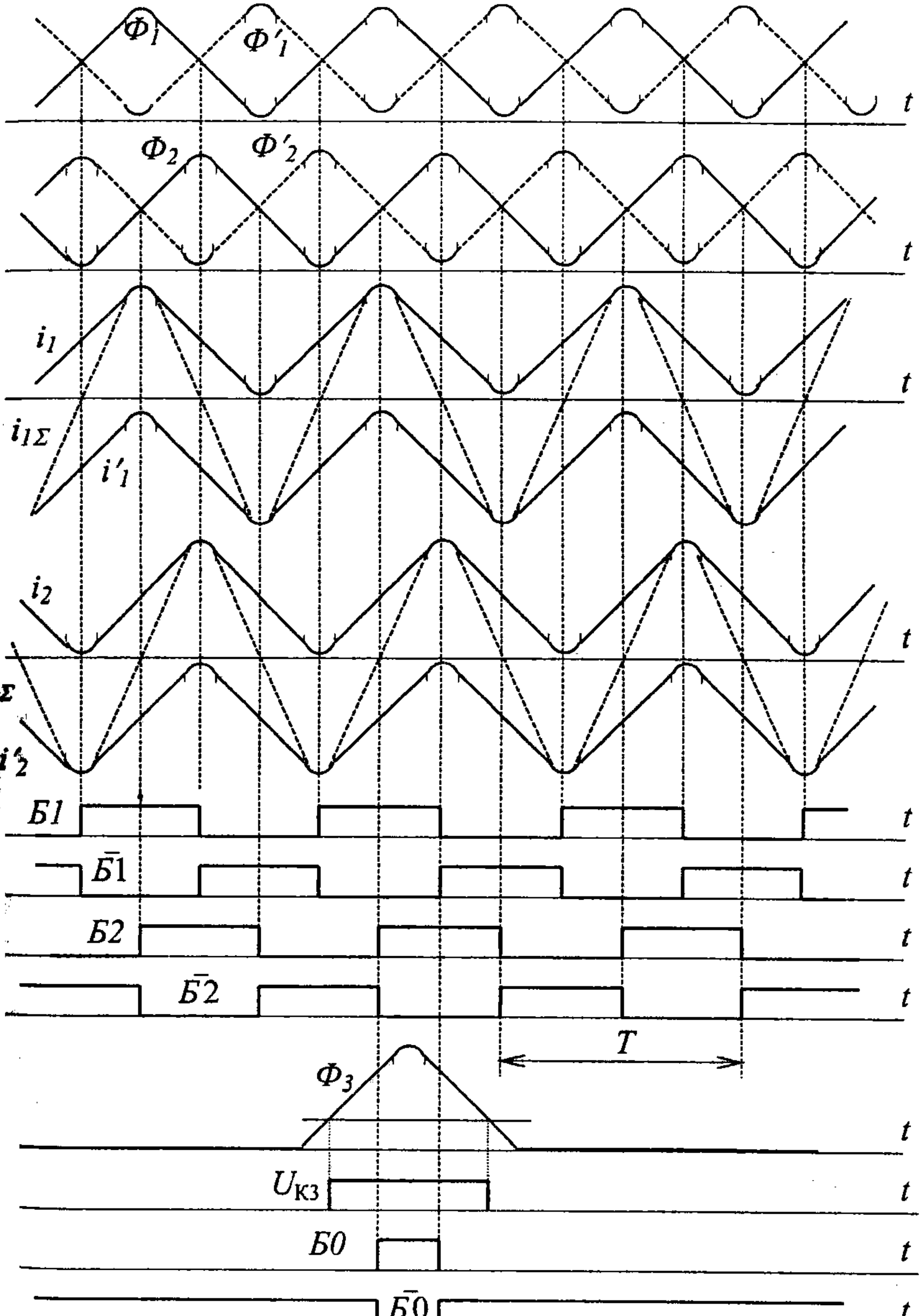



Рис. 3.54. Часові діаграми інкрементального датчика

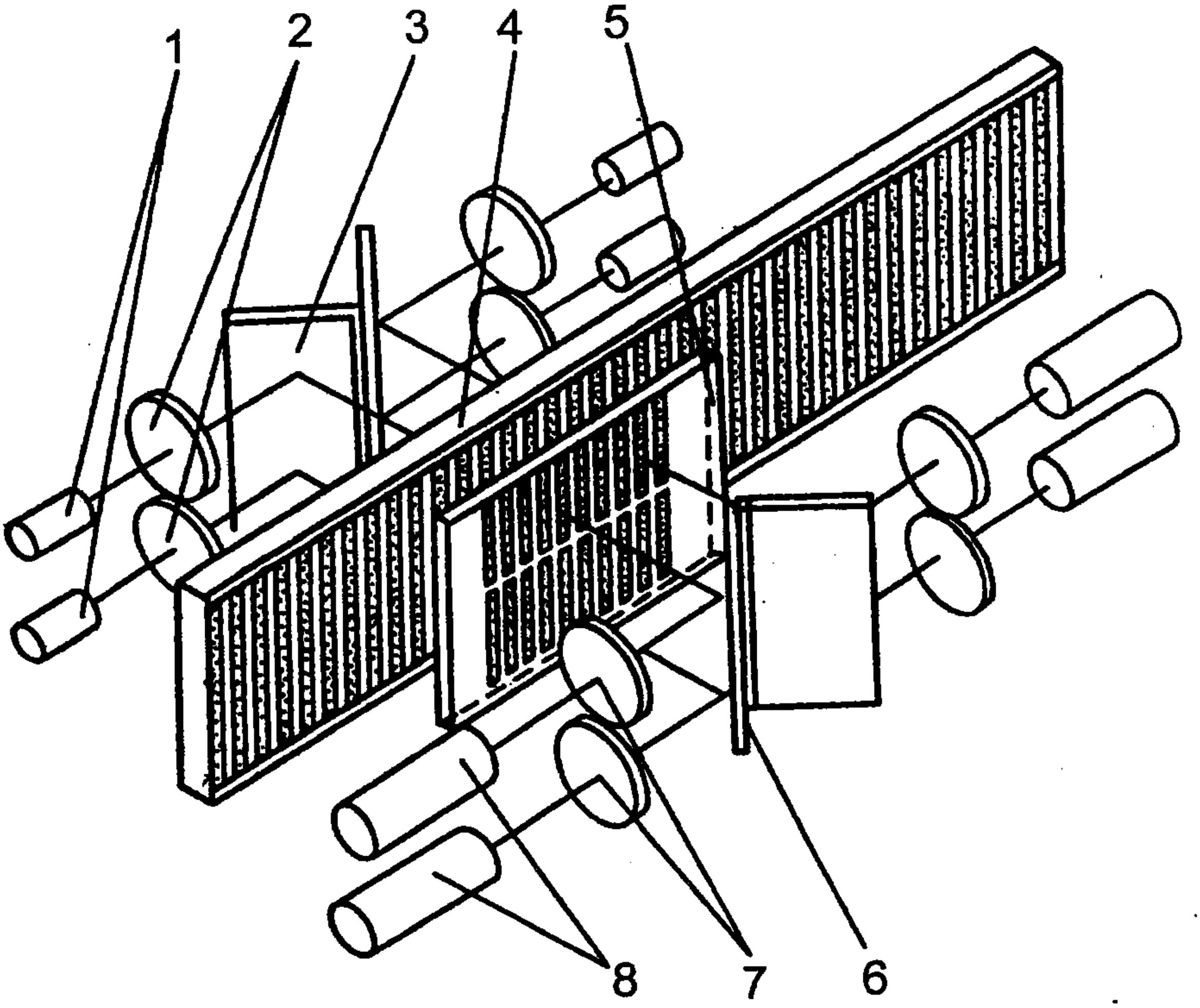



**Рис. 3.55. Інкрементальний датчик лінійних переміщень (1 – світлодіоди; 2 – лінзи; 3, 6 – дзеркала; 4, 5 – рухомий та нерухомий растри; 7 – збиральні лінзи; 8 – фотодіоди)**

збільшення (вхід «+1») двійкового лічильника *СТ* надходять імпульси *В*, і код положення зростає. Після зміни напрямку руху починається формування тактових імпульсів *Н* лічення на зменшення (вхід «–1»), і код положення змен-шується.

Зростання точності вимірювання положення шляхом зменшення кроку растра можливе лише до певної межі (кількість штрихів растра сучасних кругових датчиків не перевищує 36 000). Подальше зменшення дискретності забезпечується використанням інтерполяції.

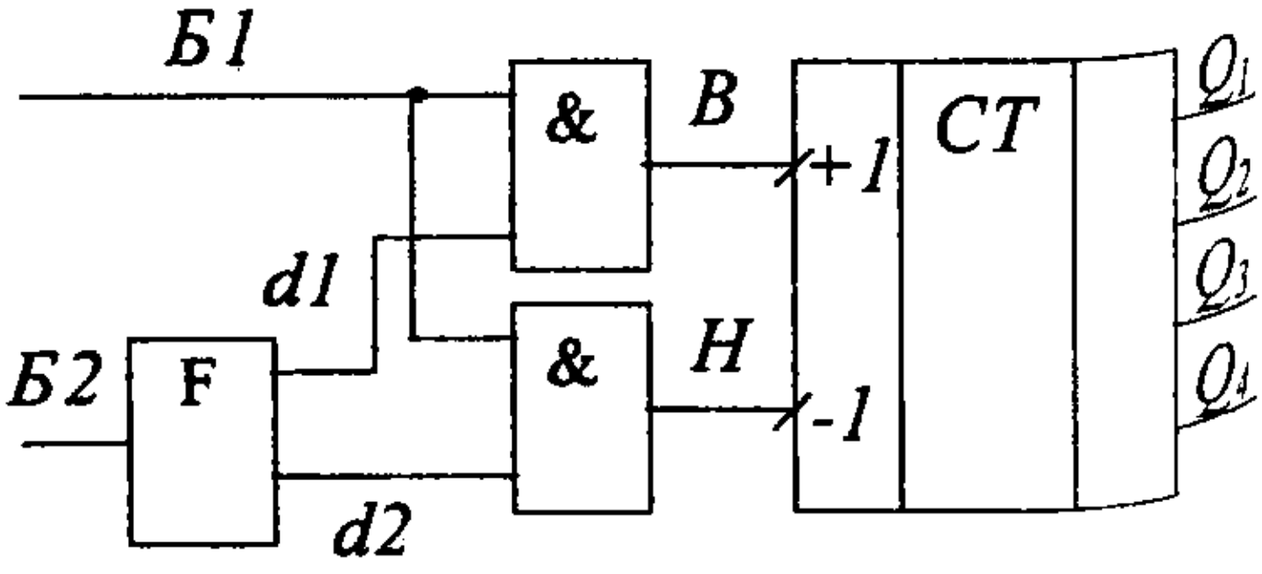



**Рис. 3.56. Схема визначення коду положення**

У табл. 3.3, 3.4 наведені основні параметри деяких інкрементальних датчиків положення.

Таблиця 3.3

Кругові інкрементальні датчики положення

| Тип датчика | BE-178A5 | ПДФ-8, ПДФ-9* | ERA 150** | MINIROD 420** | ROD 800* |
|---|---|---|---|---|---|
| Дискретність вимірювання, град | 0,72...0,036 | 0,72...0,036 | 0,18...0,01 | 0,18...0,005 | 0,0001 |
| Максимальна частота обертання, об/хв | 6 000 | 6 000 | 40 000 | До 10 000 | 1000 |
| Максимальна частота вихідних імпульсів, кГц | 63 | 100 | – | – | – |
| Допустимий струм навантаження вихідних каскадів, мА | 3,75 | 30 | – | – | – |

Примітки: *) до складу датчика, крім каналу вимірювання переміщення, входять також канали вимірювання швидкості та положення ротора вентильного двигуна;

**) використана інтерполяція.

Таблиця 3.4

Лінійні інкрементальні датчики положення

| Тип датчика | LS 101 | LB 326 | LID 311 | BE164 |
|---|---|---|---|---|
| Міжштриховий крок, мкм | 10 | 100 | 10 | – |
| Довжина вимірювань, мм | 140...1 240 | 440...30 040 | 50...1 500 | 120...1 020 |
| Дискретність вимірювань, мкм | 0,1 | 1 | 0,05 | 0,5...5 |
| Найбільша швидкість, м/хв | 30 | 60 | – | 10...15 |

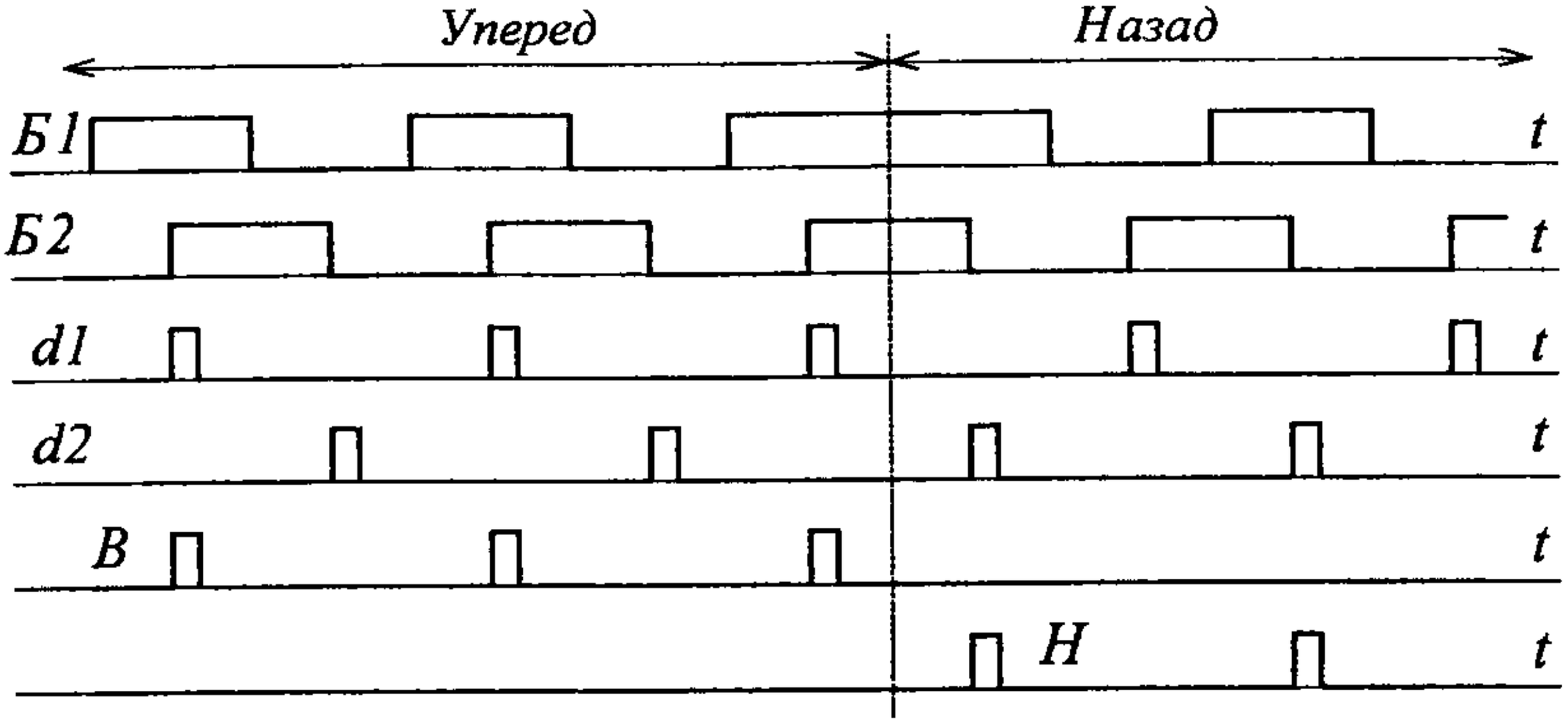



Рис. 3.57. Формування тактових імпульсів у схемі рис. 3.56

### *Запитання та завдання для самоконтролю*

1. Чи можна за допомогою датчика струму з ШІМ вимірювати синусоїдні струми? Якщо так, яким у цьому разі повинне бути співвідношення частот вимірюваного струму та опорної напруги?
2. Які з датчиків струму, розглянутих у розд. 3, придатні для вимірювання струмів в електроприводах змінного струму з ШІМ?
3. Скільки ключів довелося б використати в датчику струму з амплітудною модуляцією, якби обмотки трансформатора не мали виведеної середньої точки?
4. Чи можливе одночасне протікання струму обома напівобмотками трансформатора датчика струму з амплітудною модуляцією?
5. Чи можуть одночасно перебувати у стані насичення обидва дроселі трансформатора постійного струму (ТПС)?
6. Який фазовий зсув вторинного струму ТПС (рис. 3.9) відносно напруги джерела *и*?
7. Чому дорівнює індуктивність вторинної обмотки насиченого дроселя ТПС?
8. В якому з розглянутих датчиків струму стала часу вихідного фільтра може бути найменшою?
9. Для чого подільник датчика напруги без гальванічної розв'язки (рис. 3.16) складається з трьох резисторів?
10. Для чого в схемі датчика ЕРС (рис. 3.20) використовують фільтр?
11. Чим обумовлена зона нечутливості статичної характеристики колекторного тахогенератора на малих швидкостях?
12. Як опір навантаження тахогенератора впливає на коефіцієнт його передачі?
13. Чим обумовлені пульсації вихідної напруги датчиків швидкості?
14. Для чого датчики швидкості та положення сполучають з валом двигуна конусним з'єднанням?
15. Як виглядає диск датчика положення ротора 4-полюсного трифазного синхронного тахогенератора?

16. Як треба розташувати вісь 3 диска ДПР вентильного тахогенератора (рис. 3.33) відносно поздовжньої осі його ротора, якщо оптопари розташовані проти поздовжніх осей фаз 1 та 2 статора?
17. Як форма фазної ЕРС вентильного тахогенератора на етапі її збільшення впливає на форму вихідної напруги?
18. З якою частотою оновлюється інформація про положення ротора обертального трансформатора, якщо його частота збудження 2 кГц?
19. Який характер має поле статора обертального трансформатора в фазовому режимі?
20. За допомогою скількох фаз статора створюється поле збудження ОТ в амплітудному режимі?
21. Як зі збільшенням частоти збудження змінюється амплітуда вихідної ЕРС ОТ?
22. Якщо обертальний трансформатор працює в фазовому режимі, в якому параметрі його вихідної ЕРС міститься інформація про положення ротора?
23. Для чого потрібен блок затримки БЗ2 в схемі перетворювача «фаза–код» (рис. 3.46)?
24. Як точність визначення коду положення в схемі рис. 3.46 залежить від частоти тактових імпульсів $f_g$?
25. Яку відстань та з якою похибкою можна виміряти за допомогою лінійного кодового 10-розрядного датчика положення з кроком растра 0,1 мм?
26. З якою точністю вимірюється положення круговим інкрементальним датчиком, якщо кількість штрихів рухомого растра дорівнює 2 500?
27. Для чого на виході інкрементального датчика положення формують дві серії імпульсів, зсунутих одна від одної на чверть періоду?

***Вправи***

1. Розрахуйте опір резистора $R_d$ на виході трансформаторного датчика струму за схемою рис. 3.1а, який забезпечить вихідну напругу $U_{дс} \geq 3$ В, якщо первинний струм $I_1 = 25$ А, коефіцієнт трансформації $k_{тс} = 10$, частота струму $f = 50$ Гц. Визначте параметри вихідного фільтра першого порядку, потрібні для зменшення відносної амплітуди першої гармоніки пульсацій вихідної напруги до рівня $\delta_д = 0{,}02$.
2. Розрахуйте параметри датчика ЕРС за схемою тахометричного моста (рис. 3.21) для двигуна постійного струму з прикладу 3.2. Вихідна напруга датчика $U_{дE} = 24$ В.
3. Запишіть логічні рівняння, які пов'язують стан ключів транзисторного комутатора 4-фазного вентильного тахогенератора з сигналами датчика положення ротора.
4. Розробіть логічну схему системи керування комутатором трифазного вентильного тахогенератора.

# РОЗДІЛ 4. КОМПЛЕКТНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Розглянуто структурні та схемотехнічні особливості електроприводів постійного струму. Зроблено огляд найпоширеніших комплектних тиристорних та транзисторних елект роприводів. Студент на прикладах ознайомиться зі схемотехнікою струмообмеження, побудовою систем регулювання струму реверсивних електроприводів з сумісним та роздільним керуванням, структурою САР двозонних електроприводів, набуде навичок розрахунку їх параметрів.

## 4.1. Обмеження струму (моменту) у комплектних електроприводах

Системи струмообмеження використовують для обмеження струму в пускогальмівних режимах та при стрибках навантаження, щоб попередити аварійне вимикання електропривода системою захисту.

У КЕП застосовують три способи обмеження моменту:

- струмова відсічка (найчастіше в одноконтурних САР швидкості);
- обмеження завдання на струм (у двоконтурних САР);
- випереджувальне струмообмеження (в одноконтурних САР).

Принцип струмової відсічки полягає в різкому зниженні вхідної керуючої напруги перетворювача після перевищення струмом допустимого значення (тобто це обмеження постфактум).

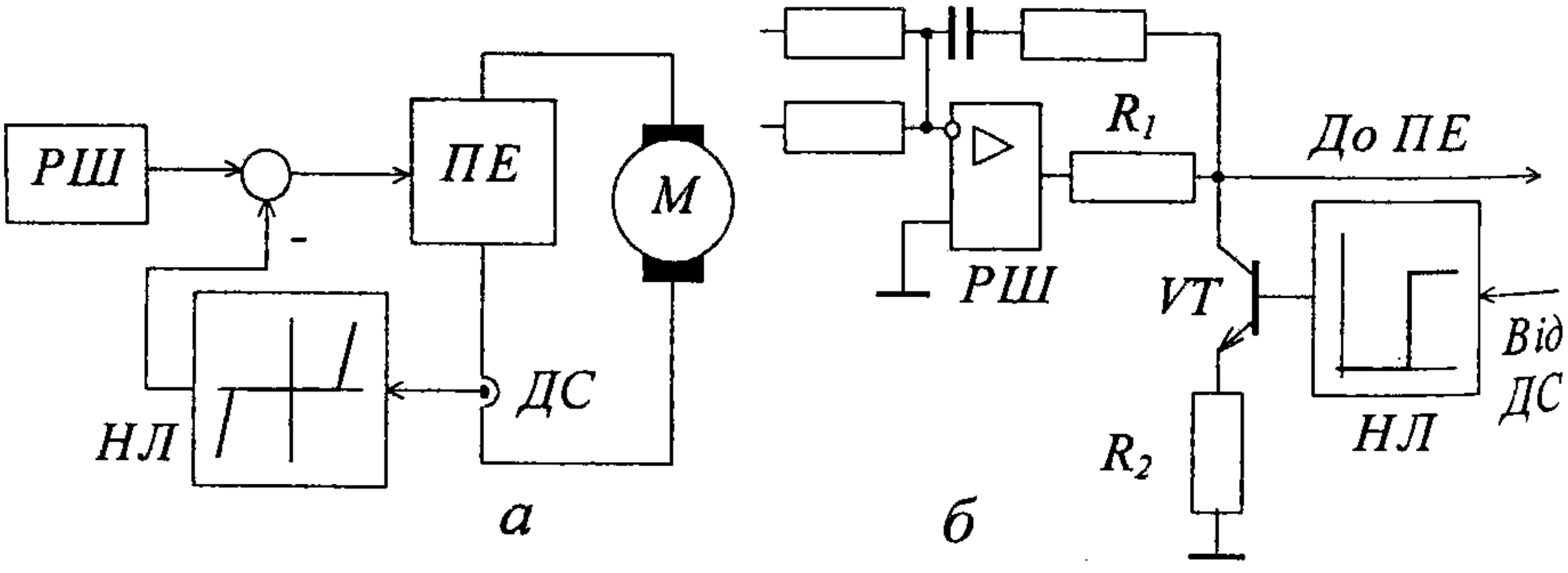



Рис. 4.1. Варіанти струмової відсічки

Перший варіант струмової відсічки (т.з. затриманий зворотний зв'язок за струмом) зображений на рис. 4.1а. Доки струм невеликий, на виході нелінійної ланки НЛ нульовий сигнал і зворотний зв'язок за струмом не працює (усередині блока НЛ зображена його характеристика «вхід – вихід»). При струмі, більшому допустимого, сигнал з НЛ зменшує сумарну напругу на вході перетворювача енергії ПЕ. Вихідні напруга та струм перетворювача зменшуються.

У схемі рис. 4.1б поява завеликого струму призводить до відкриття транзистора та різкого зменшення завдання на напругу (до ПЕ напруга регулятора швидкості РШ уже надходить через подільник $R_1$, $R_2$).

За допомогою струмової відсічки забезпечується надійне обмеження струму, якщо перетворювач здатний одразу ж зменшити вихідну напругу. З цим

не виникає проблем, коли в ролі перетворювача виступає генератор або він реалізований на цілком керованих ключах. Випрямляч з природною комутацією, проте, може зреагувати на зміну завдання лише під час вмикання наступного тиристора, а струм протягом міжкомутаційного інтервалу продовжуватиме зростати. Унаслідок цього на початку струмообмеження завжди виникає стрибок струму. Тому в тиристорних КЕП відсічка використовується лише в таких випадках:

- невелика потужність;
- невисокі вимоги до якості регулювання;
- досить велика індуктивність кола якоря (сприяє обмеженню похідної струму та амплітуди його першого стрибка).

Обмеження завдання на струм – найбільш поширений спосіб струмообмеження як через розповсюдженість двоконтурних САР швидкості, так і завдяки тому, що обмежується (принаймні в пускогальмівних режимах) сама причина збільшення струму, тобто завдання на струм.

Обмеження здійснюється за допомогою будь-якої зі схем обмеження, розглянутих у п.2.3. Якщо перевантажувальна здатність двигуна не залежить від швидкості, частіше використовують схеми рис. 2.32. При цьому каскадне з'єднання регулятор швидкості – вузол струмообмеження – регулятор струму практично не застосовується, оскільки за наявністю ПІ-регулятора швидкості в такому випадку виникає велике перерегулювання при виході з режиму струмообмеження (див. п.2.8). Звичайно схема струмообмеження так чи інакше інтегрована з регулятором швидкості.

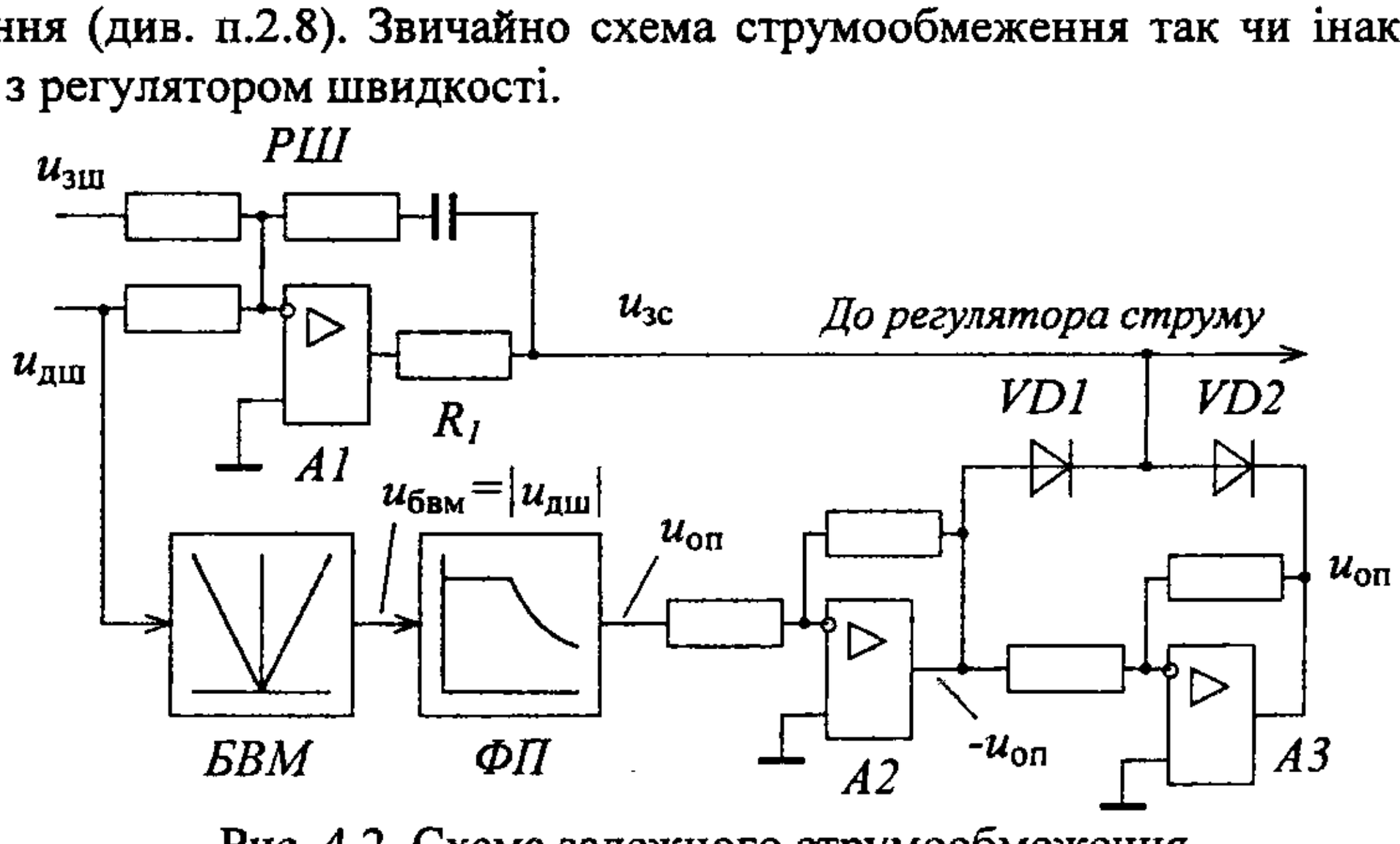



Рис. 4.2. Схема залежного струмообмеження

У певних випадках допустимий момент двигуна із зростанням швидкості зменшується, що характерно для високомоментних колекторних двигунів з постійними магнітами або для двигунів постійного струму та асинхронних при послабленому полі (поблизу максимальної швидкості). Вузол струмообмеження повинен забезпечити зміну рівня струмообмеження в функції швидкості. Для цього необхідно використання схем з опорною напругою (рис. 2.28, 2.32). На рис. 4.2 – один з варіантів схем, що забезпечує струмообмеження, залежне від швидкості (за рис. 2.28).

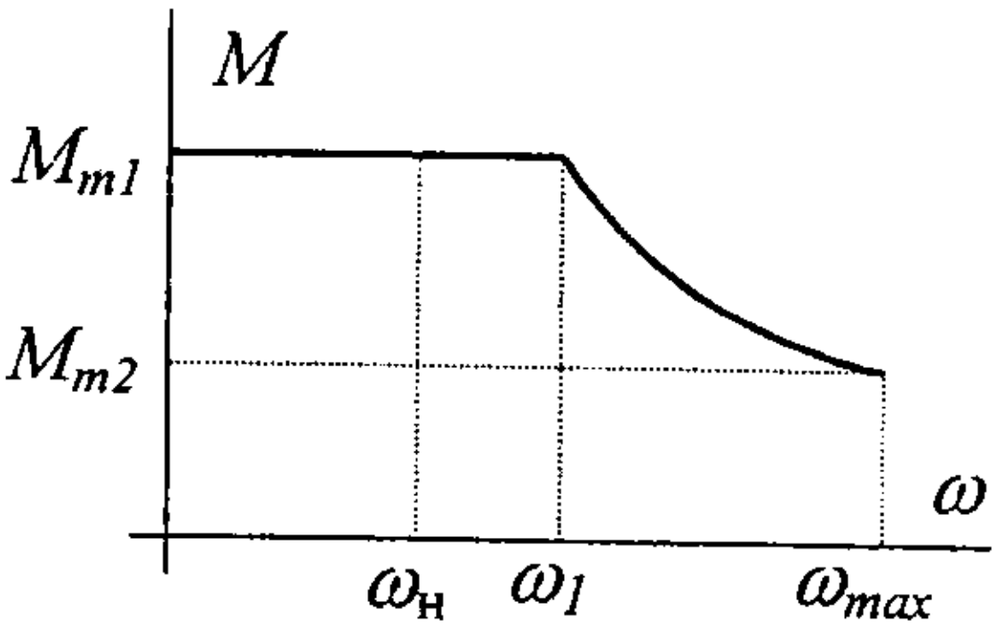



Рис. 4.3. Допустимий момент, як функція швидкості

Функціональний перетворювач Ф формує опорну напругу $u_{оп}$, яка залежи від швидкості, чим моделюється залежніс допустимого моменту від швидкос (рис. 4.3). Блок виділення модуля БВМ з безпечує можливість роботи схеми при буд якому напрямку обертання.

При використанні принципу випе реджувального струмообмеження вихідн напруга РШ також обмежується, проте в од ноконтурній САР вона стає завданням не на струм, а на напругу перетворювач Для забезпечення незмінного струму в режимі струмообмеження напруга на якорі повинна залежати від швидкості:

$$U_я = E \pm I_m R_я = c\Phi\omega \pm I_m R_я .$$

Знак «+» відповідає режиму двигуна, а «–» – гальмівним режимам. Ц залежність зображена на рис. 4.4а. Просування вздовж лінії 1–2–3–...–12 відповідає просуванню вздовж лінії 1′–2′–...–12′ в площині електромеханічних характеристик (рис. 4.4б).

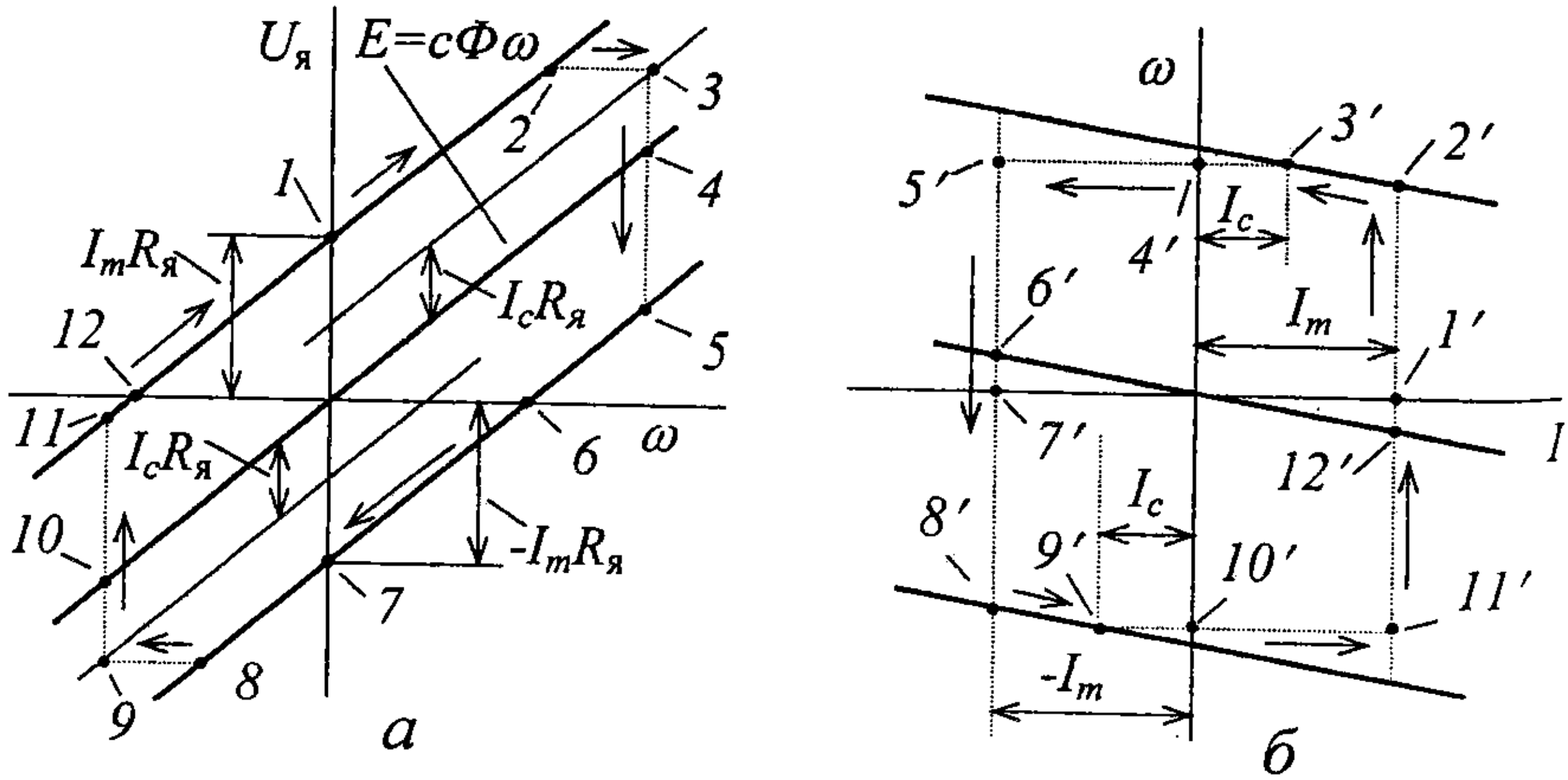



Рис. 4.4. До принципу випереджувального струмообмеження

Лінії 2–1–11 та 5–6–8 одночасно задають (в іншому масштабі) і залеж ності потрібного рівня завдання на напругу якоря (тобто опорної напруги) від швидкості:

$$u_{оп} = u_{ршmax} = (c\Phi\omega \pm I_m R_я)/k_п ,$$

де $k_п$ – коефіцієнт передачі перетворювача енергії.

Це означає, що у вузлі струмообмеження опорна напруга повинна мати дві скла дові: незмінну $U_0$ (пропорційну $I_m R_я$), та змінну $U_\omega$ (пропорційну швид кості). Найпростіша схема випереджувального струмообмеження для неревер

сивного електропривода зображена на рис. 4.5. У процесі пуску саме змінна складова опорної напруги забезпечує лінійне зростання якірної напруги в функції швидкості та часу. Більш якісні схеми струмообмеження можна отримати шляхом використання операційного підсилювача як джерела опорної напруги.

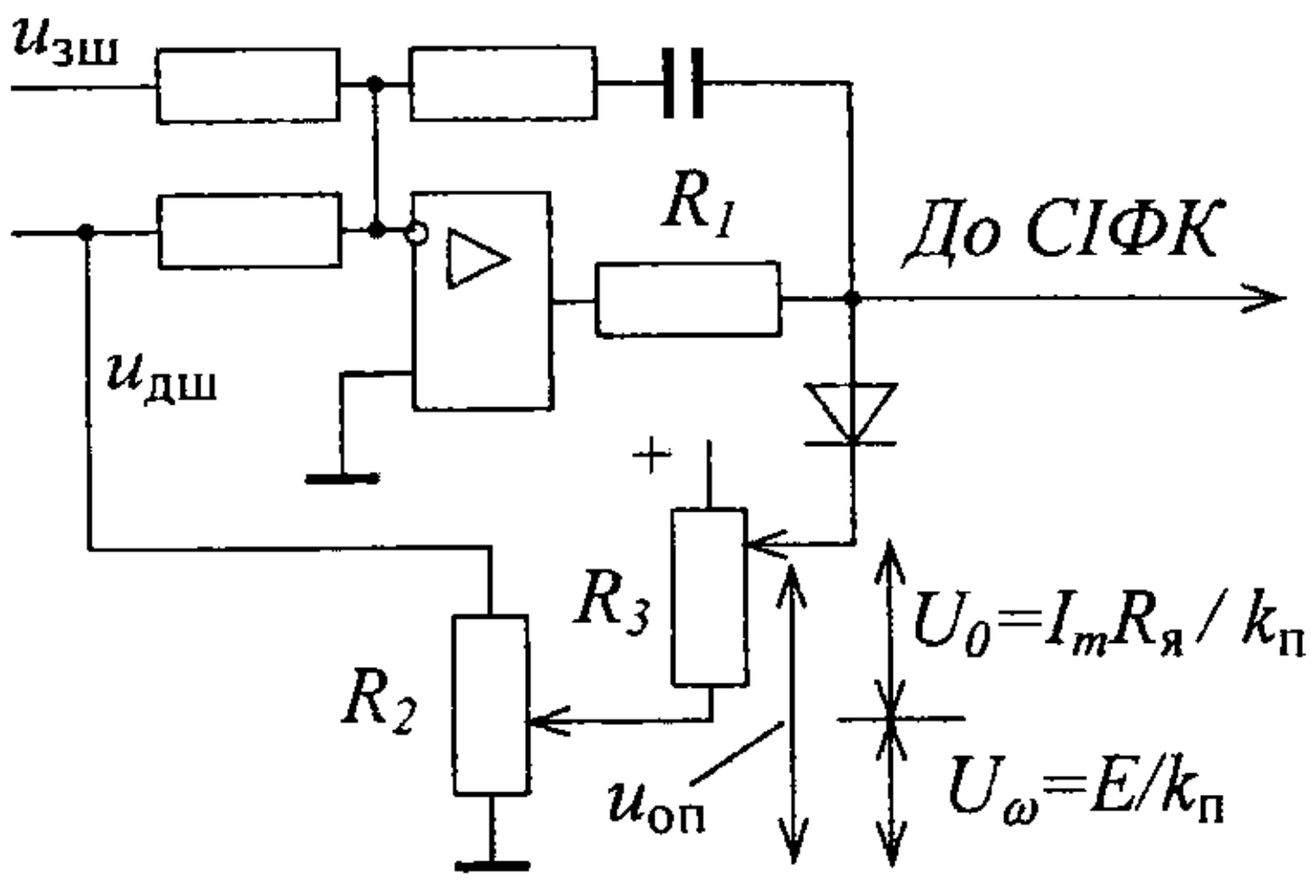



Рис. 4.5. Схема випереджувального струмообмеження

Іноді для зменшення перегрівання двигуна при тривалих перевантаженнях тривалість перебування схеми струмообмеження в режимі обмеження контролюють, а згодом, якщо причина перевантаження не зникла, рівень обмеження автоматично знижують.

У деяких випадках виникає необхідність обмеження не лише струму, а й його похідної. Справа в тому, що при занадто швидкій зміні якірного струму комутаційна здатність колекторних двигунів постійного струму погіршується внаслідок збільшення ЕРС самоіндукції в комутованих секціях (див. п.1.2). Обмеження похідної струму вибором відповідних параметрів регулятора струму суттєво зменшує швидкодію і тому використовується рідко.

Один із шляхів обмеження похідної струму – вмикання фільтра між задавачем інтенсивності та регулятором швидкості (рис. 4.6).

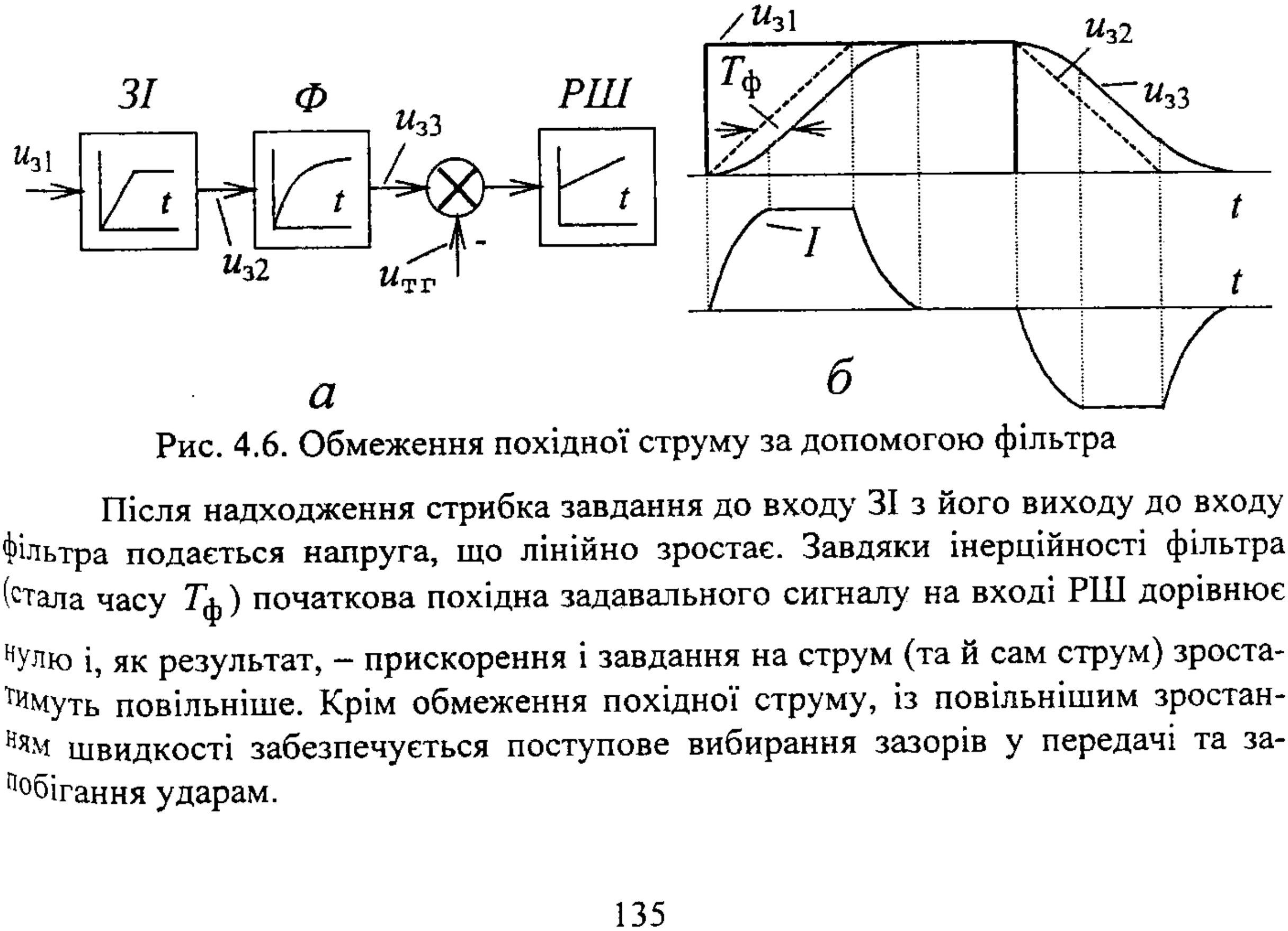



Рис. 4.6. Обмеження похідної струму за допомогою фільтра

Після надходження стрибка завдання до входу ЗІ з його виходу до входу фільтра подається напруга, що лінійно зростає. Завдяки інерційності фільтра (стала часу $T_ф$) початкова похідна задавального сигналу на вході РШ дорівнює нулю і, як результат, – прискорення і завдання на струм (та й сам струм) зростатимуть повільніше. Крім обмеження похідної струму, із повільнішим зростанням швидкості забезпечується поступове вибирання зазорів у передачі та запобігання ударам.

Замість задавача та фільтра використовують часом задавач другого порядку (рис. 2.40), вихідний сигнал якого має обмежені першу та другу похідні.

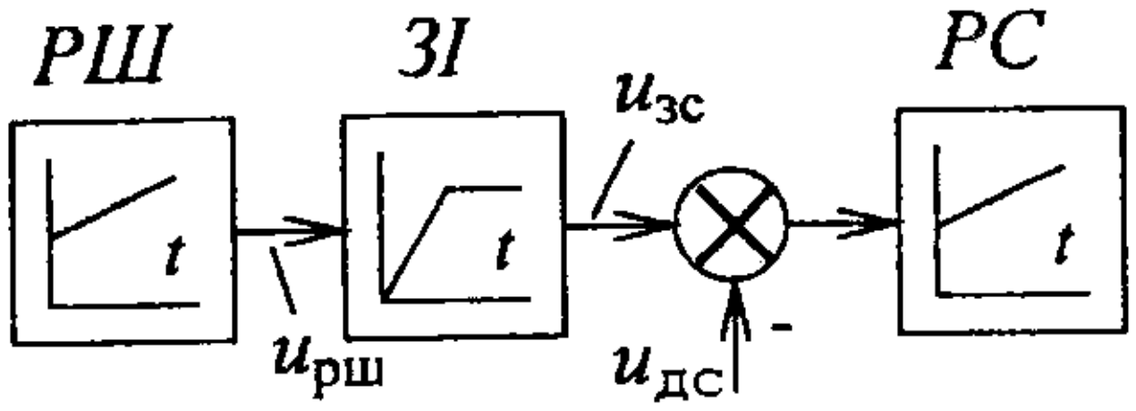



Рис. 4.7. Схема обмеження похідної струму за допомогою задавача інтенсивності

У деяких електроприводах похідна струму обмежується, як і похідна швидкості, вмиканням задавача інтенсивності на вході регулятора струму (рис. 4.7). Задавач обмежує похідну тільки тоді, коли вона перевищує допустимий рівень. Тому в нормальному режимі він ніяк не порушує швидкодії.

Оскільки головна причина виникнення завеликих похідних струму – стрибки прикладеної до якоря напруги, запобігти цьому можна обмеженням стрибків вихідного сигналу регулятора струму (рис. 4.8).

Перед регулятором струму РС ввімкнено підсилювач похибки регулювання струму А1 зі схемою обмеження СО (такою схемою може бути будь-яка з розглянутих у п.2.3). Коли похибка регулювання $\delta_i = u_{зс} - u_{дс}$ стає занадто великою, спрацьовує СО, обмежуючи вхідний сигнал регулятора і стрибок його вихідної напруги, тобто завдання на якірну напругу.

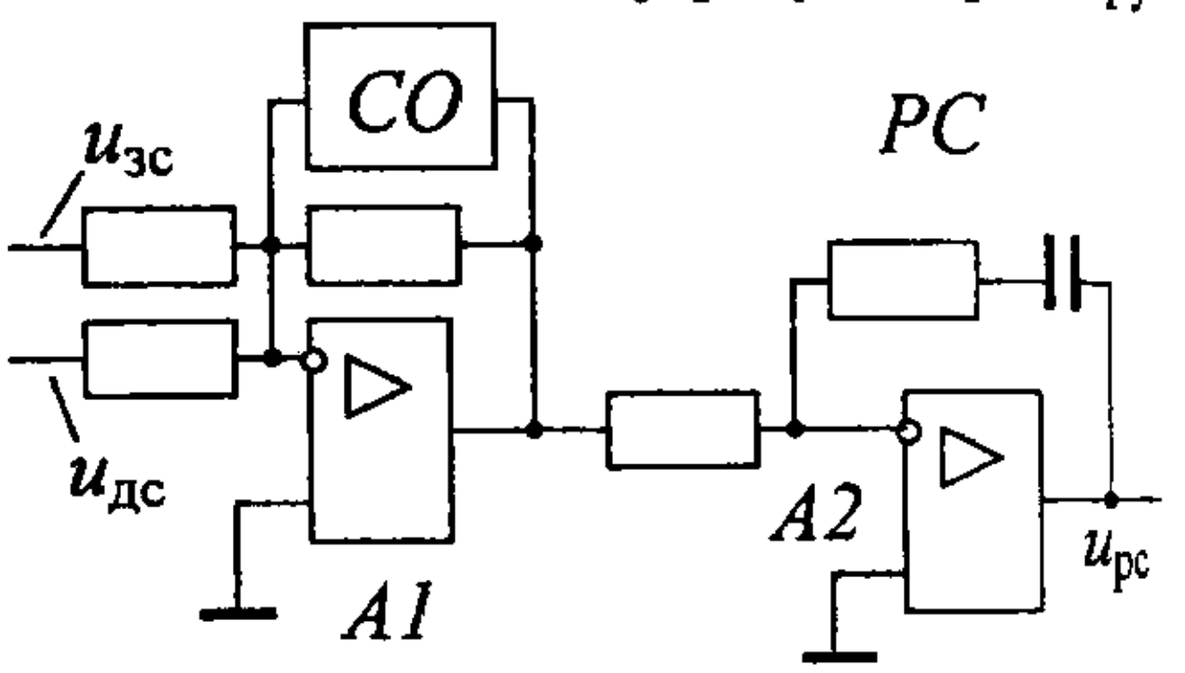



Рис. 4.8. Обмеження стрибків завдання на напругу

### 4.2. Регулювання струму в реверсивних електроприводах з сумісним керуванням

Крім позитивних наслідків, наявність зрівняльних струмів у випрямлячах з сумісним керуванням викликає і негативні: додаткове завантаження випрямляча та мережі, небезпека виникнення коротких замикань між вентильними комплектами, необхідність використання досить дорогих трансформаторів з двома комплектами вторинних обмоток та зрівняльних реакторів. Тому в системах автоматичного регулювання рівень зрівняльних струмів намагаються обмежити, для чого найчастіше використовують два варіанти – двоканальну систему регулювання зазначених струмів та систему з перехресними зв'язками.

***Двоканальна система*** регулювання струмів зображена на рис. 4.9.

Кожен вентильний комплект має свій канал регулювання струму з регуляторами РСВ та РСН. До входу кожного такого регулятора подано три сигнали: завдання на струм двигуна $I^*$ від регулятора швидкості РШ; завдання на зрівняльний струм $I^*_{зр}$ та сигнал зворотного зв'язку за струмом відповідного комплекту. Завдяки відокремлювальним діодам *VD1* та *VD2* завдання на струм від РШ може бути подане до входу тільки того регулятора струму, чий комплект повинен проводити струм двигуна відповідно до полярності цього завдання.

Цей регулятор (нехай це буде РСВ) у даному випадку підтримує струм свого комплекту на рівні $i = I^* + I^*_{зр}$, а відповідний випрямляч працює у випрямному режимі. Тоді інший регулятор струму (РСН), маючи на вході тільки завдання на зрівняльний струм, виконує функції регулятора зрівняльного струму, стабілізуючи останній на заданому рівні. Він спроможний це зробити, лише перевівши свій комплект (КВН) до інверторного режиму. Оскільки завдання на струм інверторного комплекту завжди менше, ніж випрямного, його кут керування (рис. 4.10)

$$\alpha_н < 2\alpha_п - \alpha_в$$

і реверсивний випрямляч працює у негодженому режимі.

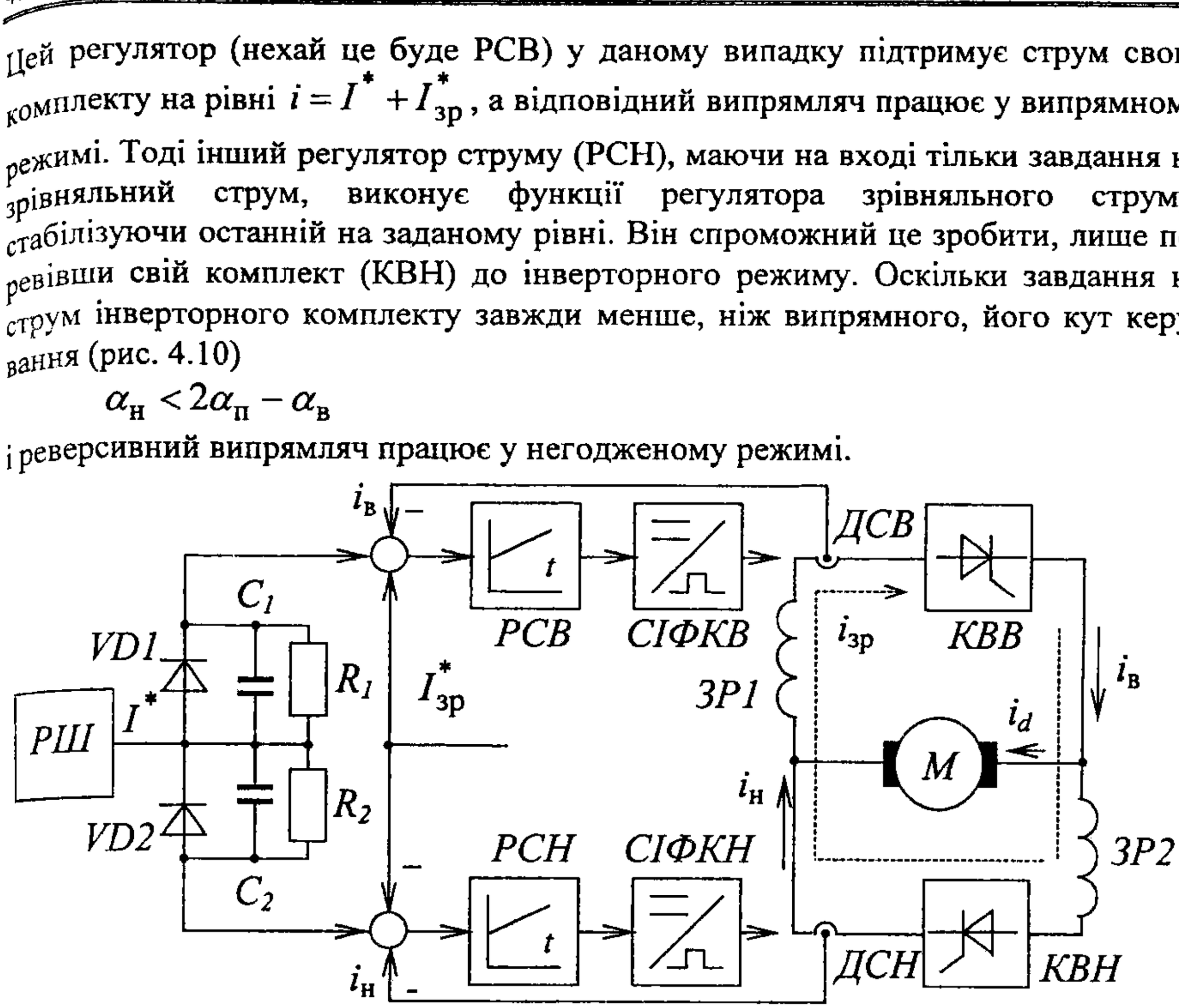



Рис. 4.9. Двоканальна система регулювання струмів

Зрівняльний струм у такому режимі має безперервний характер. За протилежної полярності вихідного сигналу РШ регулятори струму міняються ролями. У режимі ідеального холостого ходу двигуна вони обидва працюють як регулятори зрівняльного струму. Рівень завдання на зрівняльний струм повинен бути достатнім для забезпечення безперервності струму двигуна при будь-якому навантаженні (близько 10 % від номінального струму двигуна). До регуляторів струму це завдання подається з таким знаком, який має сигнал регулятора швидкості при роботі відповідного комплекту у випрямному режимі.

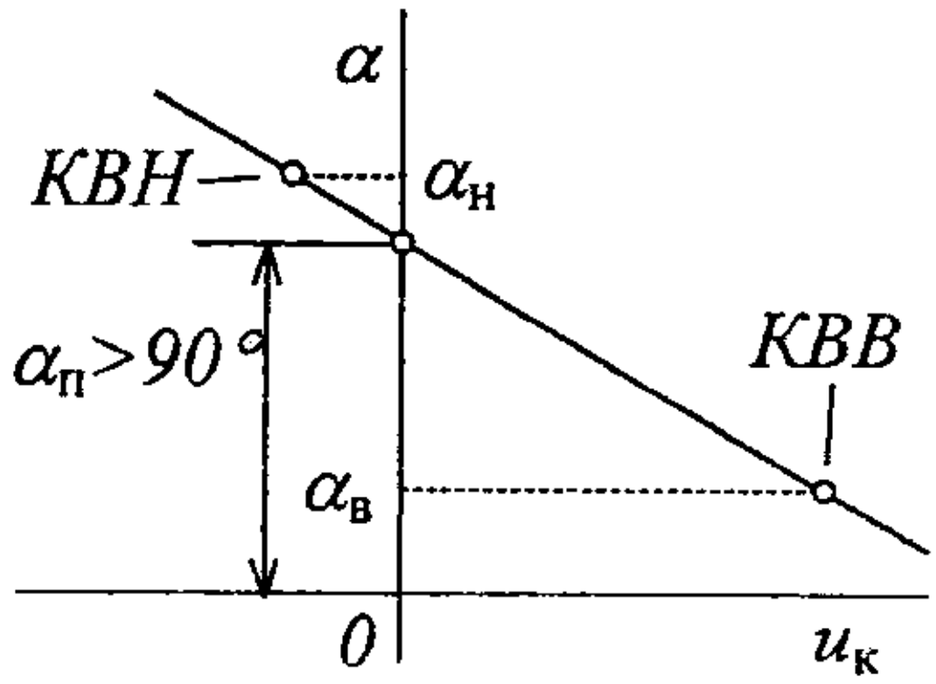



Рис. 4.10. До режимів роботи комплектів

Процес переходу струму двигуна з комплекту КВВ до комплекту КВН зображений на рис. 4.11 (пульсаціями випрямленого струму знехтувано).

Після реверса завдання на струм сигнал регулятора швидкості замість регулятора РСВ подається до входу РСН. Унаслідок різкого зменшення завдання на струм комплект КВВ шляхом збільшення кута керування переводиться до

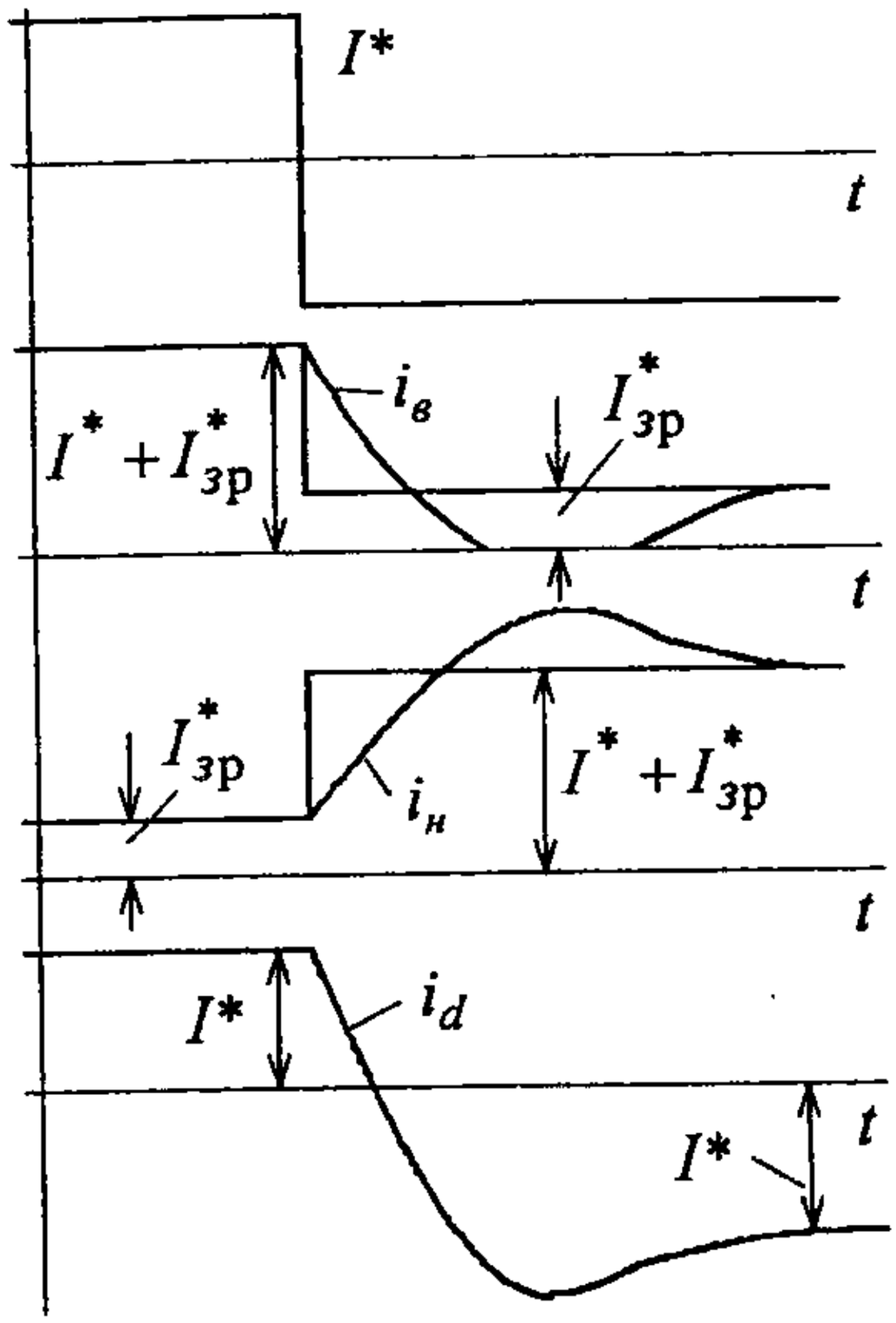



Рис. 4.11. Процес реверса струму

інверторного режиму і його струм знижується. Одночасно стрибком зростає завдання на струм комплекту КВН. Його кут керування зменшується і він переходить до випрямного режиму. Струм двигуна

$$i_d = \left(i_в + I_{зр}\right) + \left(i_н - I_{зр}\right) = i_в + i_н$$

змінює знак.

Із збільшенням вихідної напруги РШ завдання на струм випрямного комплекту та відповідна напруга зростають, а напруга інверторного комплекту залишається незмінною. Ця різниця випрямлених напруг призводить до появи (на певний час) безперервного зрівняльного струму, який перевищує заданий.

Щоб запобігти стрибкам зрівняльного струму, відокремлювальні діоди шунтують конденсаторами $C_1$, $C_2$. Завдяки цьому зі зміною завдання на струм регулятор інверторного комплекту отримує сигнал, пропорційний похідній завдання. Це дає йому змогу короткочасно змінити кут керування у той самий бік, як і у випрямному комплекті, знижуючи різницю випрямлених напруг та стрибок зрівняльного струму, що зменшує втрати у випрямлячі.

За великих навантажень двигуна паузи у випрямленому струмі не виникають навіть у разі відсутності зрівняльного струму. Вмикання паралельно конденсаторам ще й резисторів $R_1$, $R_2$ дозволяє при досить великих завданнях на струм зменшити завдання на струм інверторного комплекту, кут його керування та усталене значення зрівняльного струму. Зростання ступеня непогодженості кутів керування при цьому триває.

***Система*** регулювання струмів ***з перехресними зв'язками*** подана на рис. 4.12. У ній – три датчика та стільки ж регуляторів струму: ПІ-регулятор струму двигуна (РСД) та П-регулятори зрівняльних струмів. Вихідний сигнал РСД подається до входів регуляторів зрівняльних струмів з різними знаками, що забезпечує роботу одного комплекту у випрямному режимі, іншого – в інверторному.

Нехай комплект КВВ працює у випрямному режимі і проводить струм двигуна. Якби перехресних зв'язків та завдань на зрівняльний струм не було, цей струм (гранично-безперервний або переривистий за характером) визначався б кутом початкового фазування $\alpha_п$, а кут керування $\alpha_в$ та струм комплекту КВВ – вихідним сигналом РСД. Вихідна напруга РСН при цьому була б негативною, а кут керування комплекту КВН

$$\alpha_н = 2\alpha_п - \alpha_в. \qquad (4.1)$$

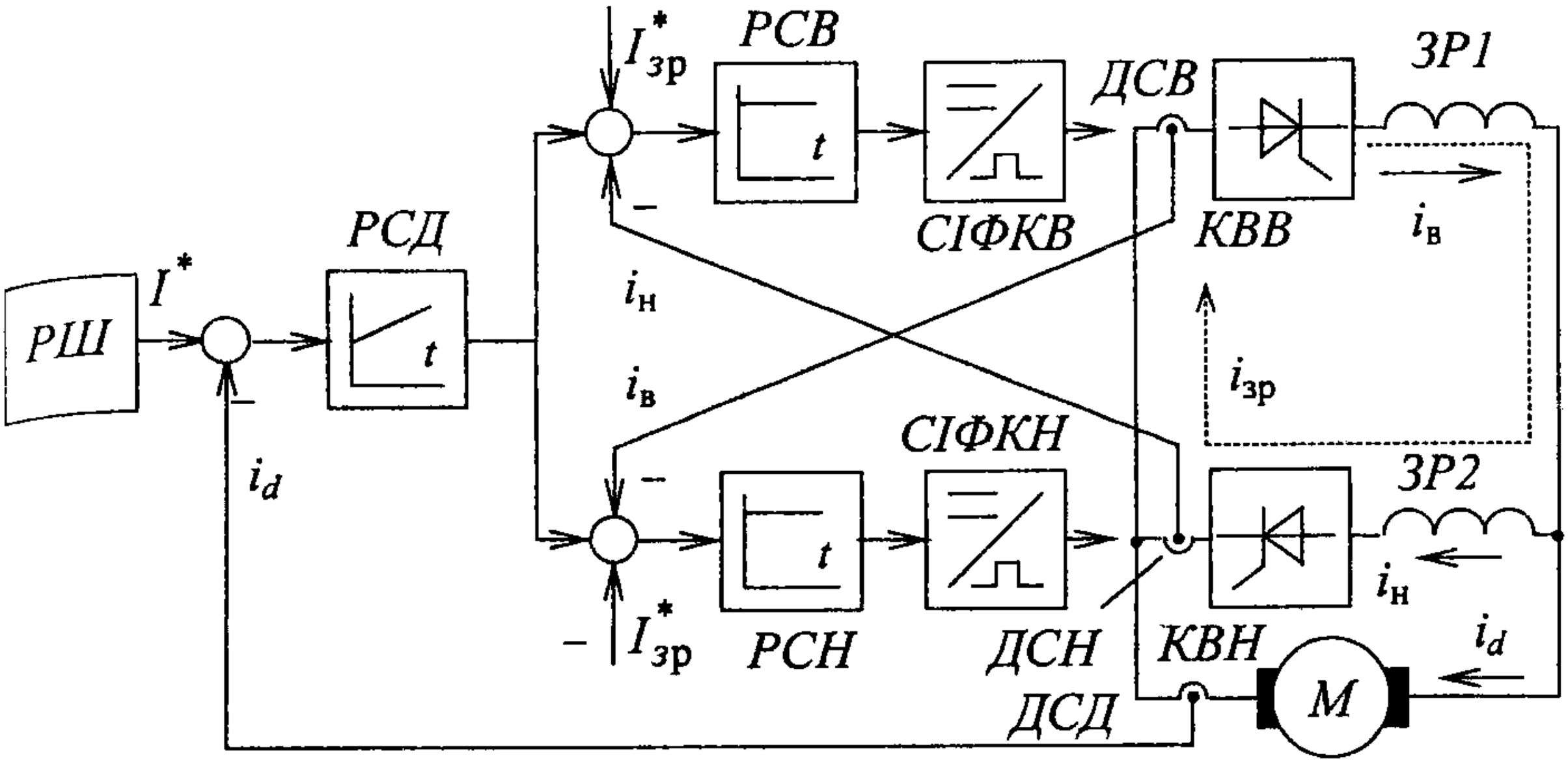



Рис. 4.12. Система регулювання струму з перехресними зв'язками

В усталеному режимі після введення перехресних зв'язків та завдань на зрівняльний струм сумарний сигнал на вході регулятора РСВ та кут $\alpha_в$ практично не змінюються, оскільки струм комплекту КВН $i_н = i_{зр}$ малий. До входу регулятора РСН, проте, надходить сигнал зворотного зв'язку, набагато більший, ніж до РСВ, адже струм комплекту КВВ $i_в = i_d + i_{зр}$. Це робить вихідний сигнал РСН ще негативнішим, а кут керування $\alpha_н$ ще більшим, ніж за рівнянням (4.1). Тому $\alpha_н < 2\alpha_п - \alpha_в$ і випрямляч працює в непогодженому режимі. При досить великому навантаженні двигуна комплект КВН може навіть зовсім закритися, і зрівняльний струм зникне.

Подібне обмеження зрівняльних струмів дає можливість зменшити індуктивність зрівняльних реакторів або обійтися двома ненасичуваними реакторами.

### 4.3. Струкурні особливості реверсивних електроприводів з роздільним керуванням

Електроприводи з реверсом поля хоча й дешевші, але мають невелику швидкодію та несприятливі електромагнітні процеси при малих потоках. Тому в більшості реверсивних комплектних електроприводів здіснюють реверс через якір, а їх системи роздільного керування переважно позиційного типу. Структура системи роздільного керування залежить від способу визначення завдання на знак струму якоря та типу датчика струму. Наявність або відсутність датчика нуля струму (датчика стану вентилів) позначається лише на алгоритмі роботи логічного перемикального пристрою (ЛПП).

Нижче розглянуто три типові варіанти структур, які використовують у реальних КЕП. У найпростішій з них (рис. 4.13) перемикання комплектів ви-

прямляча здійснюється в функції знака вихідного сигналу регулятора швидкості, тобто завдання на знак струму

$$i_S = sign U_{\text{рш}}.$$

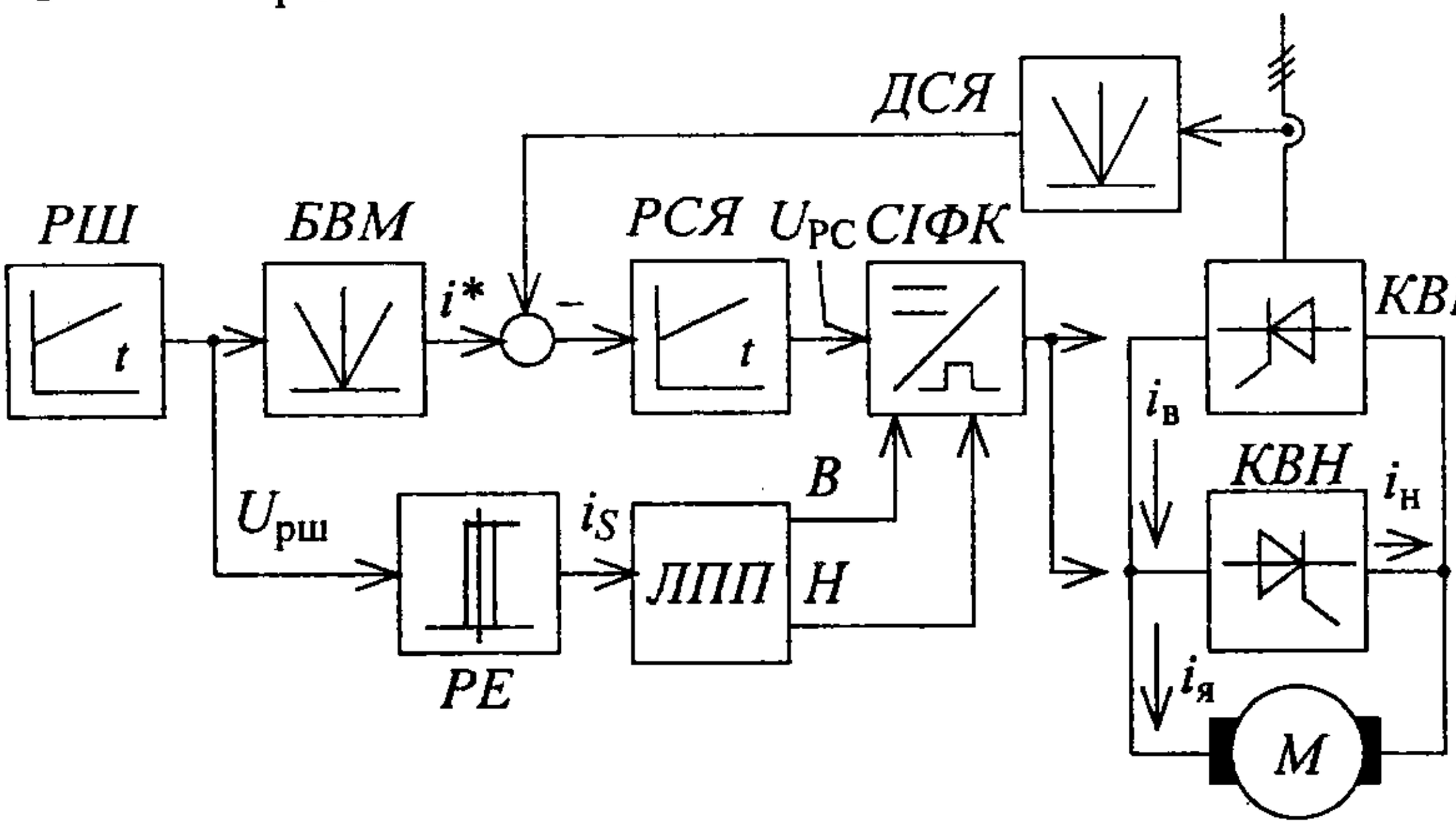



Рис. 4.13. Система без перемикачів характеристик (зі знакопостійним завданням на струм)

Релейний елемент РЕ (компаратор), який визначає завдання на знак струму, може бути з невеликим гістерезисом для запобігання помилкових перемикань у режимі переривистого струму. У системі використано незнакочутливий (трансформаторний) датчик струму ДСЯ, тому полярність сигналу зворотного зв'язку незмінна. Щоб забезпечити незмінну полярність завдання на струм, між регуляторами швидкості РШ та струму РСЯ ввімкнено блок виділення модуля БВМ. Завдяки цьому в усталеному режимі незмінна і полярність вихідного сигналу регулятора струму, а реверс струму забезпечується перемиканням вентильних комплектів.

Розглянемо процес перемикання вентильних комплектів з КВВ на КВН (рис. 4.14). Одразу після реверса вихідного сигналу РШ знімається дозвіл на роботу комплекту КВВ (В=0), блокується робота СІФК, і струм якоря знижується. Одночасно починається відлік витримки часу ЛПП. Ця витримка повинна перевищувати найбільшу можливу тривалість зникнення струму ( $\tau > \Delta t_1$ ). Після закінчення витримки дозволяється робота комплекту КВН (Н=1), і струм якоря зростає в протилежному напрямку.

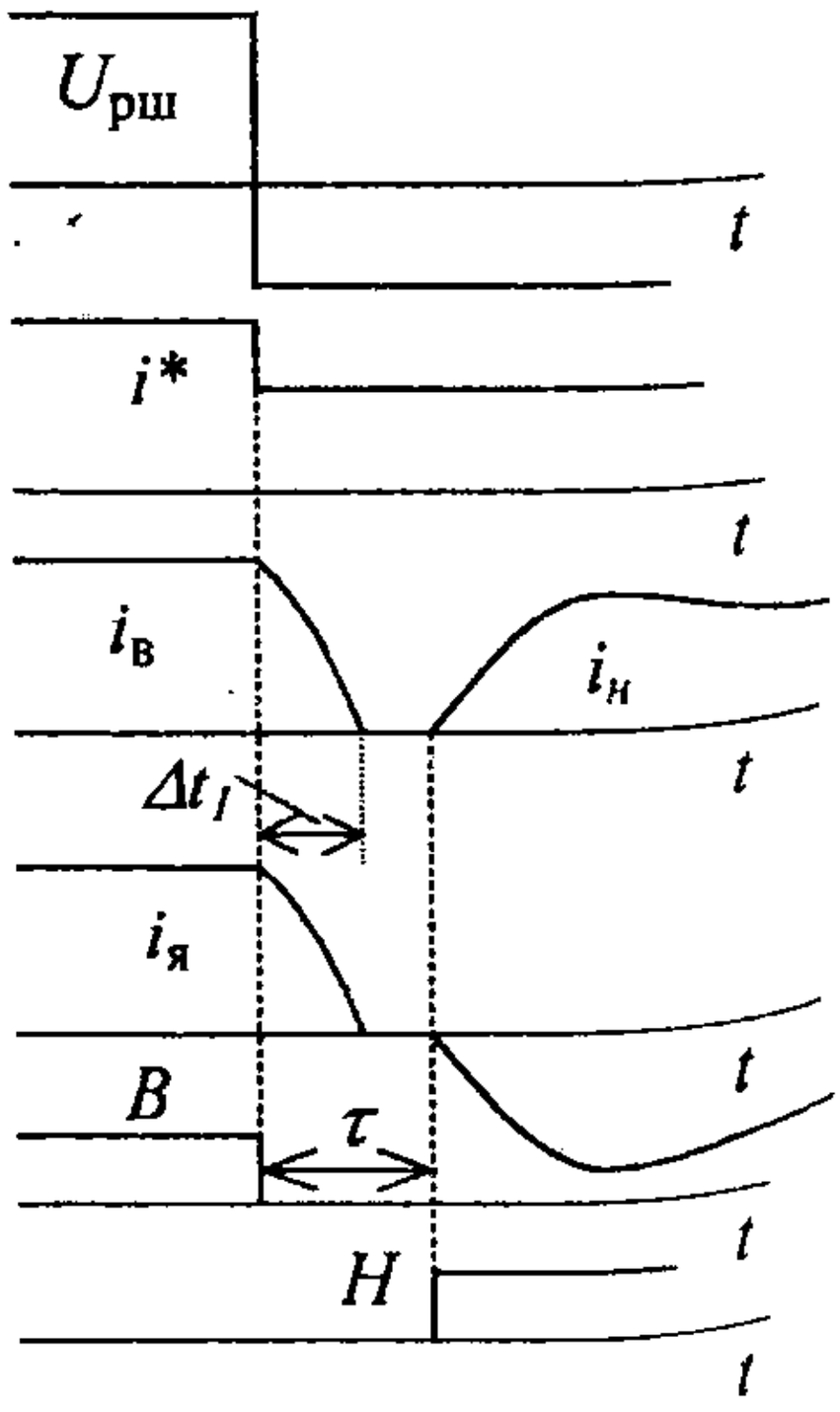



Рис. 4.14. Реверс струму в системі рис. 4.13

У системі рис. 4.15 знакочутливий датчик струму побудований з використанням шунта в колі якоря. Тому й завдання на струм може бути знако-

змінним. До входу релейного елемента РЕ подаються вихідні сигнали обох регуляторів. Напруга РСЯ виконує роль зміщення РЕ. Її знак завжди збігається зі знаком напруги РШ перед реверсом завдання на струм. Тому зміна вихідного сигналу РЕ і зняття сигналу дозволу на роботу вентильного комплекту завжди відбувається з деякою затримкою $\Delta$ порівняно зі схемою рис. 4.13. Протягом цієї затримки завдання на струм негативне, РСЯ продовжує зниження напруги на якорі, від чого струм спадає інтенсивніше, ніж у схемі рис. 4.13.

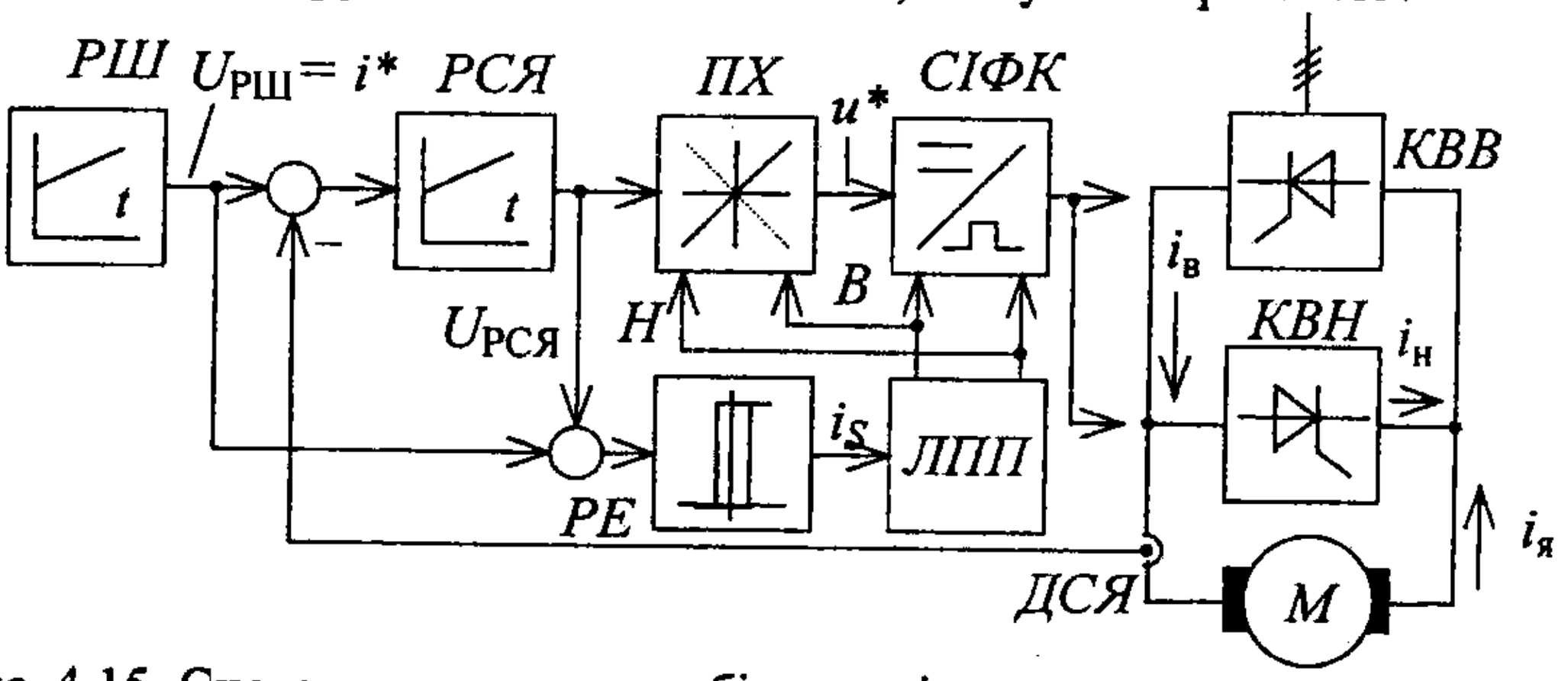



Рис. 4.15. Система з контролем збігу знаків завдань на струм та напругу

Система, зображена на рис. 4.17, – найбільш поширена. Наявність у ній трансформаторного датчика струму потребує однополярного завдання на струм, проте використання ПХ замість БВМ (рис. 4.13) забезпечує короткочасний реверс завдання на струм перед перемиканням комплектів та прискорення зниження струму. Схема має високу швидкодію, оскільки процес зникнення струму контрольований датчиком стану вентилів ДСВ, і потреби в великій витримці часу при перемиканні немає.

На рис. 4.18 зображені процеси в цій системі при переході струму якоря з КВВ до КВН.

Одразу після реверса сигналу РШ комплект КВВ переводиться до інверторного режиму і його струм інтенсивно знижується. Дозвіл на роботу КВВ знімається тільки після того, як струм зникне, а від датчика стану вентилів до ЛПП надійде логічний нуль. Робота комплекту КВН дозволяється після витримки часу $\tau$. Оскільки відлік витримки часу починається лише після зникнення струму, ця витримка набагато менша, ніж в обох попередніх схемах.

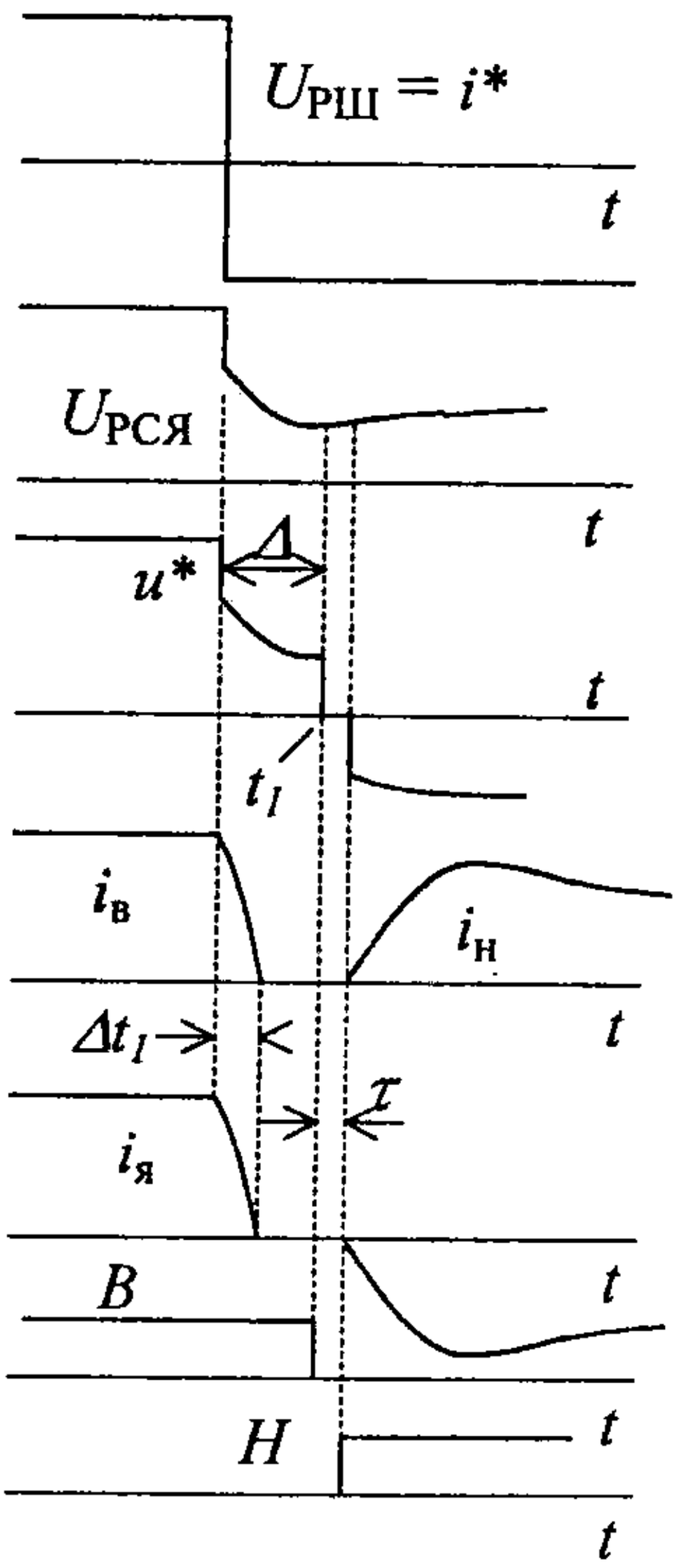



Рис. 4.16. Реверс струму в системі рис. 4.15

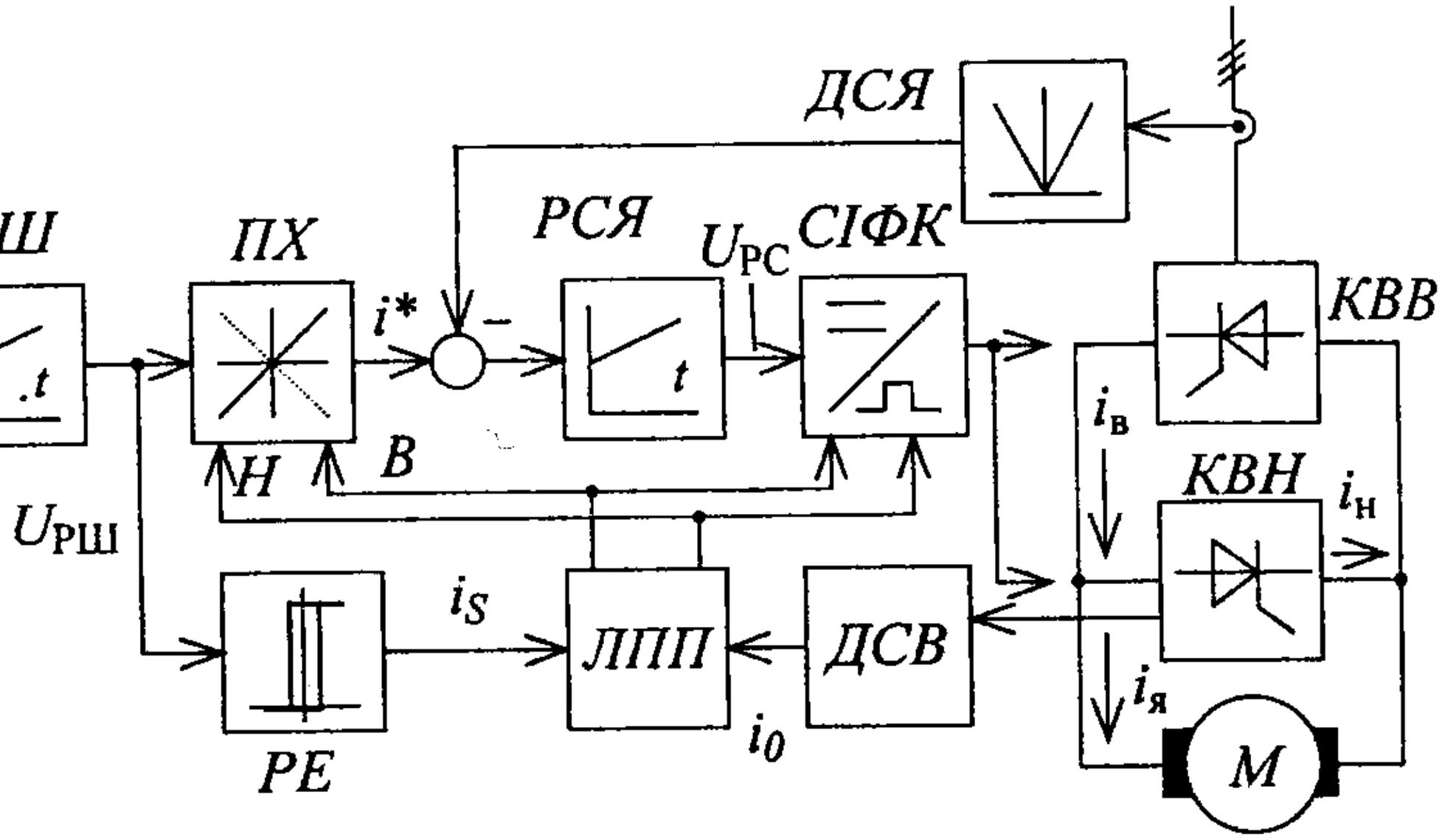



Рис. 4.17. Система з датчиком стану вентилів

### 4.4. Особливості двозонних електроприводів

Двозонні електроприводи застосовують насамперед у тих механізмах, статичний момент яких зі зростанням швидкості знижується (механізми обертання шпинделя металорізальних верстатів, деякі прокатні стани, перемотувальні механізми тощо), оскільки допустимий момент електричного двигуна з послабленням поля також знижується. Це дає змогу порівняно з однозонними приводами повніше використати потужність двигуна.

У комплектних електроприводах використовують лише системи залежного (від напруги якоря або його ЕРС) послаблення поля. Вони звичайно побудовані як двоконтурні (з підпорядкованим контуром струму збудження чи потоку) або одноконтурні з перемиканням зворотних зв'язків. Для забезпечення незмінної якості перехідних процесів у процесі послаблення поля здійснюється адаптація регуляторів швидкості та ЕРС.

***Двоконтурна система послаблення поля*** в функції ЕРС з внутрішнім контуром потоку і адаптацією регуляторів швидкості та ЕРС (рис. 4.19) має найкращі динамічні показники. Вона складається з двох взаємопов'язаних каналів: каналу керування колом якоря (регулятори швидкості РШ та струму якоря РСЯ з перетворювачем кола якоря ПЯ) і каналу регулювання колом збудження (регулятори ЕРС РЕ та потоку РФ з перетворювачем кола збудження ПЗ).

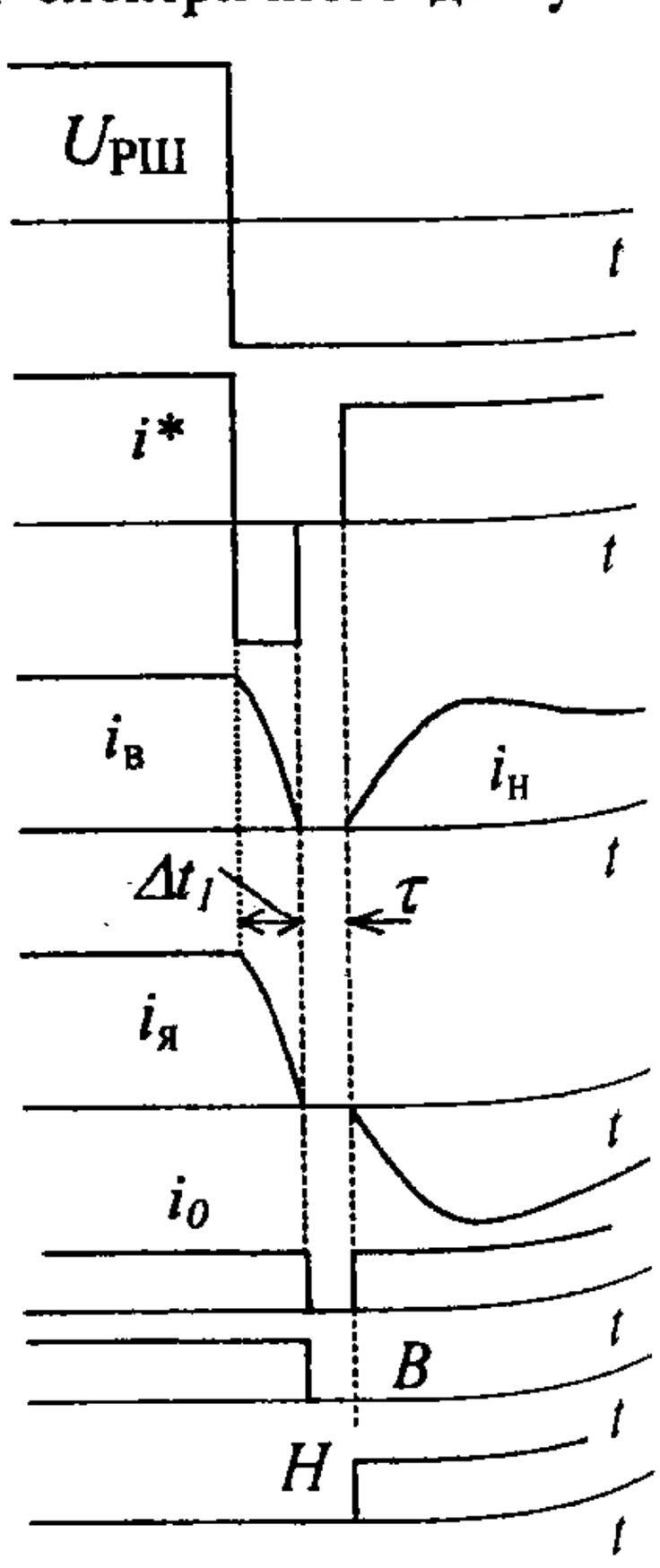



Рис. 4.18. Процеси в системі рис. 4.17

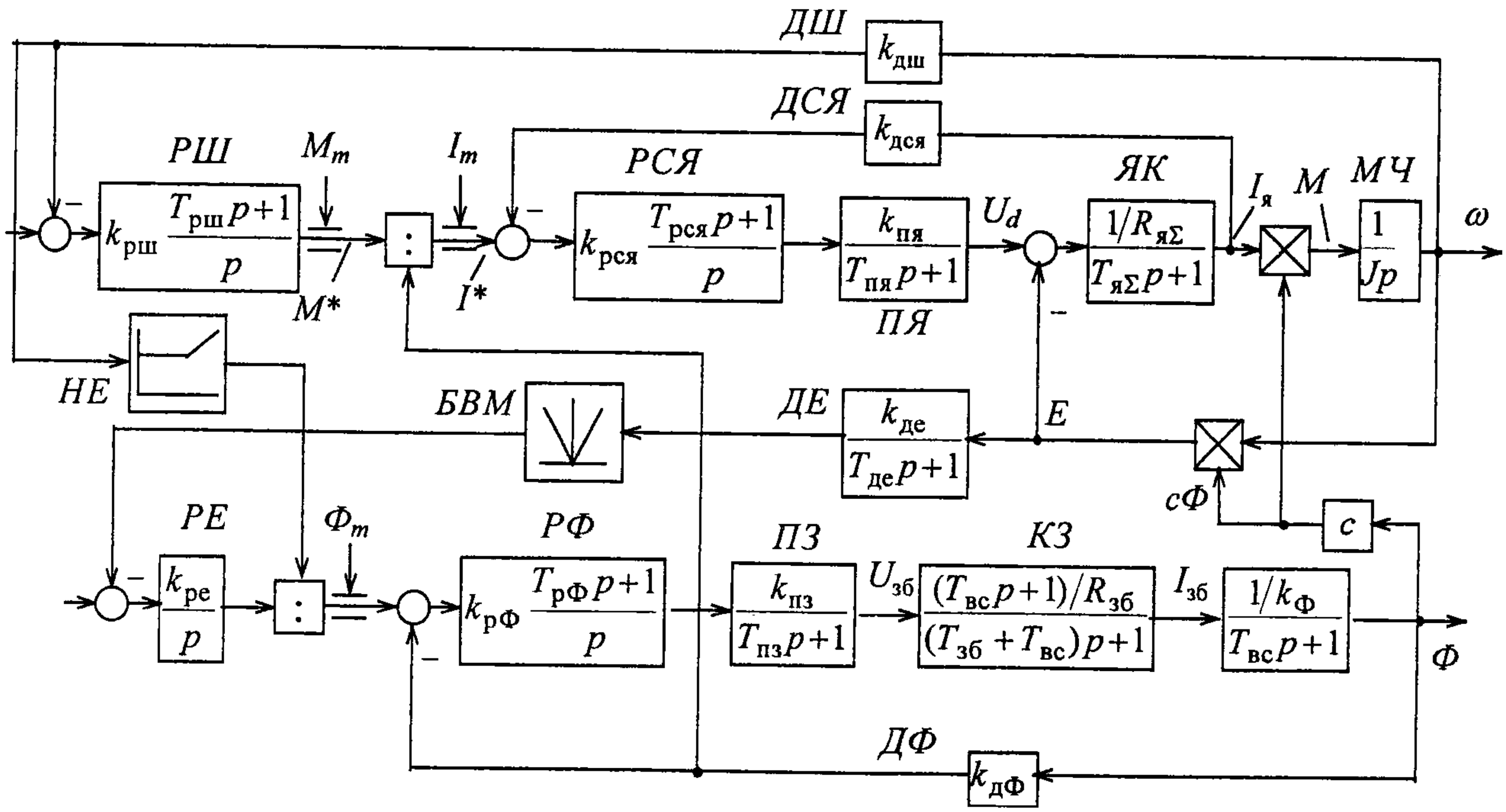



Рис. 4.19. Двозонна САР швидкості з двоконтурною системою послаблення поля в функції ЕРС, внутрішнім контуром потоку і адаптацією регуляторів швидкості та ЕРС

Блок ділення в контурі швидкості перетворює вихідний сигнал РШ (завдання на момент $M^*$) на завдання на струм якоря ($I_я^* = M^*/c\Phi$). Необхідність операції ділення в регуляторі обумовлена наявністю операції множення в його об'єкті керування ($M = c\Phi I_я$). Подібно блок ділення на виході регулятора ЕРС компенсує нелінійність в об'єкті його керування (множення $E = c\Phi\omega$). Реалізацію датчиків ЕРС ДЕ та потоку ДФ розглянуто в пп. 3.2 та 3.3. Обмеження максимального моменту в двозонних САР з адаптацією відбувається шляхом обмеження вихідного сигналу РШ, максимального струму та потоку – на входах відповідних регуляторів. Нелінійний елемент НЕ забезпечує коректність роботи блока ділення за малих швидкостей.

У першій зоні сигнал датчика ЕРС менший від завдання на ЕРС і регулятор ЕРС насичений (рівень насичення відповідає номінальному потоку). Це завдання на номінальний потік і відпрацьовується регулятором потоку. Регулювання швидкості здійснюється зміною напруги на якорі при незмінному потоці за допомогою регуляторів швидкості та струму якоря.

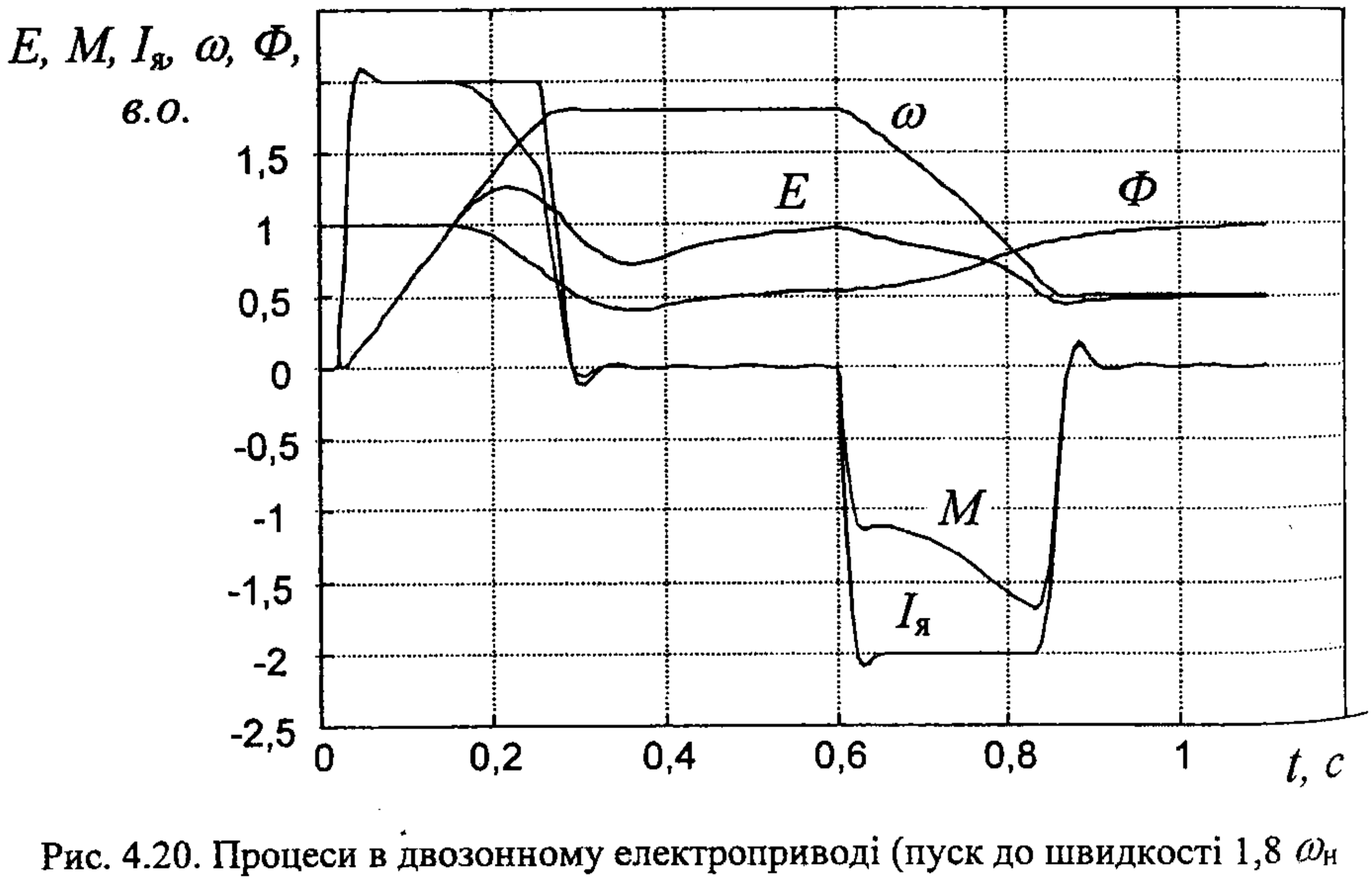



Рис. 4.20. Процеси в двозонному електроприводі (пуск до швидкості 1,8 $\omega_н$ з наступним гальмуванням до швидкості 0,5 $\omega_н$)

Якщо задана швидкість (як на рис. 4.20) перевищує номінальну, на вході регулятора швидкості присутня позитивна похибка регулювання, що викликає збільшення завдання на струм, вихідного сигналу РСЯ та вихідної напруги $U_d$ якірного перетворювача (тобто канал керування колом якоря намагається підняти швидкість збільшенням напруги на якорі понад номінальну). Та як тільки швидкість перевищить номінальну, а ЕРС якоря задану (яка дорівнює ЕРС при номінальних швидкості та потоці), регулятор ЕРС вийде з насичення, і

завдання на потік почне зменшуватися. Темп зростання якірної напруги та ЕРС зменшиться, оскільки тепер швидкість зростатиме вже і з причини послаблення поля. Унаслідок більшої інерційності каналу збудження деякий час після досягнення номінальної швидкості канал якоря підвищуватиме якірну напругу. Тому в момент переходу до другої зони завжди спостерігається перерегулювання за напругою та ЕРС (тим більше, чим менша швидкодія каналу збудження). Регулятор ЕРС, зменшуючи завдання на потік, поступово перебирає на себе функцію регулювання швидкості, і після досягнення заданої швидкості зникає похибка її регулювання, регулятор швидкості перестає збільшувати завдання на струм якоря та якірну напругу. Оскільки на цей момент ЕРС поки що трохи перевищує номінальну, деякий час потік зменшуватиметься, що призведе до перерегулювання за швидкістю, зміни знака похибки її регулювання та повернення напруги на якорі до номінального значення. Надалі усталене значення потоку визначатиметься завданням на швидкість. У процесі пуску та гальмування з незмінним завданням на струм якоря в другій зоні пропорційність між цим струмом та моментом порушується через зміну потоку (рис. 4.20).

Об'єкт керування ***регулятора потоку*** за структурою подібний до такого в контурі струму якоря. Тому РФ завжди пропорційно-інтегральний, синтезований за модульним оптимумом. Під час синтезу РФ слід мати на увазі, що завдяки насиченню магнітопроводу коефіцієнт передачі каналу $I_{зб} \to \Phi$, а також сталі часу кола збудження $T_{зб}$, $T_{вс}$ з послабленням потоку зростають. При цьому перехідний процес в контурі стає більш коливним [7]. Тому сталу часу регулятора потоку треба вибирати за сталою часу об'єкта

$$T_{рФ} = T_{зб} + T_{вс},$$

яка відповідає мінімальному потоку [3]. Коли зі збільшенням потоку зменшуватимуться сталі часу $T_{зб}$, $T_{вс}$, стійкість замкненого контуру зростатиме.

Крім того, коефіцієнт передачі регулятора, хоча й вибирається за параметрами при номінальному потоці, настроюється на аперіодичний характер перехідного процесу [3]:

$$k_{рФ} = \frac{k_Ф R_{зб}}{a_Ф T_{пз} k_{пз} k_{дФ}},$$

де $k_Ф$ – коефіцієнт пропорційності між струмом збудження та потоком при $\Phi = \Phi_н$; $a_Ф \geq 4$ – налагоджувальний коефіцієнт.

Звичайно, швидкодія при цьому погіршиться.

Якщо коефіцієнт $k_Ф$ окремо невідомий, можна розрахувати співвідношення для номінального струму збудження:

$$\frac{k_{дФ}}{k_Ф} = \frac{U_{дФн}}{I_{збн}},$$

де $U_{дФн}$ – напруга датчика потоку при $\Phi = \Phi_н$ (звичайно близько 10 В).

Завдяки тому, що нелінійність та основна інерційність залишились усередині замкненого контуру потоку, об'єкт керування ***регулятора ЕРС*** дуже простий:

$$W_{0E}(p)=\frac{k_{д}}{U_{дшн}}\frac{c\omega/k_{дФ}}{T_{кФ}p+1}\frac{k_{де}}{T_{де}p+1},$$

де $T_{кФ}=a_{Ф}T_{пз}$ – стала часу замкненого контуру потоку; $U_{дшн}$ – вихідна напруга ДШ за номінальної швидкості; $k_{д}$ – коефіцієнт передачі блока ділення.

Коефіцієнт підсилення регулятора ЕРС

$$k_{ре}=\frac{U_{дшн}k_{дФ}}{a_{E}T_{\mu e}k_{де}c\omega_{н}k_{д}}=\frac{U_{дшн}U_{дФн}}{a_{E}T_{\mu e}U_{ден}k_{д}}, \qquad (4.2)$$

де $a_{E}$=2...3; $U_{ден}$ – вихідна напруга датчика ЕРС за номінальної швидкості.

У випадку, коли стала часу датчика ЕРС близька до сталої часу контуру потоку, їх обох відносять до некомпенсованих ($T_{\mu e}=T_{кФ}+T_{де}$), а регулятор ЕРС виконують інтегральним. Якщо одна з них набагато менша (а це буває далеко не завжди), її вважають некомпенсованою, а регулятор повинен бути пропорційно-інтегральним. Коефіцієнт підсилення РЕ вибирають за тією ж формулою (4.2), але виходячи з однієї (меншої) сталої часу об'єкта. Стала ж часу регулятора $T_{ре}$ повинна дорівнювати більшій з них. САР з ПІ-регулятором ЕРС внаслідок більшого коефіцієнта підсилення РЕ може бути швидкодійнішою.

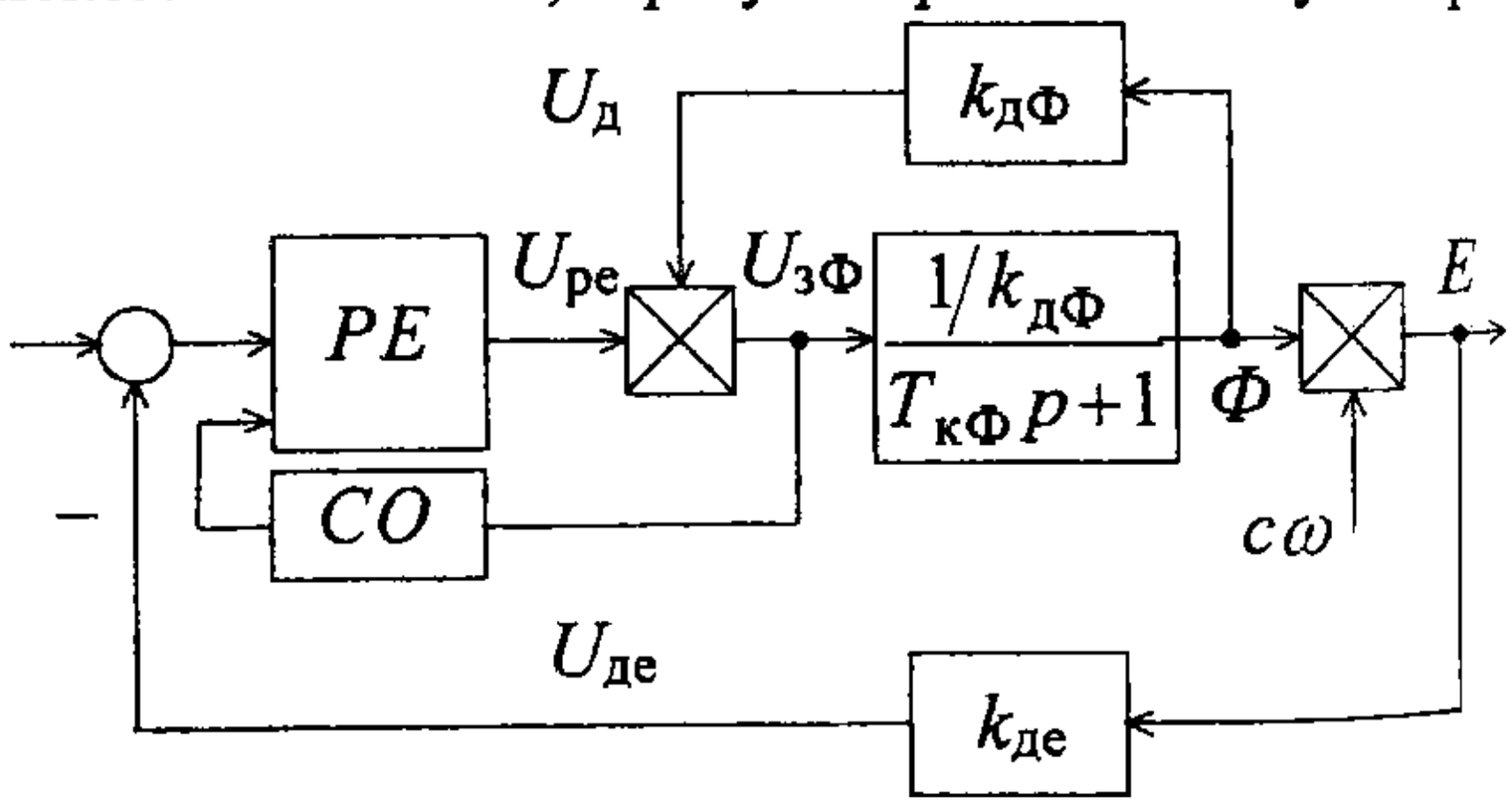



Рис. 4.21. Адаптація регулятора ЕРС (варіант 2)

Адаптацію РЕ можна реалізувати й іншим способом, ніж на рис. 4.19, якщо замість ділення на швидкість використати множення на сигнал датчика потоку (рис. 4.21). Потреби в нелінійній ланці НЛ у цьому разі не буде, оскільки в першій зоні адаптуючий сигнал $U_{дФ}$ незмінний.

Коефіцієнт передачі об'єкта керування регулятора ЕРС при цьому:

$$K_{o}=\frac{U_{де}}{U_{ре}}=\frac{c\omega\Phi k_{де}}{U_{ре}}=\frac{c\omega U_{зФ}k_{де}}{k_{дФ}U_{ре}}=\frac{c\omega k_{м}U_{ре}U_{дФ}k_{де}}{k_{дФ}U_{ре}}=U_{ден}k_{м},$$

де $k_{м}<1$ – коефіцієнт передачі блока множення.

Тоді

$$k_{ре}=\frac{1}{a_{E}T_{\mu e}k_{м}U_{ден}}.$$

Схема обмеження завдання на потік СО повинна охоплювати не тільки сам регулятор ЕРС, а й блок множення.

Якщо замість регулятора потоку використовують ***ПІ-регулятор струму збудження***, передавальна функція його об'єкта керування

$$W_{0\text{рсз}}(p)=\frac{(T_{\text{вс}}p+1)/R_{\text{зб}}}{(T_{\text{зб}}+T_{\text{вс}})p+1}k_{\text{дсз}},$$

а передавальна характеристика замкненого контуру (за умови $T_{\text{рсз}}=T_{\text{зб}}+T_{\text{вс}}$)

$$W_{\text{ксз}}(p)=\frac{(T_{\text{вс}}p+1)/k_{\text{дсз}}}{\dfrac{R_{\text{зб}}T_{\text{пз}}}{k_{\text{рсз}}k_{\text{дсз}}k_{\text{пз}}}p^2+\left(\dfrac{R_{\text{зб}}}{k_{\text{рсз}}k_{\text{дсз}}k_{\text{пз}}}+T_{\text{вс}}\right)p+1}.$$

Як видно, вихрові струми збільшують інерційність контуру струму порівняно з контуром потоку (див. коефіцієнт у знаменнику біля $p$). Крім того, нелінійність, обумовлена насиченням магнітопроводу, опиняється за межами контуру струму збудження і утруднює адаптацію РЕ до зміни швидкості у другій зоні. Тому регулятор струму збудження використовують лише в разі невисоких вимог до точності та швидкодії або при керуванні двигунами з шихтованою станиною і малими внаслідок цього вихровими струмами.

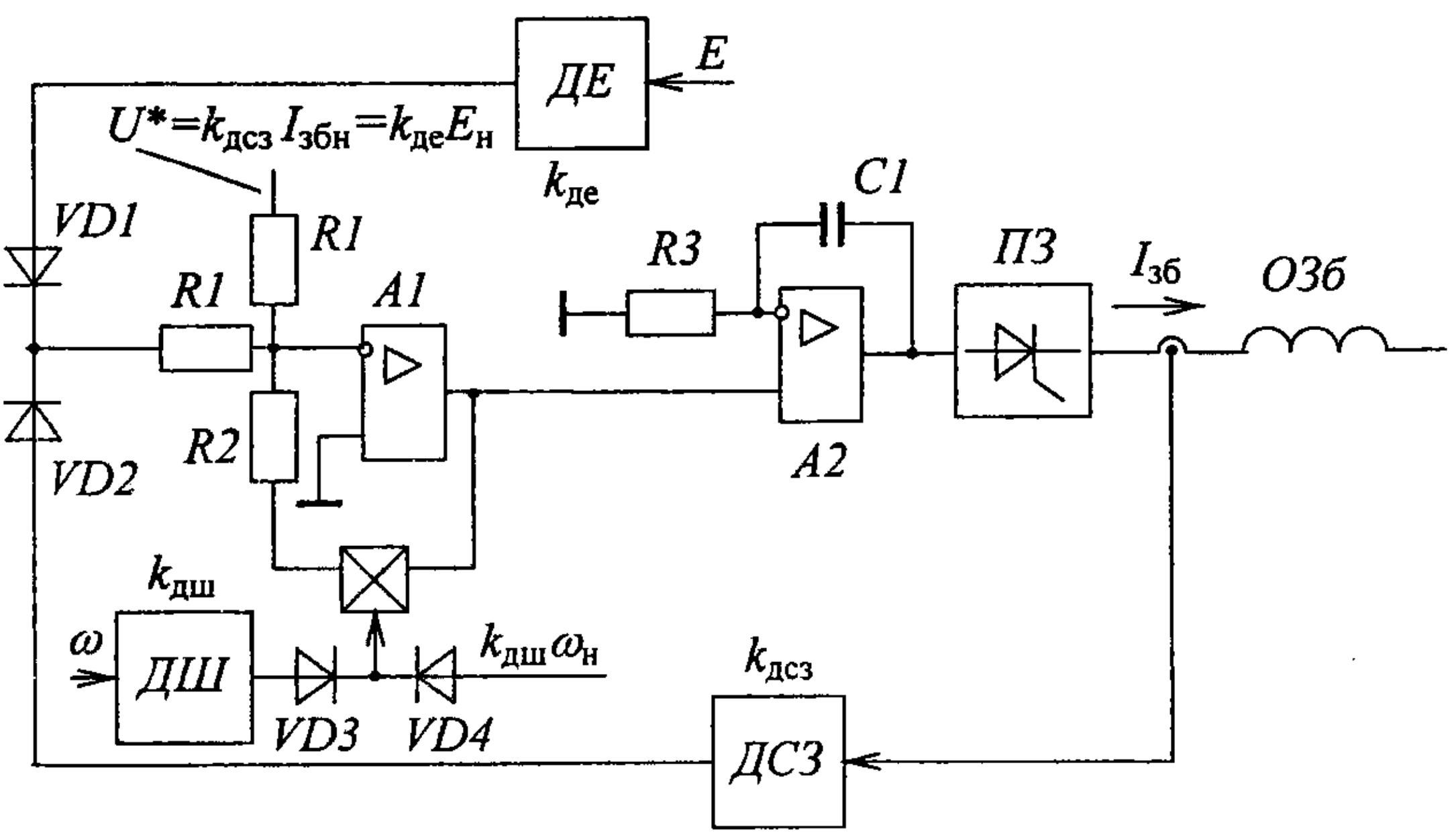



Рис. 4.22. Одноконтурний канал керування колом збудження з перемиканням зворотних зв'язків

Можливість виконання системи послаблення поля ***одноконтурною*** обумовлена наявністю в колі збудження лише однієї великої сталої часу $T_{\text{зб}}+T_{\text{вс}}$. В одноконтурній системі відбувається перемикання зворотних зв'язків за струмом збудження та ЕРС (напругою). На рис. 4.22 зображена принципова схема одного з варіантів такої системи [3]. Канал керування колом якоря на схемі не показаний (він нічим не різниться від зображеного на рис. 4.19). За допомогою

підсилювача А1 реалізовані функції визначення та підсилення похибки регулювання, а також адаптації регулятора ЕРС. До його входу подано сигнали обох датчиків (ДСЗ та ДЕ) та незмінне завдання $U^*$. Коефіцієнти передачі датчиків $k_{де}$ та $k_{дсз}$ підібрані так, щоб при номінальних ЕРС та струмі збудження їх вихідні сигнали дорівнювали один одному і одночасно сигналу завдання.

У першій зоні, коли ЕРС менша номінальної, діод *VD1* закритий і регулятор А2 стабілізує номінальний струм збудження згідно із завданням. Коли регулятор швидкості збільшить швидкість настільки, що ЕРС перевищить номінальну, із зростанням сигналу ДЕ закриється *VD2* та відкриється *VD1*. Регулятор А2, відпрацювавши збільшений сигнал зворотного зв'язку, зменшить струм збудження, перебравши на себе підвищення швидкості. Отже, регулятор А2 з регулятора струму збудження, яким він був у першій зоні, у другій зоні перетвориться на регулятор ЕРС, яку він у процесі послаблення поля і стабілізує.

Блок множення в каналі зворотного зв'язку підсилювача А1 забезпечує ділення керуючого сигналу на сигнал, пропорційний швидкості. Завдяки діодам *VD3* та *VD4* в першій зоні дільником є номінальна швидкість, у другій – поточна.

Інший варіант одноконтурної системи зображений на рис. 4.23. Підсилювач А1 виконує роль регулятора струму збудження. До бази транзистора *VT1* подані негативний сигнал завдання на ЕРС та сигнал зворотного зв'язку за ЕРС. У першій зоні завдяки більшій за модулем напрузі завдання транзистор закритий, і ніщо не заважає регуляторові струму збудження підтримувати струм на номінальному рівні. Після перевищення електрорушійною силою номінального рівня транзистор відкривається, шунтуючи вихід РСЗ, вводячи його до насичення і зменшуючи завдання на напругу збудження. Надалі збільшення швидкості відбувається саме шляхом подальшого транзистора та зменшення вихідної напруги РСЗ. Таким чином, транзистор у другій зоні здійснює функції регулятора ЕРС.

Контур потоку (замість контуру струму збудження) в одноконтурній системі не потрібен, оскільки існуватиме тільки в першій зоні, коли струм незмінний. З тієї ж причини параметри регулятора повинні визначатися завданням регулювання ЕРС у другій зоні. Отже, зі структурної схеми одноконтурної системи (рис. 4.24) випливає, що в другій зоні регулятор ЕРС повинен бути пропорційно-інтегральним зі сталою часу

$$T_{ре} = T_{зб} + T_{вс},$$

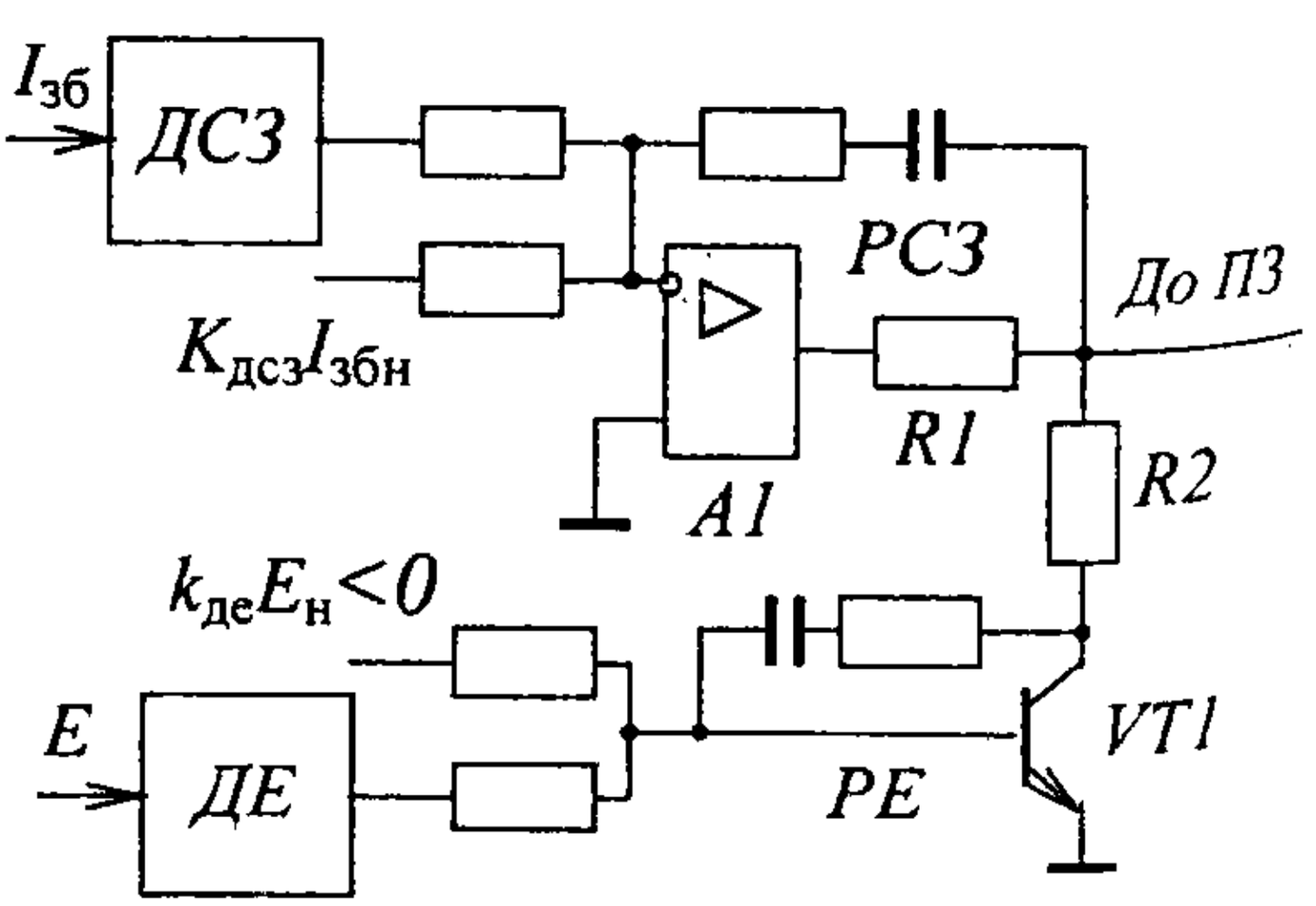



Рис. 4.23. Одноконтурна система керування каналом збудження з насиченням регулятора струму збудження

яка визначена при $\Phi = \Phi_{min}$, та коефіцієнтом підсилення

$$k_{\text{ре}} = \frac{R_{\text{зб}} k_{\Phi} U_{\text{дшн}} k_{\text{д}}}{a_E (T_{\text{пз}} + T_{\text{де}}) k_{\text{пз}} k_{\text{де}} c \omega_{\text{н}}} = \frac{R_{\text{зб}} I_{\text{збн}} U_{\text{дшн}} k_{\text{д}}}{a_E (T_{\text{пз}} + T_{\text{де}}) k_{\text{пз}} U_{\text{ден}}},$$

де параметр $k_{\Phi}$ відповідає номінальному потоку.

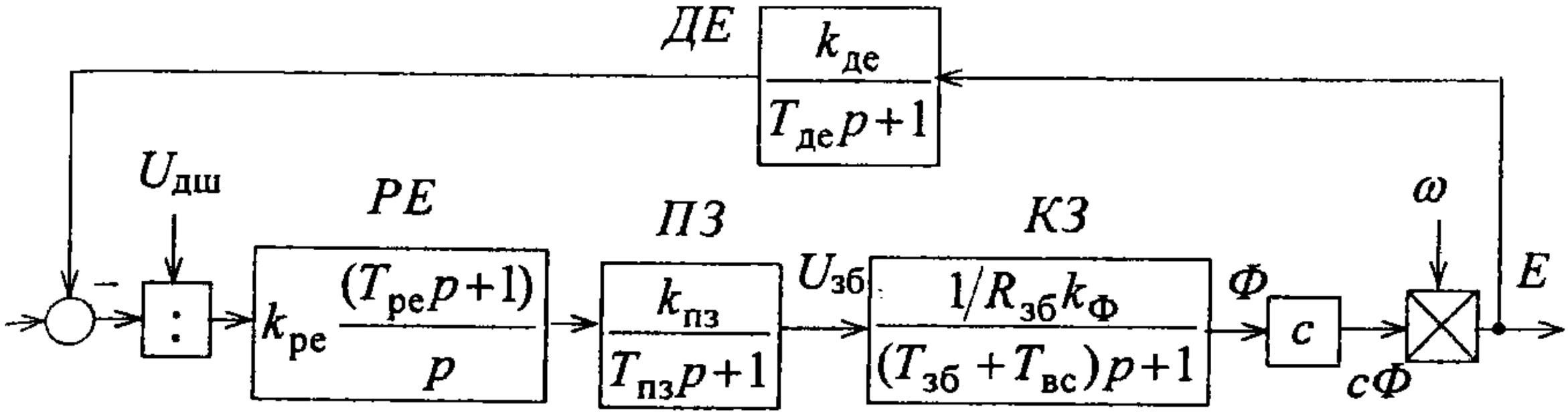



Рис. 4.24. Структурна схема одноконтурної системи керування колом збудження для другої зони

Одноконтурна система керування колом збудження простіша та має приблизно таку ж швидкодію, що й двоконтурна. Вона є досить розповсюдженою, однак її використання в електроприводах з двома двигунами та автоматичним розподіленням навантаження шляхом зміни потоку потребує ускладнення схеми.

У деяких електроприводах замість контуру ЕРС використовують контур напруги якоря (тобто послаблення поля здійснюється в функції напруги). Це дає можливість відмовитися від датчика ЕРС, але погіршує динаміку. Коли дещо перетворити схему рис. 4.19 з урахуванням використання датчика напруги, отримаємо схему рис. 4.25. З неї виходить, що між виходом ПЯ та входом ЯК з'явився канал з передавальною функцією

$$W_1(p) = \frac{E(p)}{U_d(p)} = \frac{k_{\text{рн}}}{p} \frac{k_{\text{дня}} k_{\text{пз}} c \omega}{R_{\text{зб}} k_{\Phi}},$$

через який система керування збудженням впливає на процеси в контурі струму якоря.

З урахуванням того, що $T_{\text{рн}} = T_{\text{зб}} + T_{\text{вс}}$, а

$$k_{\text{рн}} = \frac{R_{\text{зб}} k_{\Phi}}{a_{\text{н}} T_{\text{пз}} k_{\text{пз}} k_{\text{дня}} c \omega},$$

матимемо

$$W_1(p) = \frac{1}{a_{\text{н}} T_{\text{пз}} p}.$$

Поява подібного каналу в контурі струму якоря погіршує стійкість. Для запобігання цьому треба збільшувати $a_{\text{н}}$, зменшуючи цим і швидкодію контуру напруги.

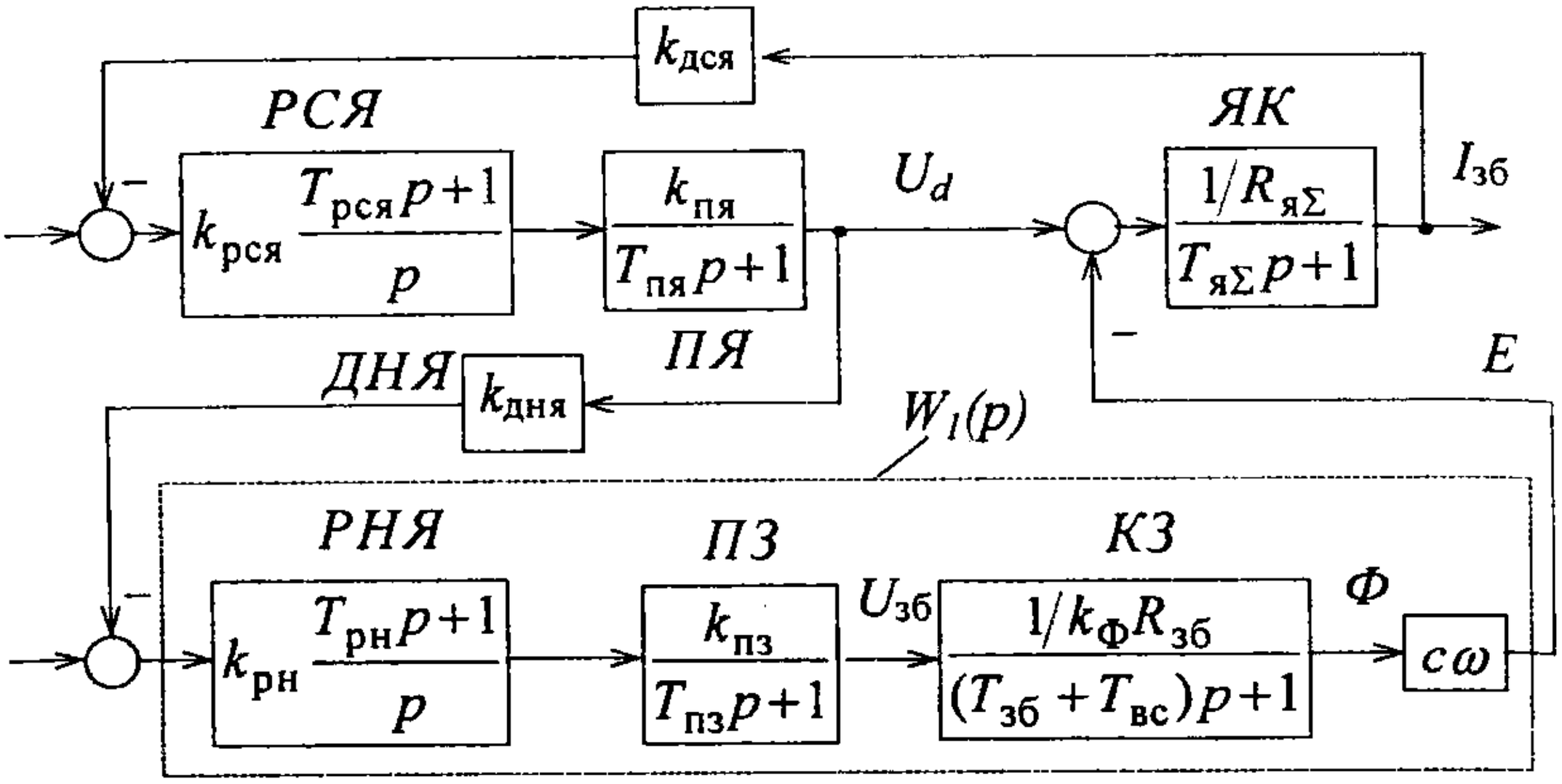



Рис. 4.25. До впливу каналу збудження на контур струму якоря

Електроприводи з невисокими вимогами до швидкодії не мають засобів адаптації регуляторів швидкості та ЕРС (напруги). Коефіцієнт підсилення РШ у цьому разі вибирається за номінальним потоком, а регулятора ЕРС – за максимальною швидкістю. Унаслідок цього в другій зоні завдяки зменшенню коефіцієнтів передачі об'єктів керування характер процесів повільнішає.

Обмотка збудження має досить велику інерцію. Тому для забезпечення потрібного темпу зростання потоку при гальмуванні із заданою похідною швидкості перетворювач обмотки збудження повинен мати можливість збільшення вихідної напруги понад номінальну (форсування напруги). Якщо виходити з того, що найбільшою напруга збудника повинна бути в момент переходу до першої зони, а ЕРС протягом гальмування незмінна, отримаємо таке значення коефіцієнта форсування [3]:

$$\beta = \frac{U_{d0}}{U_{збн}} = 1 + \frac{\varepsilon(T_{зб} + T_{вс})}{\omega_н},$$

де $U_{збн} = I_{збн} R_{зб}$ – номінальна напруга збудження; $\varepsilon = d\omega\ dt$ – темп зниження швидкості.

Необхідність форсування слід ураховувати при виборі силового перетворювача.

◆ ***Приклад 4.1. Розрахунок залежної системи послаблення поля.***

Розрахувати параметри двоконтурної системи регулювання ЕРС з підпорядкованим контуром потоку та адаптацією регулятора ЕРС згідно з рис. 4.21. Сталі часу: $T_{пз}$=0,005 с; $T_{де}$=0,0549 с; $T_{зб}$=1,87 с; $T_{вс}$=0,187 с. Коефіцієнт передачі збудника $k_{пз}$=20. Опір обмотки збудження $R_{зб}$=3,72 Ом. Коефіцієнт передачі блока множення $k_м = 0{,}5$. Максимально можливий сигнал завдання на потік, що заданий схемою обмеження, $U_{зФн}$=15 В. Завдання на ЕРС $U_{зе}$=15 В. Крива намагнічування наведена на рис. 3.25. Використати датчик потоку з прикладу 3.3. Принципова схема САР – на рис. 4.26.

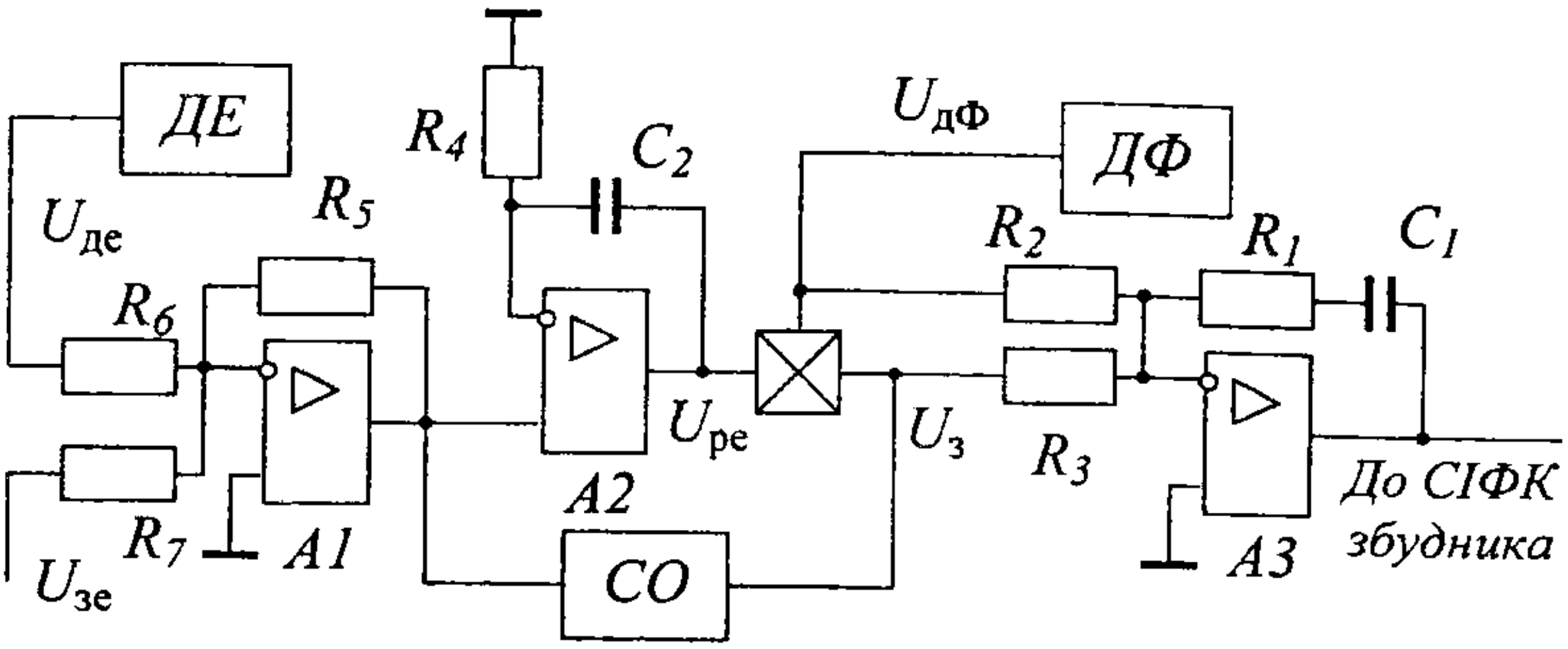



Рис. 4.26. Залежна система послаблення поля

Максимальні вихідні напруги датчиків ЕРС та потоку беремо на рівні $U_{ден} = U_{дФн} = 10$В.

Коефіцієнт передачі датчика потоку

$$k_{дФ} = \frac{U_{дФD}}{\Phi_D} = \frac{10}{0{,}15} = 66{,}67 \text{ В/Вб}.$$

Коефіцієнт пропорційності між струмом збудження та потоком у першій зоні

$$k_{Ф} = \frac{\Delta I_{зб}}{\Delta \Phi} = \frac{40-30}{0{,}15-0{,}12} = 333{,}3 \text{ А/Вб}.$$

Стала часу та коефіцієнт передачі регулятора потоку

$$T_{рФ} = T_{пз} + T_{вс} = 1{,}87 + 0{,}187 = 2{,}06 \text{ с};$$

$$k_{рФ} = \frac{k_{Ф} R_{зб}}{a_{Ф} T_{пз} k_{пз} k_{дФ}} = \frac{333{,}3 \cdot 3{,}72}{4 \cdot 0{,}005 \cdot 20 \cdot 66{,}67} = 46{,}5.$$

Оскільки стала часу збудника набагато менша сталої часу датчика ЕРС, то регулятор ЕРС повинен бути пропорційно-інтегральним зі сталою часу

$$T_{ре} = T_{де} = 0{,}0549 \text{ с}$$

та коефіцієнтом передачі

$$k_{ре} = \frac{1}{a_E T_{\mu e} k_{м} U_{ден}} = \frac{1}{2{,}5 \cdot 0{,}005 \cdot 0{,}5 \cdot 10} = 16,$$

де $T_{\mu e} = T_{пз} = 0{,}005$ с.

Якщо взяти $C_1 = 10$ мкФ; $C_2 = 1$ мкФ; $R_5 = 100$ кОм, то номінали решти елементів принципової схеми

$$R_1 = T_{рФ} / C_1 = 2{,}06 / 10^{-7} = 206 \text{ кОм};$$

$$R_3 = R_1 / k_{рФ} = 206 / 46{,}5 = 4{,}43 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{R_3 U_{дФн}}{U_{зФн}} = \frac{4{,}43 \cdot 10}{15} = 2{,}95 \text{ кОм};$$

$$R_4 = T_{\text{ре}}/C_2 = 0{,}0549/10^{-6} = 54{,}9 \text{ кОм};$$

$$R_7 = \frac{R_5}{k_{\text{ре}} R_4 C_2} = \frac{100}{16 \cdot 54{,}9 \cdot 10^{-6}} = 113{,}8 \text{ кОм};$$

$$R_6 = \frac{R_7 U_{\text{зе}}}{U_{\text{ден}}} = \frac{113{,}8 \cdot 15}{10} = 170{,}7 \text{ кОм}. \blacklozenge$$

### 4.5. Комплектні електроприводи КТЭ

Електроприводи постійного струму серії КТЭ призначені для використання в металургії та інших галузях промисловості. Вони – найпоширеніший різновид електроприводів вітчизняної металургійної промисловості. Діапазон вихідних потужностей – від 2,3 до 13125 кВт, номінальних струмів – від 10 до 12500 А, напруг – від 220 до 930 В. Окремий відрізок серії – тиристорні збудники для двигунів постійного струму (вихідна потужність від 2,3 до 1056 кВт, номінальна напруга 230, 460, 660 В, номінальний струм – від 100 до 1600 А). Основні якісні показники електроприводів подані в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

| Параметр | Значення |
|---|---|
| Діапазон регулювання швидкості, не менше | 100 |
| Точність регулювання швидкості, %, не менше | 1 |
| Те ж з прецизійним тахогенератором, %, не менше | 0,1 |
| Те ж з цифровою системою керування та цифровим датчиком швидкості, %, не менше | 0,01 |
| Тривалість реверса струму при ступінчастому завданні, мс, не більше | 30 |
| Тривалість безструмової паузи під час реверса струму, мс, не більше | 7 |
| Похибка регулювання струму в статичному режимі, %, не більше | 1 |
| Похибка регулювання динамічного струму під час пуску та гальмування, %, не більше | 3 |
| Коефіцієнт корисної дії (залежно від потужності), % | 96,5...98,3 |

Живлення КЕП здійснюється від мережі змінного струму частотою 50 Гц з номінальними напругами 0,38; 6; 10 кВ.

Серія КТЭ виділяється різноманітністю своїх складових за призначенням, структурою та функціональними можливостями.

Електроприводи КТЭ ***розрізняють***:

1. За можливістю та способом реверса:

- нереверсивні;
- реверсивні через обмотку якоря з однаковими номінальними струмами комплектів;

- реверсивні через обмотку якоря з різними номінальними струмами комплектів (призначені для нереверсивних механізмів, зміна напрямку струму в яких потрібна лише для нечастого рекуперативного гальмування);
- реверсивні через обмотку збудження.

2. За структурою САР:
   - однозонна САР швидкості зі стабілізацією струму збудження;
   - двозонна САР швидкості;
   - САР положення при однозонному регулюванні швидкості;
   - САР положення при двозонному регулюванні швидкості;
   - САР потужності;
   - спеціальні об'єктно-орієнтовані САР за замовленням.
3. За кількістю двигунів та способом їх живлення:
   - з одним двигуном;
   - з двома двигунами, які живляться від індивідуальних випрямлячів;
   - з двома двигунами, які живляться від спільного випрямляча;
   - з багатьма двигунами (до 20), які живляться від спільного випрямляча.
4. За способом зв'язку з живильною мережею:
   - з трансформатором;
   - з комутаційним реактором (лише до 1600 А).
5. За схемою випрямляча:
   - однофазна мостова (для кола збудження, до 25 А включно);
   - трифазна мостова (для кола збудження, понад 25 А; для кола якоря, до 4000А);
   - 12-пульсна з паралельним з'єднанням двох трифазних мостів зі зрівняльними реакторами (для кола якоря, 4000 А та більше).
6. За елементною базою системи керування (аналогові та цифрові).
7. За способом охолодження:
   - з природним повітряним охолодженням (до 200 А включно);
   - з водяним охолодженням (понад 4000 А);
   - з примусовим повітряним охолодженням (решта).

У найбільш потужних електроприводах серії випрямляч складається з двох паралельно з'єднаних трифазних мостів (рис. 4.27), які живляться від силового трансформатора з різними схемами з'єднання вторинних обмоток. Завдяки фазовому зсуву живильних напруг вихідні струми мостів $I_{d1}$ та $I_{d2}$ теж зсунені у часі на 30°. Це зменшує амплітуду та збільшує частоту пульсацій струму навантаження $I_d$, а також дає змогу використати тиристори з удвічі меншим номінальним струмом. Реактори $L1$ та $L2$ обмежують зрівняльний струм, який виникає між мостами через нерівність їх миттєвих напруг. У разі необхідності кожен з мостів рис. 4.27 може бути реверсивним.

Системи автоматичного регулювання швидкості, ЕРС та напруги – двоконтурні, з підпорядкованим регулюванням струму. Функціональна схема дво-

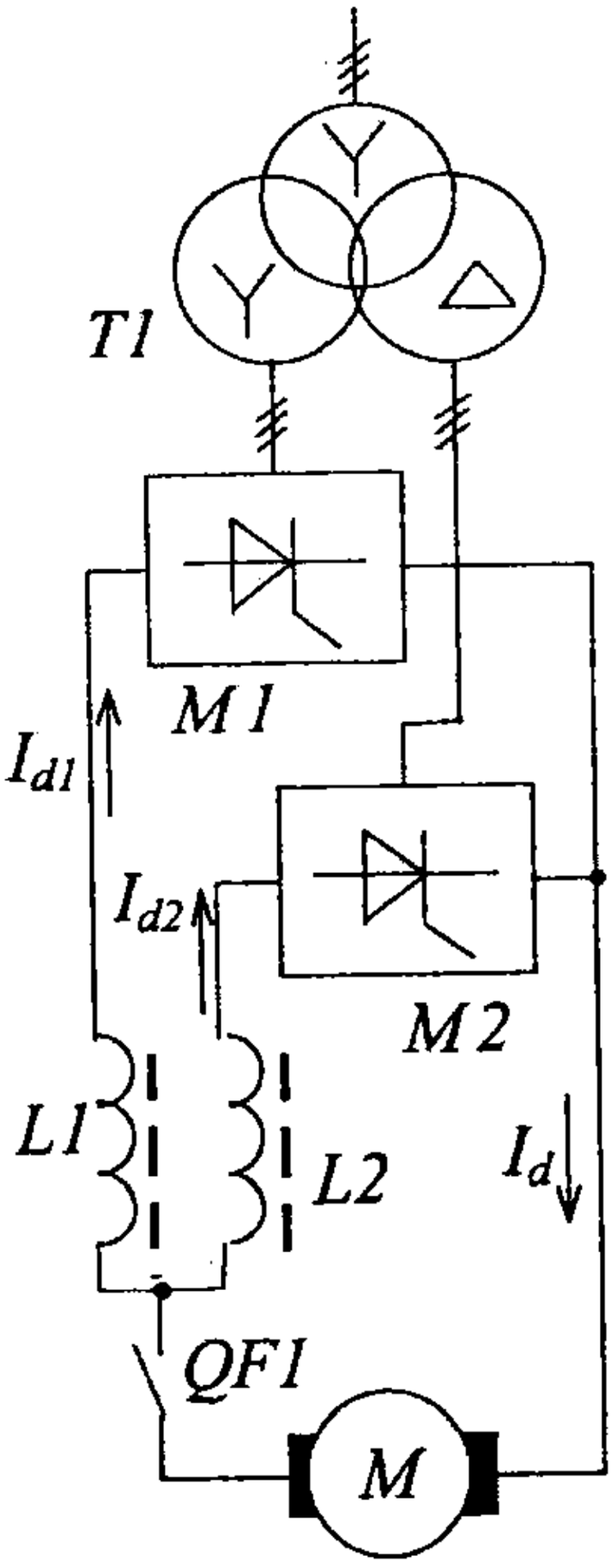



Рис. 4.27
Силова схема
нереверсивного
дванадцятипульсного
КЕП

зонної САР швидкості базової модифікації реверсивного КЕП зображена на рис. 4.28.

Керування реверсивним випрямлячем, як і в усіх електроприводах серії, роздільне. Зникнення струму під час реверса визначається за допомогою датчика закриття мостів ДЗМ, який контролює спад напруги на тиристорах. СІФК вертикального типу з пилкоподібною опорною напругою. Регулятор струму якоря для забезпечення якості перехідних процесів у режимі переривистих струмів виконаний адаптивним, з еталонною моделлю та перемиканням структури. Датчик струму якоря ДСЯ, крім підсилення сигналу з шунта, здійснює гальванічну розв'язку САР з силовим колом. Він побудований за принципом модуляції–демодуляції. Завдання на швидкість та сигнал тахогенератора також подаються до входу регулятора швидкості РШ через блоки гальванічної розв'язки БГР. Задавач інтенсивності З12 обмежує похідну струму в динамічних режимах, а З11 – прискорення електропривода.

Послаблення потоку – залежне, у функції ЕРС якоря. Система регулювання ЕРС – двоконтурна, з інтегральним регулятором ЕРС РЕ та підпорядкованим контуром потоку. Сигнал, пропорційний магнітному потоку, отримано функціональним перетворювачем ФП, який моделює нелінійну криву намагнічування (залежність потоку від струму збудження). Для забезпечення незмінності динамічних показників САР у другій зоні до каналу завдання на струм якоря введено блок ділення, а до каналу завдання на потік – блок множення на магнітний потік. В останньому випадку множення на потік використано замість ділення на швидкість для спрощення системи, оскільки $\omega \approx U_d \; c\Phi$.

Схема датчика напруги якоря ДН подібна до схеми ДСЯ. Датчик ЕРС якоря ДЕ побудований за схемою рис. 3.20. Обмеження регулятора ЕРС відповідає завданню на номінальний потік.

Система регулювання положення механізму (рис. 4.29) включає розгорнуту двозонну (однозонну) САР швидкості як об'єкт керування, для якого регулятор положення формує задавальний сигнал. До входу регулятора положення РП через блоки дистанційного керування БДК подаються сигнали від двох датчиків положення: грубого та точного відліку. Якщо непогодження за положенням велике, блок перемикання БП блокує канал сигналу точного відліку, і контроль положення здійснюється датчиком грубого відліку. Після зменшення похибки регулювання БП замість нього вмикає канал точного відліку. На виході пропорційного регулятора положення ввімкнуто перетворювач квадратичний ПК, завдяки якому реалізується параболічна статична характеристика регулято-

ра та забезпечується відсутність перерегулювання за положенням при відпрацюванні великих непогоджень.

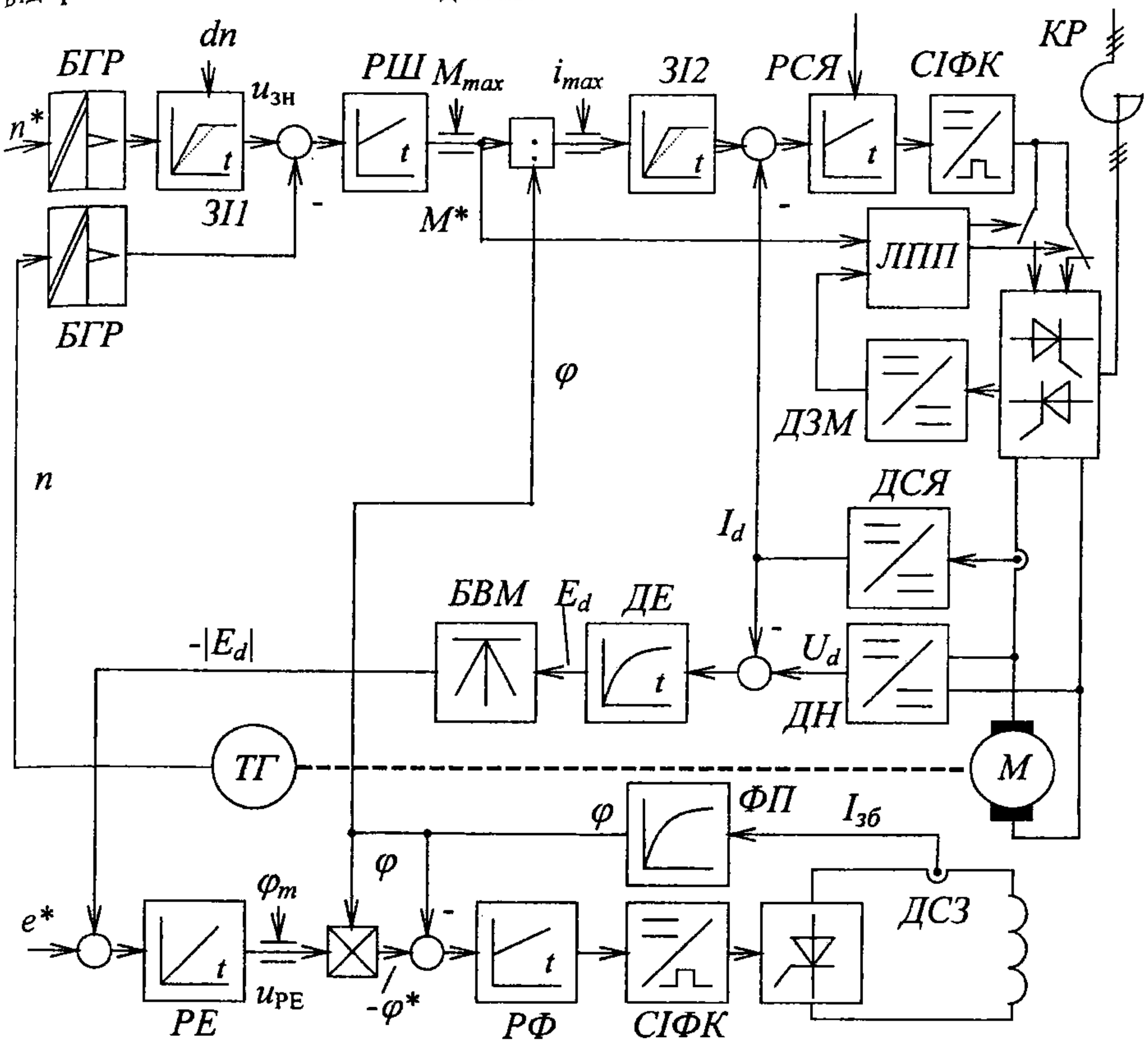



Рис. 4.28. Функціональна схема двозонної САР швидкості реверсивного електропривода КТЭ

Цифрова модифікація системи керування реалізована на 16-розрядних однокристальних процесорах. Вона забезпечує:

- реалізацію законів керування електроприводом та випрямлячем у цифровому вигляді;
- роботу з кодовим, імпульсним датчиком або тахогенератором;
- самоналагодження регуляторів;
- самодіагностування засобів керування;
- можливість зміни конфігурації САР за допомогою пульта;
- цифровий запис «аварійного сліду» (історії аварії);
- можливість інтеграції з автоматизованою системою керування верхнього рівня.

Конструктивно електроприводи виконані як шафи наземного розташування однобічного, іноді двобічного (понад 1000 А) обслуговування. При стру-

мах, які не перевищують 25 А, можлива навісна установка. Силова частина реалізована у вигляді силового блока, до якого входять один чи два (для реверсивних модифікацій) мости. Міст складається з 6 тиристорів або 3 тиристорних модулів (до 25 А включно). Функціональні вузли систем керування, автоматичного регулювання, захисту та сигналізації конструктивно виконані як окремі блоки (регулювання, гальванічної розв'язки, датчиків, функціонального перетворювача тощо), розміщені в спеціальній касеті або окремій шафі керування.

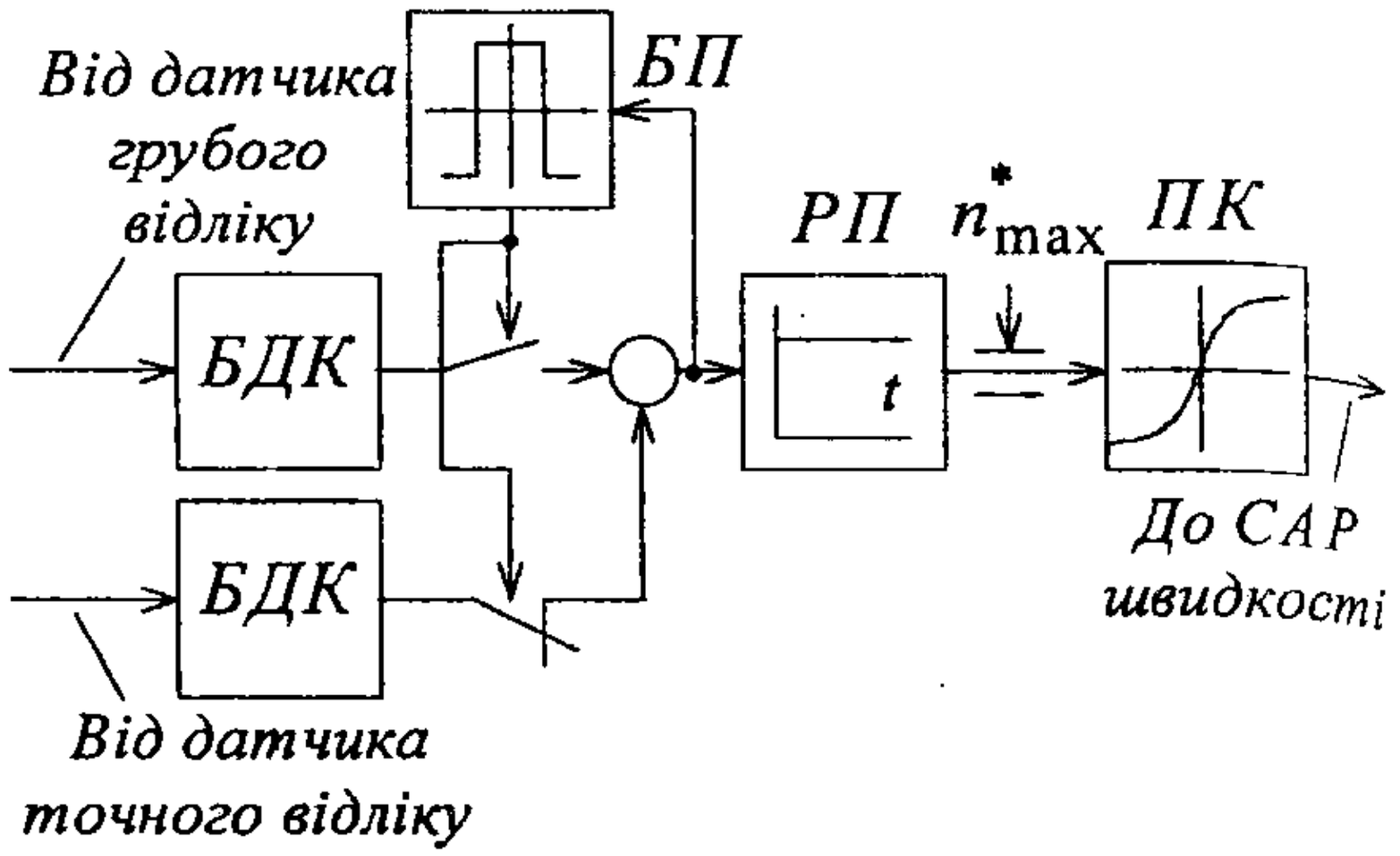



Рис. 4.29. Регулятор положення

### *4.6. Комплектні електроприводи серії КТЭУ*

За призначенням, діапазоном потужностей та побудовою електроприводи КТЭУ багато в чому подібні до електроприводів КТЭ. Їх номінальний струм лежить у межах від 25 до 4000 А, потужність – від 10 до 2000 кВт. Основні особливості цієї серії:

- наявність модифікацій з послідовним з'єднанням мостів та якорів;
- використання у найбільш потужних електроприводах (понад 200 А) паралельного з'єднання тиристорів (до 6);
- відсутність водяного охолодження;
- застосування при струмах 800 та 1000 А автоматичних вимикачів, увімкнених до плечей моста (рис. 4.30);
- використання косинусоїдної опорної напруги СІФК;
- керуючі імпульси СІФК тривалістю 500 мкс з частотним заповненням (для зменшення габаритів імпульсних вузлів);
- наявність модифікацій САР, призначених для головних електроприводів багатоклітьових прокатних станів, а також для синхронізації положення двох механізмів;
- поліпшення роботи САР в режимі переривистих струмів забезпечується завдяки контуру регулювання якірної напруги, підпорядкованого регулятору струму;
- вимірювання струму якоря за допомогою трансформаторів струму;
- обмеження похідної струму обмеженням непогодження регулятора струму (див. п.4.1);

- у двозонних електроприводах використовується двоконтурна САР ЕРС з ПІ-регуляторами ЕРС та потоку;
- САР реалізована на блоках УБСР-АІ.

Тривалість безструмової паузи під час реверса струму 2,5...4 мс.

Задавач інтенсивності на вході контуру швидкості, реалізований за схемою рис. 2.39, забезпечує незмінність динамічного струму в другій зоні автоматичною зміною заданого прискорення. Вузол залежного струмообмеження зменшує обмеження струму у верхній частині другої зони з погляду на задану швидкість.

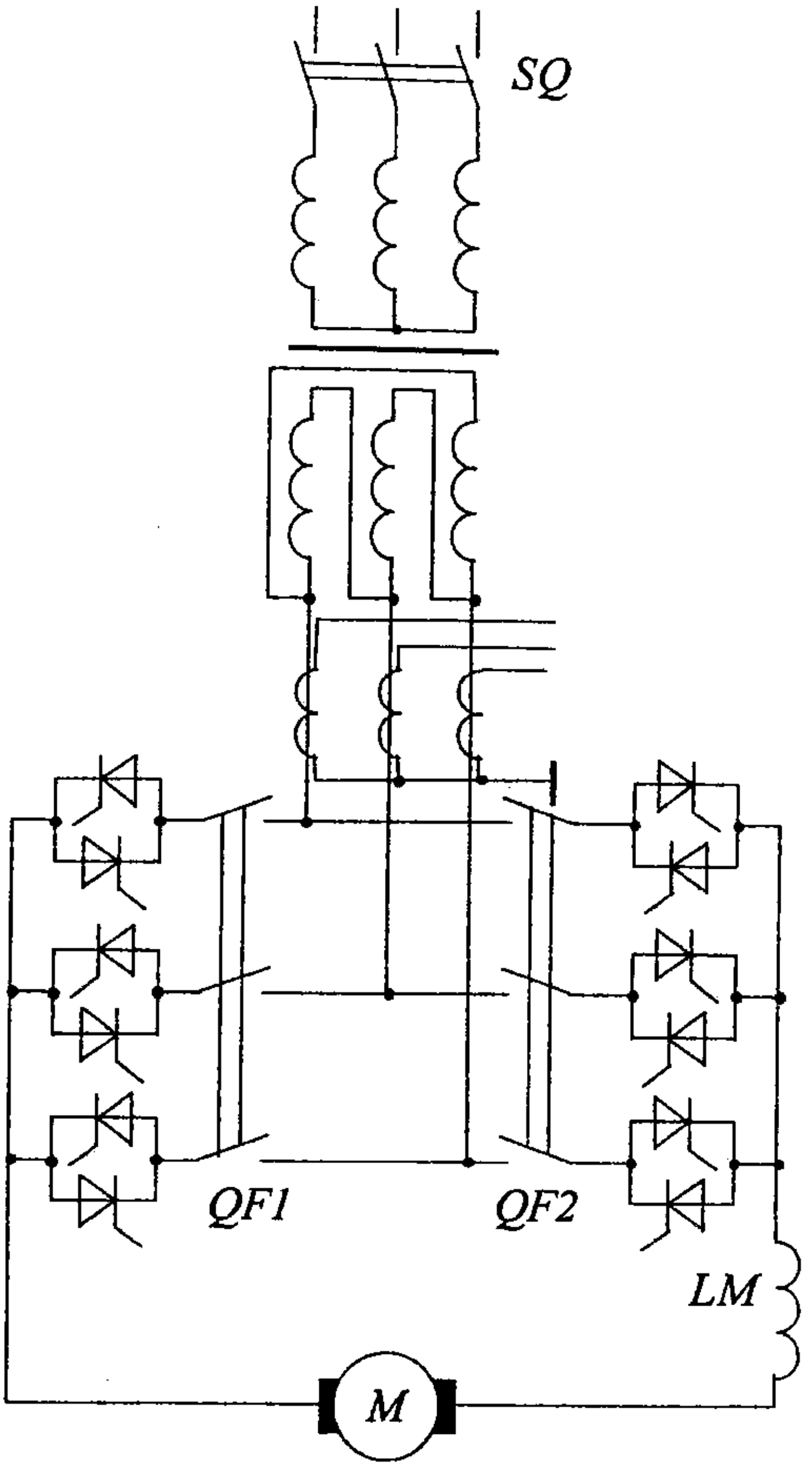



Рис. 4.30. Силова схема КТЭУ з $I_н$=800 та 1000 А

### 4.7. Трифазні комплектні електроприводи ЭТУ2 (ЭПУ1)

Комплектні тиристорні електроприводи постійного струму ЭТУ2 (ЭПУ1) призначені для верстатів з ЧПК, промислових роботів та інших механізмів потужністю від кількох до кількасот кВт. Ця серія – найбільш поширена в машинобудівній галузі. Електроприводи ЭТУ2 (ВАТ «ЕТАЛ», м. Олександрія) – це фактично відрізок серії ЭПУ1. Обидві серії мають практично ідентичні принципові схеми і відрізняються лише деякими конструктивними особливостями. Електроприводи випускаються зі струмами від 25 до 630 А (ЭТУ2 – до 100 А). Живляться вони від мережі змінного струму 380 В через трансформатор (для номінальних вихідних напруг 115, 230 В) або комутаційний реактор (для напруги 460 В).

Склад серії класифікують за такими критеріями:

1. За наявністю реверса:
   - нереверсивні;
   - реверсивні (через обмотку якоря).
2. За призначенням:
   - для механізмів головного руху верстатів з ЧПК;
   - для механізмів подач верстатів з ЧПК та промислових роботів;

- для допоміжних механізмів.

3. За структурою САР:

- однозонні САР швидкості для високомоментних двигунів з постійними магнітами (діапазон регулювання швидкості 10000);
- однозонні САР швидкості для двигунів з електромагнітним збудженням (діапазон регулювання швидкості 1000);
- однозонні САР ЕРС або напруги якоря (діапазон регулювання швидкості 20);
- двозонні САР швидкості (діапазон регулювання швидкості 1000).

Силова частина якірних випрямлячів має трифазну мостову схему, збудників двозонних електроприводів – однофазну мостову. Реалізована на тиристорних модулях МТТ, МТТ2, оптронних тиристорних модулях МТО, МТОТО або таблеткових тиристорах серії Т. Охолодження повітряне природне або примусове (для струмів від 100 А).

Керування реверсивними випрямлячами роздільне. СІФК вертикального типу з пилкоподібною опорною напругою. Структурні модифікації максимально уніфіковані за структурою та елементною базою.

На рис. 4.31 зображена функціональна схема двозонної САР швидкості, яка використовується в механізмах головного руху верстатів з ЧПК.

Логічний перемикальний пристрій ЛПП забезпечує роздільне керування випрямлячем, зважаючи на інформацію про знак заданого струму та стан тиристорів (від датчика стану вентилів ДСВ). Він перемикає в разі потреби канали СІФК та змінює знак коефіцієнта передачі перемикача характеристик ПХ.

Контур регулювання струму якоря утворюється подачею сигналу від датчика струму ДСЯ до входу СІФК. Вхідний підсилювач СІФК, таким чином, фактично виконує роль пропорційного регулятора струму, коефіцієнт передачі якого регулюється зміною інтенсивності зворотного зв'язку за струмом. Для забезпечення якості регулювання використано позитивний зворотний зв'язок за напругою якоря (через функціональний перетворювач ЕРС ФПЕ до входу ПХ), що компенсує негативний зворотний зв'язок за ЕРС у двигуні (в однозонних електроприводах замість напруги якоря для цього використовують сигнал тахогенератора). Нелінійна ланка НЛ компенсує негативний вплив переривистих струмів, бо має статичну характеристику, зворотну характеристиці замкненого контуру струму в цьому режимі. Нелінійна характеристика ФПЕ компенсує нелінійний косинусоїдний характер регулювальної характеристики випрямляча (унаслідок пилкоподібної форми опорної напруги). Вузол залежного струмообмеження призначений для зменшення рівня струмообмеження в другій зоні регулювання за швидкостями, близькими до максимальної.

Система регулювання потоку – одноконтурна, з насиченням регулятора струму збудження РСЗ (див. п.4.4). У другій зоні регулятор напруги якоря РНЯ, виходячи з насичення, обмежує вихідний сигнал РСЗ, знижуючи струм збудження.

Усі датчики струму в серії ЭТУ2 – трансформаторні. Датчик напруги – з потенційною розв'язкою (модуляція–демодуляція). В адаптації регуляторів швидкості та напруги до зміни потоку (швидкості) у другій зоні немає потреби,

оскільки для механізмів головного руху верстатів характерні повільна зміна швидкості та навантаження, а вимоги до швидкодії не надто високі.

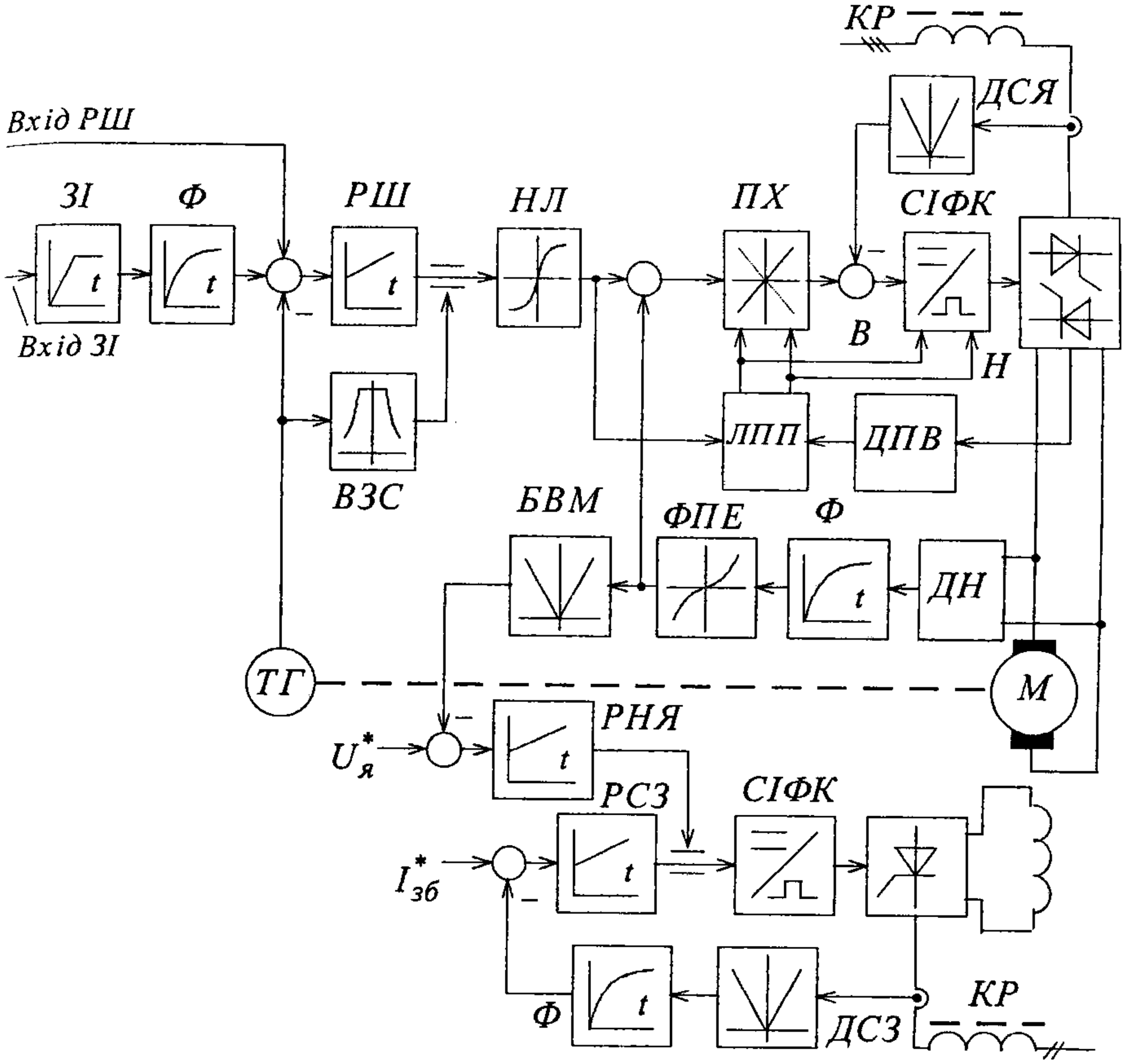



Рис. 4.31. Функціональна схема реверсивного двозонного електропривода серії ЭТУ2 (ЭПУ1)

Електропривід нового покоління ЭПУ3 призначений для заміни серії ЭПУ1. Практично не відрізняючись від свого попередника за структурою, він має деякі особливості, які поліпшують споживчі властивості:

- електропривід виконаний у вигляді трьох окремих конструктивних блоків (керування, силовий, збудник), що збільшує уніфікацію та полегшує обслуговування;
- діагностичний налагоджувальний пульт забезпечує керування електроприводом та виведення до осцилографа інформації з усіх контрольних точок основних вузлів системи керування;
- можливість збільшення номінального струму (до 1250 А) за рахунок паралельного з'єднання силових блоків, розміщених у спільній шафі;
- СІФК виконана на основі гібридних інтегральних мікросхем;

- удосконалено деякі схемотехнічні рішення, які підвищують зручність та надійність в експлуатації.

### 4.8. Комплектні транзисторні електроприводи ЭШИМ

Багатокоординатні швидкодійні електроприводи ЭШИМ-1 та ЭШИМ-2 призначені для використання в механізмах подач верстатів з числовим програмним керуванням та промислових роботів разом з двигунами постійного струму зі збудженням від постійних магнітів. Діапазон регулювання швидкості 10000, смуга пропускання замкненого контуру швидкості не менша від 75 Гц.

Електроприводи виготовляють у двох конструктивних виконаннях:

- касетному з номінальною вихідною напругою 60 В та струмами 4 та 8 А (окремі конструктивні вузли мають вигляд касет, розміщених у спільному корпусі);
- блоковому з номінальною вихідною напругою 150, 180, 220 В та струмами 16, 25, 40 А (складається з конструктивних блоків, які можна монтувати окремо).

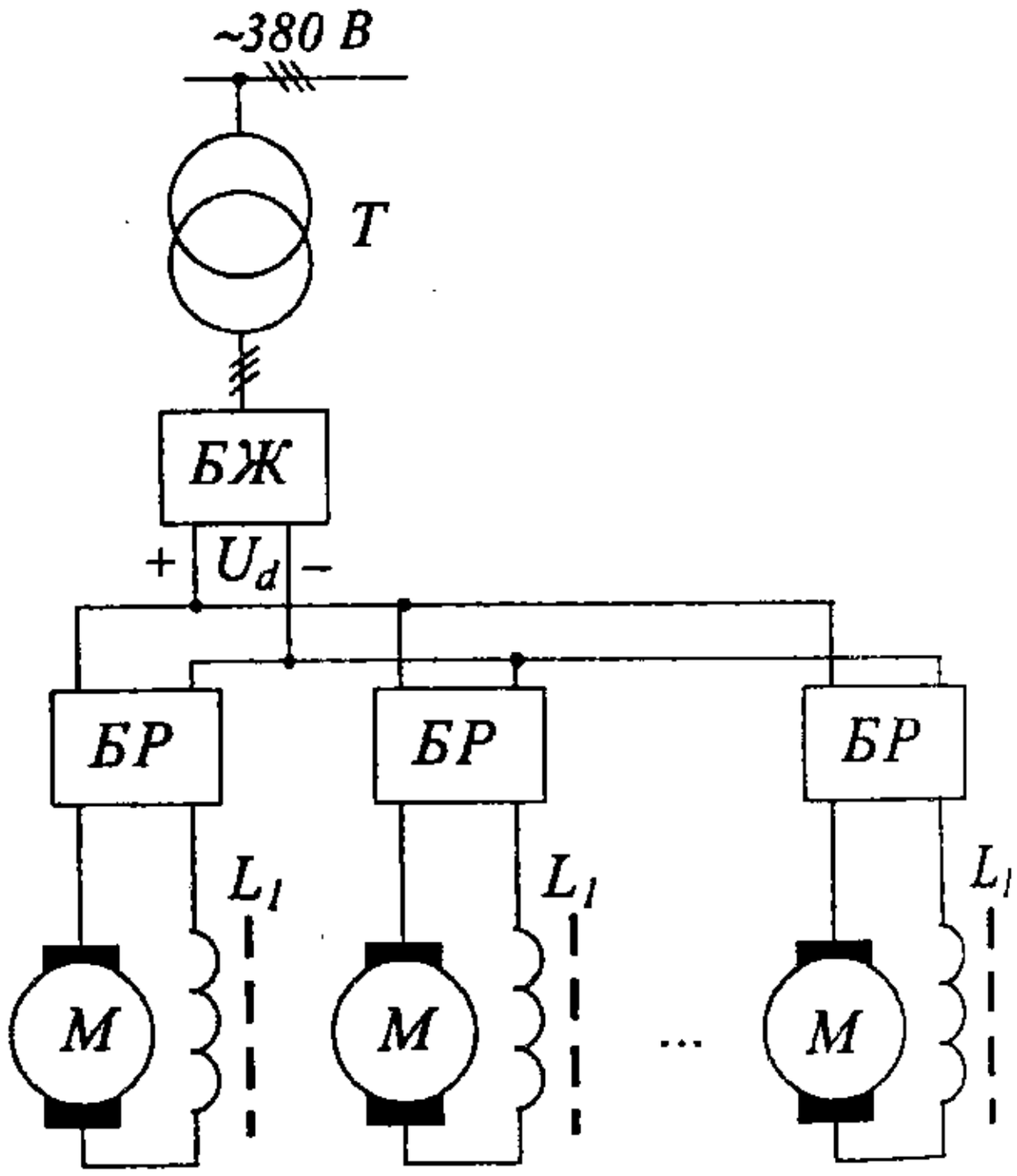


Рис. 4.32. Загальна структура електропривода ЭШИМ

Загальна структура електропривода зображена на рис. 4.32. Живлення здійснюється від промислової мережі 380 В через силовий трансформатор Т. Крім того, до складу електропривода входять блок живлення БЖ, необхідна кількість двигунів М та блоків регулювання БР залежно від кількості механізмів (координат) верстата або робота (до 6). У разі необхідності кожна координата комплектується згладжувальним дроселем $L_1$. Якщо потужність одного блока живлення недостатня, використовують їх паралельне з'єднання.

Схема силової частини блока живлення наведена на рис. 4.33. (некерований випрямляч на діодах *VD1...VD6*, фільтр $C_1$, $C_2$, розрядний ключ *VT*, дросел $L_2$). Розрядний ключ призначений для обмеження вихідної напруги БЖ. Коли внаслідок переведення якогось із двигунів до рекуперативного гальмування заряджається конденсаторний фільтр, а його напруга перевищує допустиму, відкривається ключ *VT*, скидаючи надлишок енергії конденсаторів до розрядного резистора $R_p$. Замикальний контакт *K1* подає живлення до блоків регулювання. Якщо живлення вимкнене, через розмикальний контакт того ж контактора якірні кола двигунів замикаються через дросель $L_2$, що забезпечує аварійне гальмування. До складу БЖ входить також джерело живлення власних потреб (на рис. 4.33 не позначено).

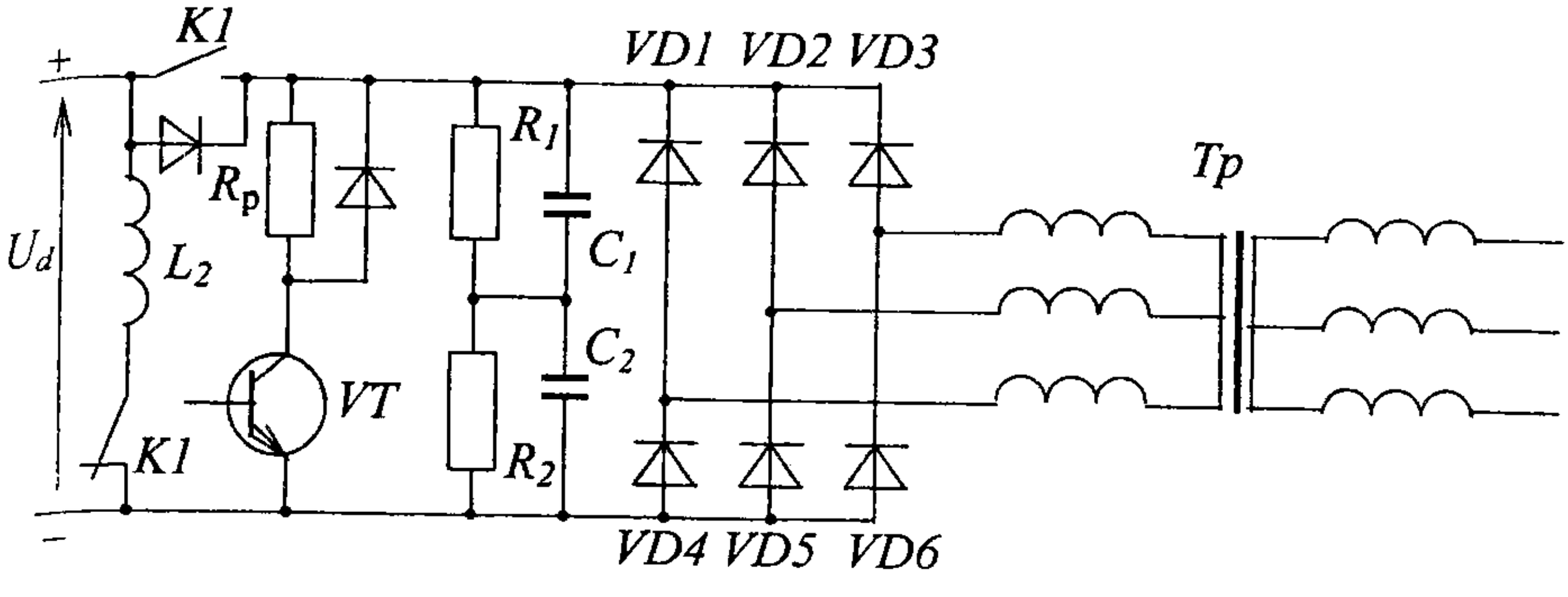



Рис. 4.33. Блок живлення

Блок регулювання складається з транзисторного широтно-імпульсного перетворювача на чотирьох силових транзисторних ключах *КС1...КС4* (рис. 4.34) та системи автоматичного регулювання швидкості двигуна. До складу кожного ключа, крім саме силового транзистора за схемою Дарлінгтона, входять зворотний діод, проміжний підсилювач *ПП* та снабер (*RLCD*-ланцюг). В електроприводі ЭШИМ-1 використані поодинокі паралельно з'єднані транзистори серії КТ, а в ЭШИМ-2 – транзисторні модулі МТКД-40 та МТКД-3-80. Керуючий сигнал на відкриття транзистора надходить від релейного регулятора струму *РРС*.

Блок-схема системи регулювання швидкості зображена на рис. 4.35. Система двоконтурна, з пропорційно-інтегральним регулятором швидкості РШ та релейним регулятором струму РРС.

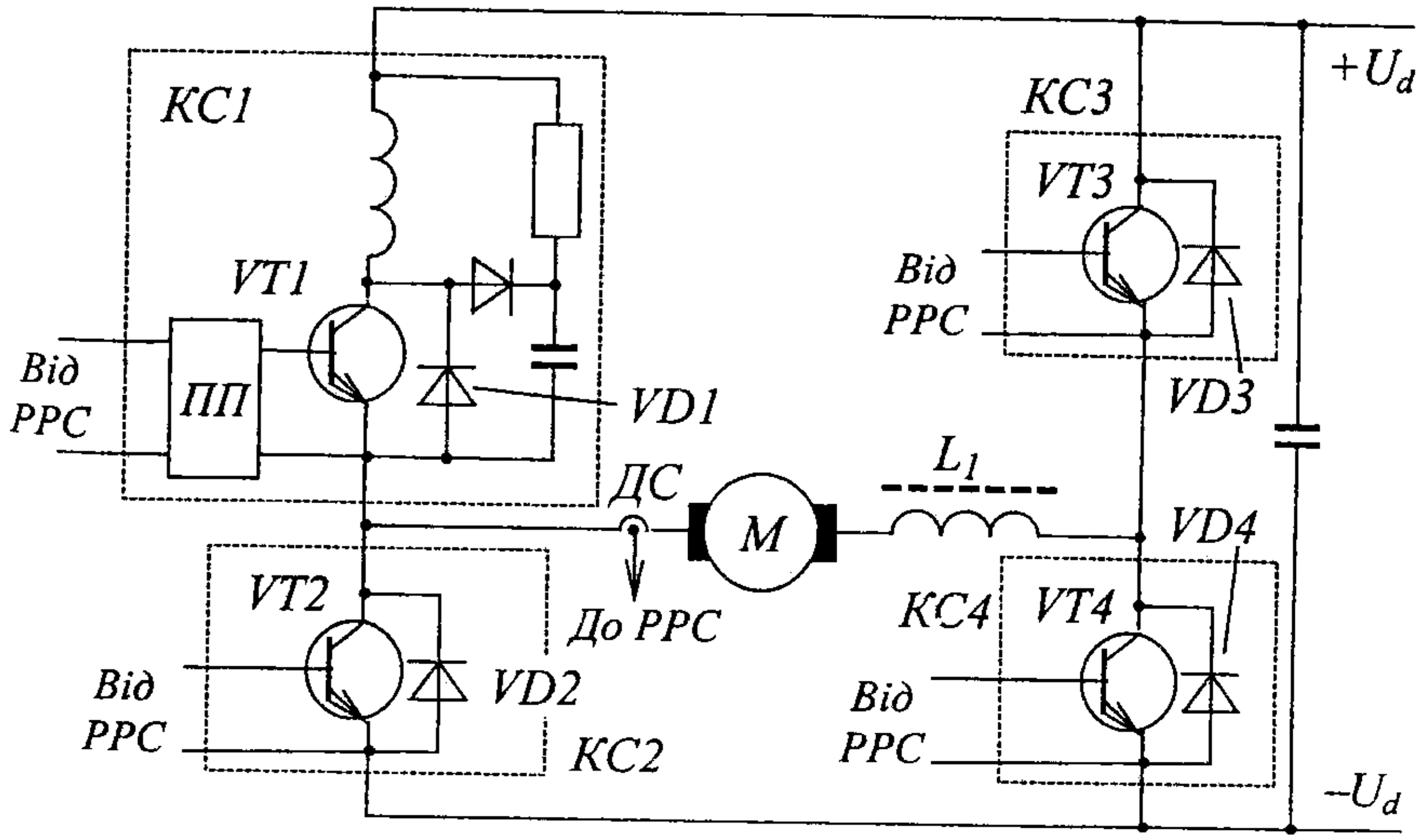



Рис. 4.34. Силова схема блока регулювання

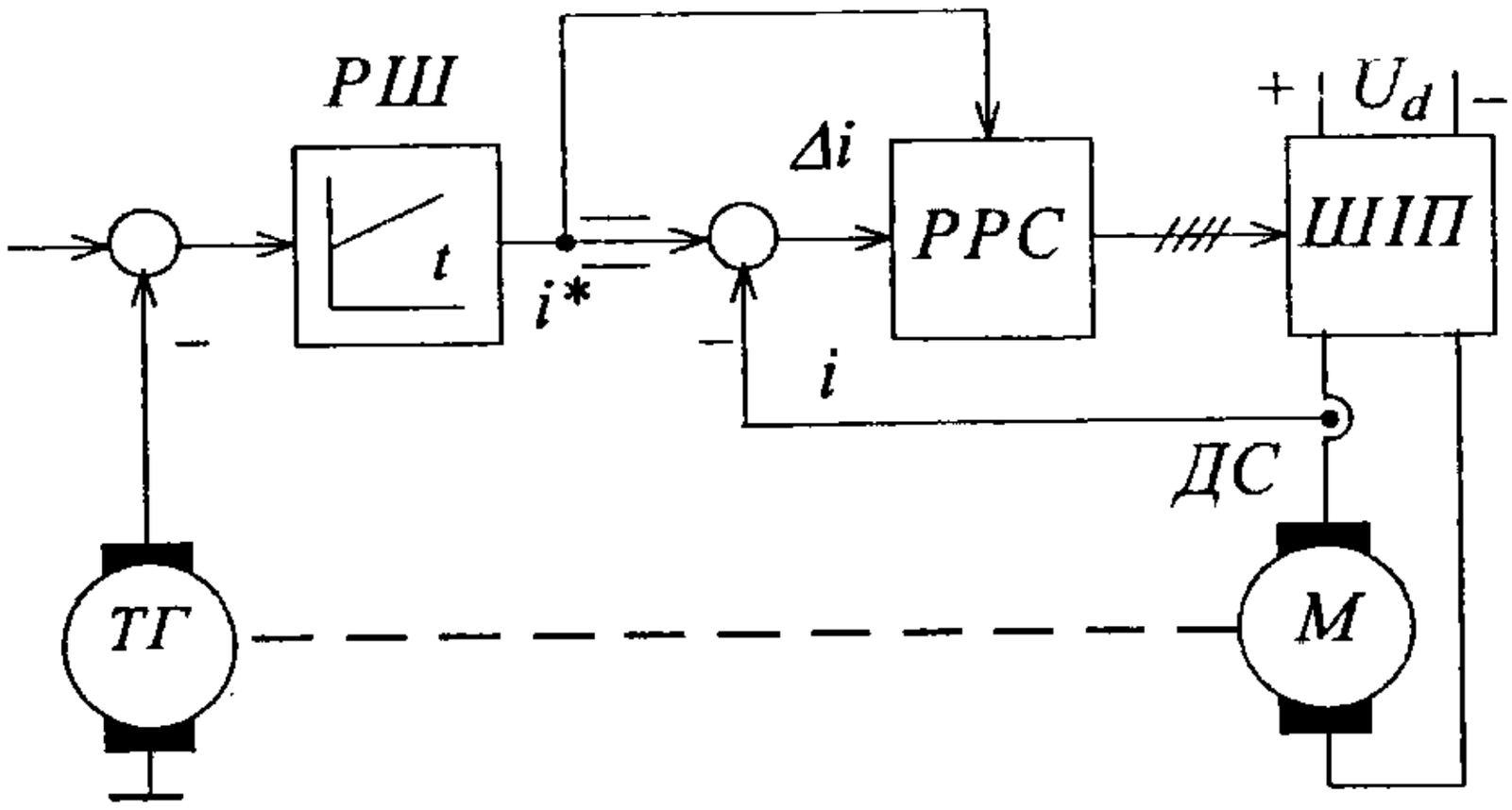



Рис. 4.35. Блок-схема системи регулювання швидкості

Релейний регулятор струму (РРС) залежно від знака завдання на струм $i^*$ вибирає пару силових ключів, здатну забезпечити потрібний напрямок струму, а виходячи з величини та знака похибки регулювання струму $\Delta i$, – визначає кількість відкритих ключів цієї пари (режим Р1 – відкрито один ключ, режим Р2 – два, режим Р0 – закриті обидва). При цьому струм якоря не виходить за межі досить вузького т.з. струмового коридору $i^* \pm \Delta$.

Алгоритм роботи РРС:

- якщо в режимі Р1 $|i| < |i^*| - \Delta$, вмикається режим Р2;
- якщо тривалість режиму Р1 довша заданої ($\tau$) та $i < i^*$, здійснюється перехід до режиму Р2;
- якщо в режимі Р1 $|i| > |i^*| + \Delta$, розпочинається режим Р0;
- якщо тривалість режиму Р1 довша заданої ($\tau \approx 400$ мкс) та $i > i^*$, вибирається режим Р0;
- якщо в режимах Р0 або Р2 похибка змінює знак, вмикається режим Р1;
- якщо завдання на струм змінює знак, вибирається інша пара ключів.

На рис. 4.36 зображено процес відпрацювання завдання на струм, яке змінюється в часі, а на рис. 4.37 – схеми вмикання якірного кола, які при цьому використовують. Лініями 1, 2 на рис. 4.36 позначені межі струмового коридору. Якщо завдання на струм змінюється досить повільно, вихід з режиму Р1 здійснюється не внаслідок виходу за межі коридору, а після перевищення витримки $\tau$ (моменти часу $t_2$, $t_8$, $t_{10}$, $t_{12}$, $t_{14}$). За незмінного або зростаючого завдання режими Р1/Р2 застосовують почергово. Коли завдання починає зменшуватися, після режиму Р1 унаслідок зміни знака похибки вмикається режим Р0 (момент часу $t_{14}$), а не Р2, як раніше. Одразу після зміни знака завдання на бази *VT3* та *VT2* подається позитивний імпульс. Тому безпосередньо після зникнення струму якоря (момент часу $t_{17}$) утворюється нова схема вмикання (рис. 4.37д замість рис. 4.37б), і струм вже може текти у протилежному напрямку через *VT2* та *VT3*. Знову чергуються режими Р1/Р2, проте з ключами іншої діагоналі. Оскільки за будь-якої швидкості $U_d > |E|$, у схемах рис. 4.37а, д (режим Р2) мо-

дуль струму зростає, а в схемі рис. 4.37б (режим Р0) спадає. Характер зміни струму в режимі Р1 залежить від напрямку його протікання відносно ЕРС якоря: він зменшується (рис. 4.37в) чи зростає ( рис. 4.37г). Як видно з рис. 4.36, має місце однополярна модуляція вихідної напруги, однак завдяки можливості швидкої зміни знака струму безструмові паузи відсутні. Це забезпечує зниження коливань струму і втрат у колі якоря та ключах, а також лінійність механічних характеристик. Частота перемикання ключів сягає 2 кГц.

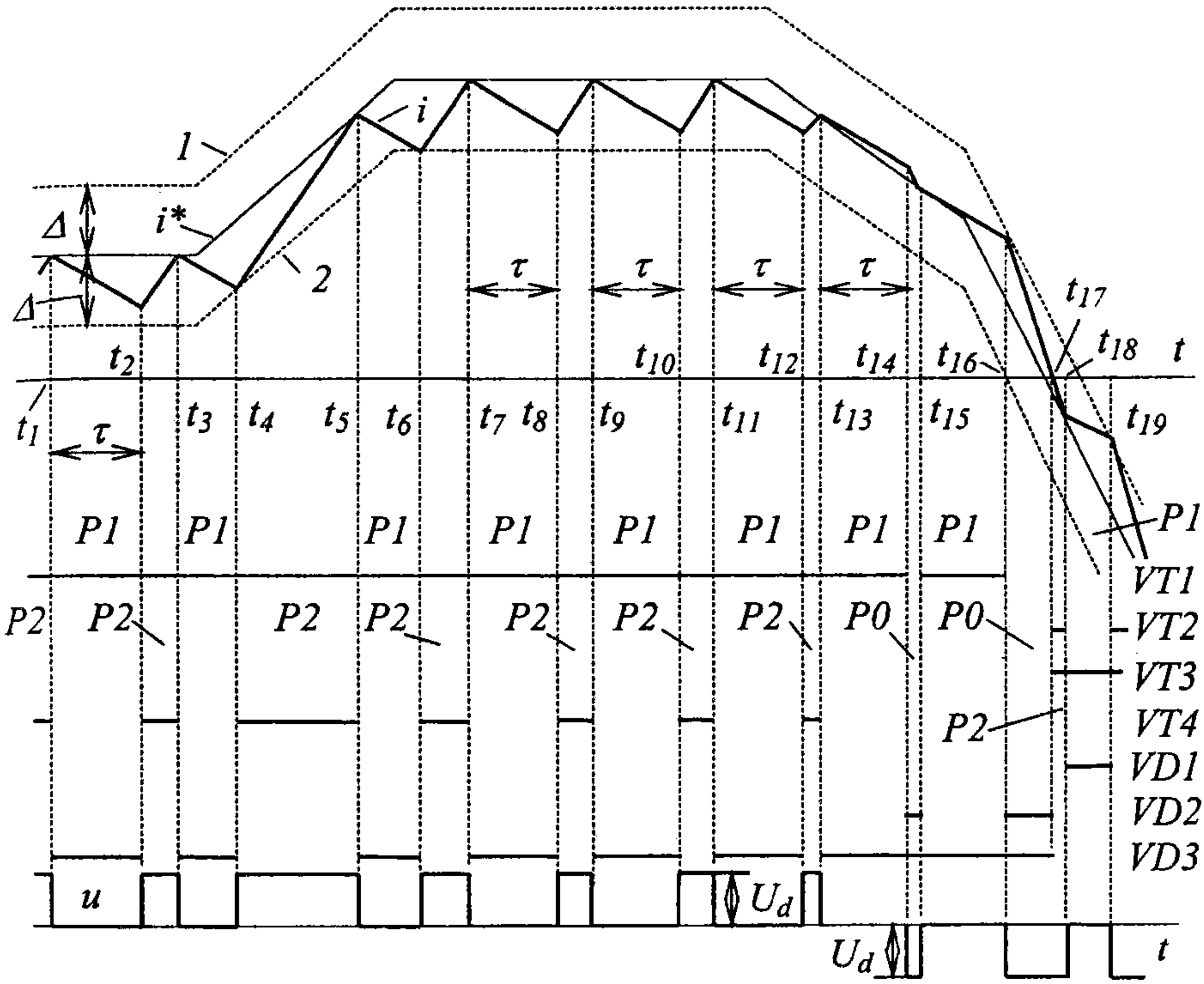



Рис. 4.36. Регулювання струму

Регулятор швидкості реалізований на підсилювачі DA1 (рис. 4.38). Зі зниженням швидкості до $0{,}25n_{max}$ увімкнено аналоговий транзисторний ключ SW, що збільшує коефіцієнт пропорційної частини РШ та втричі зменшує сталу часу його інтегральної частини. Завдяки цьому за малих швидкостей зростає точність регулювання швидкості, а за великих – стійкість контуру швидкості до пульсацій сигналу тахогенератора. Унаслідок високої швидкодії електропривода ЭШИМ пружні процеси навіть у досить жорстких елементах механічної системи електропривода здатні впливати на якість регулювання швидкості. Активний фільтр нижніх частот другого порядку на підсилювачі DA2 призначений для заглушення резонансних коливань у механічній системі.

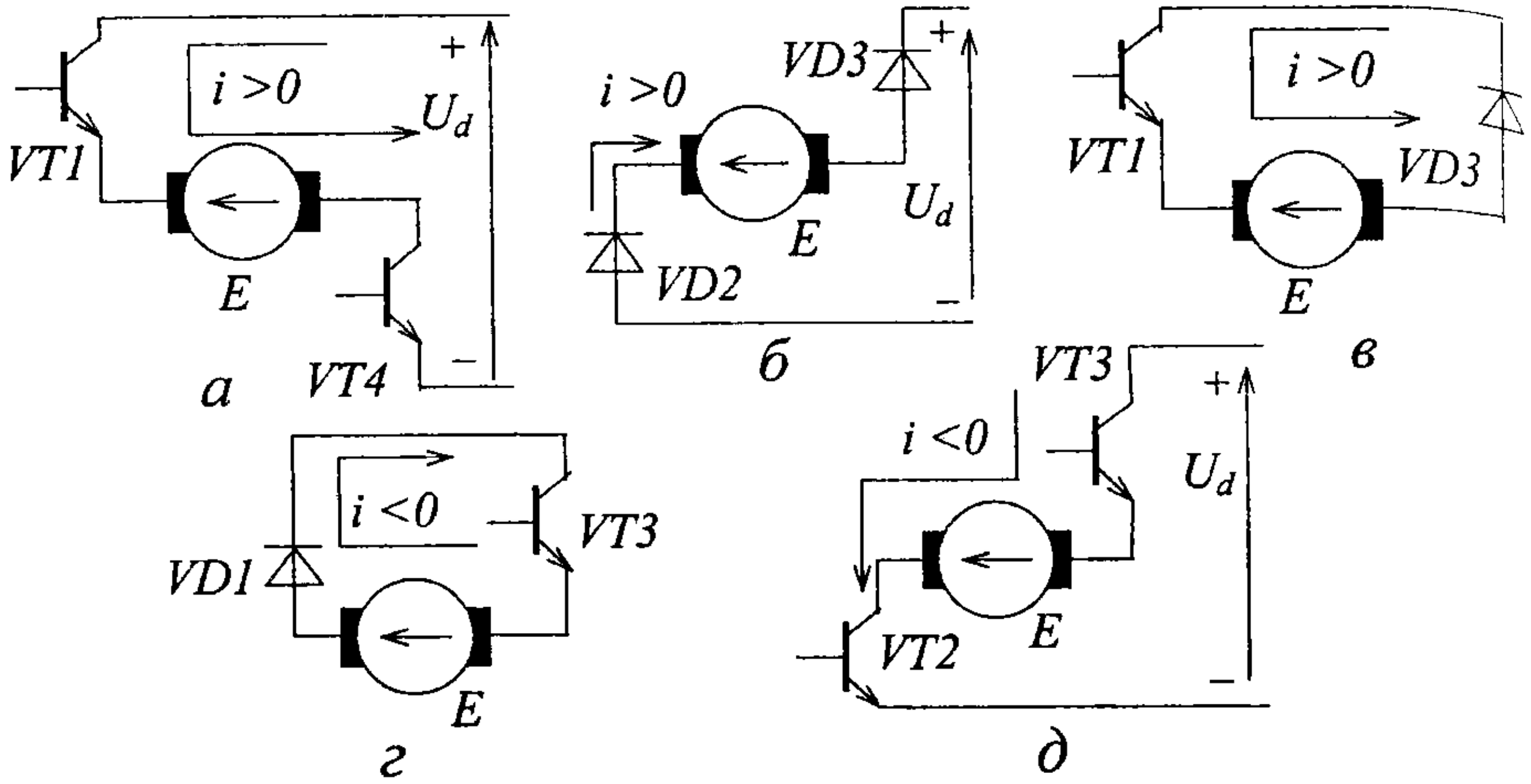



Рис. 4.37. Схеми вмикання якірного кола
(*а* – режим Р2 при $i > 0$; *б* – режим Р0 при $i > 0$; *в* – режим Р1 при $i > 0$;
*г* – режим Р1 при $i < 0$; *д* – режим Р2 при $i < 0$)

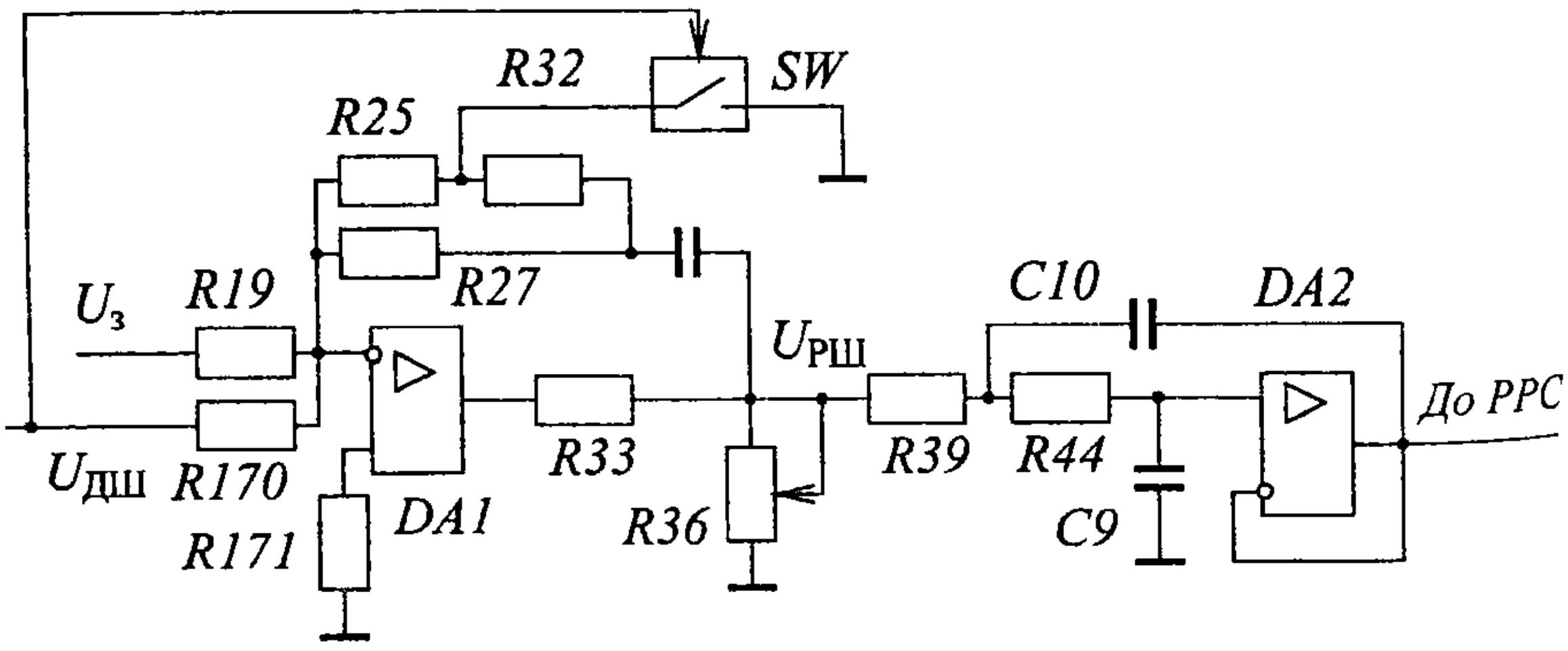



Рис. 4.38. Схема регулятора швидкості та фільтра нижніх частот

### *Запитання та завдання для самоконтролю*

1. Що обмежує використання струмової відсічки в тиристорних електроприводах?
2. В яких випадках необхідне залежне струмообмеження?
3. Перелічіть способи обмеження похідної струму.
4. Що змінити в схемі рис. 4.9, щоб зрівняльний струм зник з меншим навантаженням двигуна?
5. За якого режиму працює випрямляч того регулятора струму (рис. 4.9 та 4.12), який у даний момент виконує функції регулятора зрівняльного струму?
6. Як змінюється потрібна напруга збудника зі зростанням максимально можливого допускання електропривода?

7. Як насичення магнітопроводу впливає на сталу часу обмотки збудження?
8. З якої причини контури швидкості та ЕРС двозонного електропривода виконують адаптивними?
9. Як збільшення частоти обертання впливає на коефіцієнт передачі об'єкта керування регулятора ЕРС?
10. Чому повинна дорівнювати стала часу регулятора ЕРС, якщо стала часу контуру потоку набагато менша від сталої часу обмотки якоря?
11. З якої швидкості почнеться ослаблення поля в схемі рис. 4.19, якщо завдання на ЕРС відповідає $E = 0{,}8E_{н}$?
12. Для чого сигнал з виходу ФПЕ (рис. 4.31) подається до входу перемикача характеристик?
13. Для чого в деяких електроприводах КТЭ двигун живиться від двох випрямних мостів, з'єднаних паралельно?
14. Чи може схема рис. 4.27 забезпечити реверс струму якоря?
15. Як зі схеми силового кола електропривода (наприклад за рис. 4.30) дізнатися про спосіб керування реверсивним випрямлячем (роздільне або сумісне)?
16. Що стає причиною високої швидкодії електропривода ЭШИМ порівняно з тиристорними електроприводами?
17. Як в електроприводі ЭШИМ використовується гальмівна енергія, отримана від двигуна?
18. Поясніть, чим відрізняються режими Р0, Р1 та Р2 в електроприводі ЭШИМ.

***Вправи***

1. Розрахувати параметри регулятора ЕРС двозонного електропривода з адаптацією за схемою рис. 4.19. Використати параметри електропривода та контуру потоку з прикладу 4.1. Напруга датчика швидкості у номінальному режимі $U_{\text{дшн}}$=20 В. Коефіцієнт передачі блока ділення $k_{\text{д}}$=1.
2. Розрахувати параметри регулятора ЕРС одноконтурної САР за схемою рис. 4.24, використавши параметри електропривода з прикладу 4.1. Напруга датчика швидкості у номінальному режимі $U_{\text{дшн}}$=15 В. Коефіцієнт передачі блока ділення $k_{\text{д}}$=1.
3. Вивести рівняння для коефіцієнта передачі регулятора ЕРС в схемі рис. 4.19, якщо відсутня адаптація контуру ЕРС до зміни частоти обертання.
4. Зобразити часові діаграми миттєвих вихідних напруг і струмів мостів М1 та М2, а також струму якоря для схеми рис. 4.27.

# РОЗДІЛ 5. АСИНХРОННІ ЧАСТОТНО-КЕРОВАНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ

Розглянуто закони частотного керування асинхронними двигунами (АД), структури скалярних та частотно-струмових систем керування, зроблено огляд сучасних комплектних частотно-керованих асинхронних електроприводів. У результаті вивчення розділу студент отримає уявлення про структурні особливості та можливості систем частотного керування та набуде навичок їх синтезу.

## 5.1. Закони частотного керування

Закони частотного керування випливають зі схеми заміщення АД (рис. 5.1). Векторна діаграма, яка відповідає цій схемі, наведена на рис. 5.2.

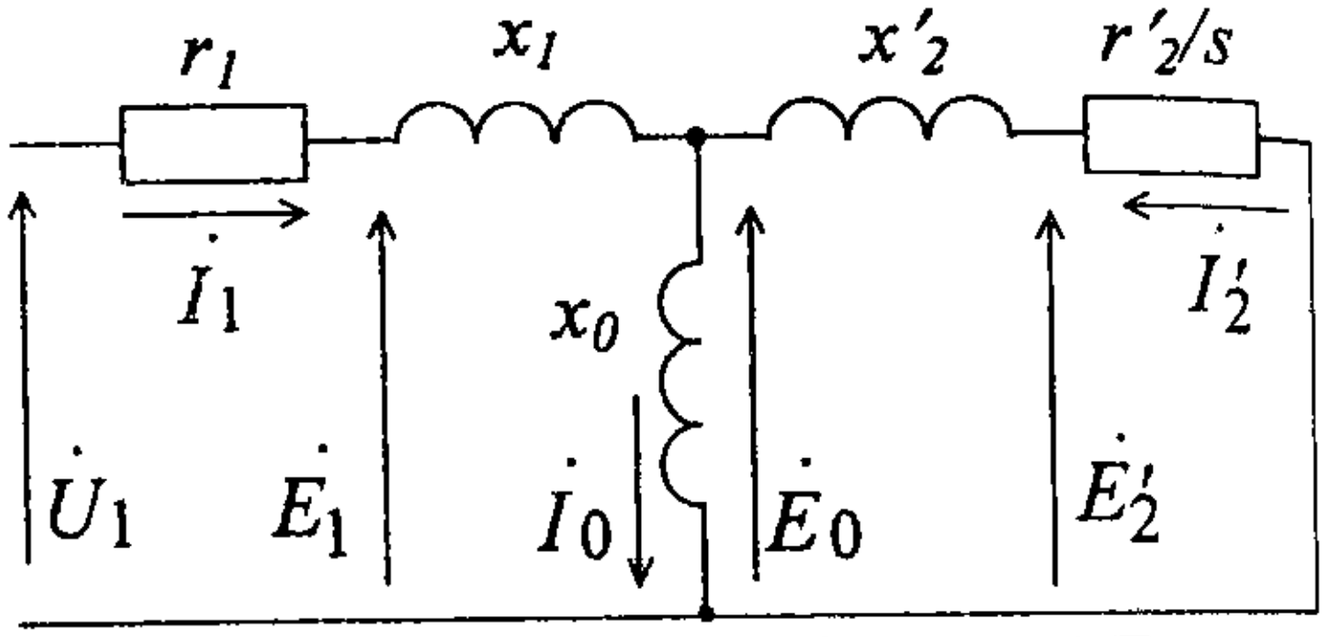



Рис. 5.1. Схема заміщення АД

Аналіз здійснюватимемо з урахуванням звичайних припущень:

- АД симетричний;
- насичення магнітопроводу відсутнє;
- напруга живлення АД (тобто вихідна напруга ПЧ) симетрична та синусоїдна.

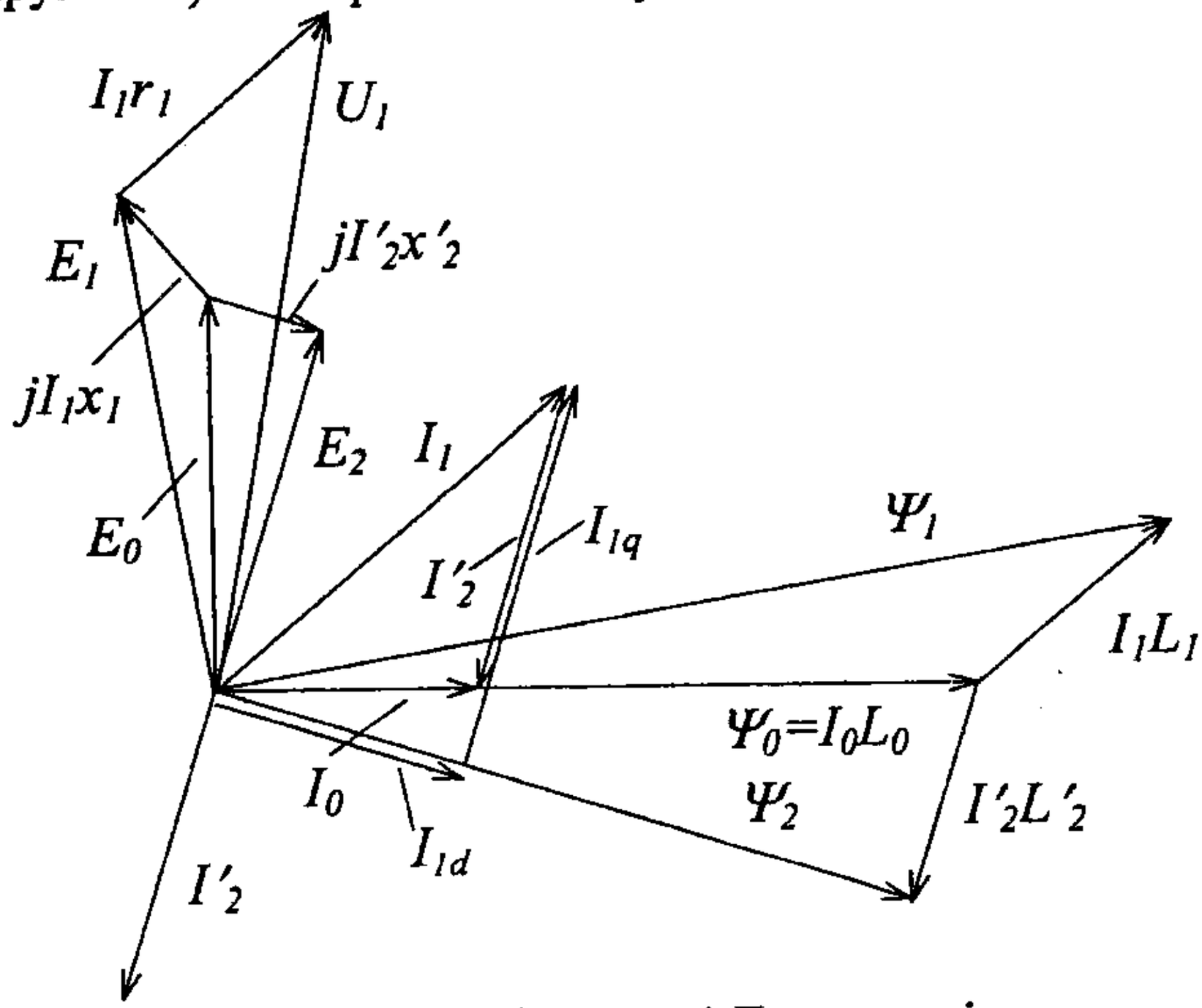



Рис. 5.2. Векторна діаграма АД у режимі двигуна

Момент двигуна досить точно описано спрощеною формулою Клосса:

$$M = \frac{2M_k}{s/s_k + s_k/s}. \qquad (5.1)$$

Критичний момент АД та його критичне ковзання

$$M_k = \frac{pm_1U_1^2}{2\omega_1\left(r_1+\sqrt{r_1^2+x_k^2}\right)}; \tag{5.2}$$

$$s_k = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2+x_k^2}}, \tag{5.3}$$

де $p$, $m_1$ – кількість пар полюсів та фаз обмотки статора; $\omega_1 = 2\pi f_1$ – колова частота живильної напруги; $x_k = x_1 + x_2' = \omega_1(L_1 + L_2')$ – реактивний опір короткого замикання.

Якщо знехтувати активним опором обмотки статора порівняно з $x_k$, замість (5.2) матимемо

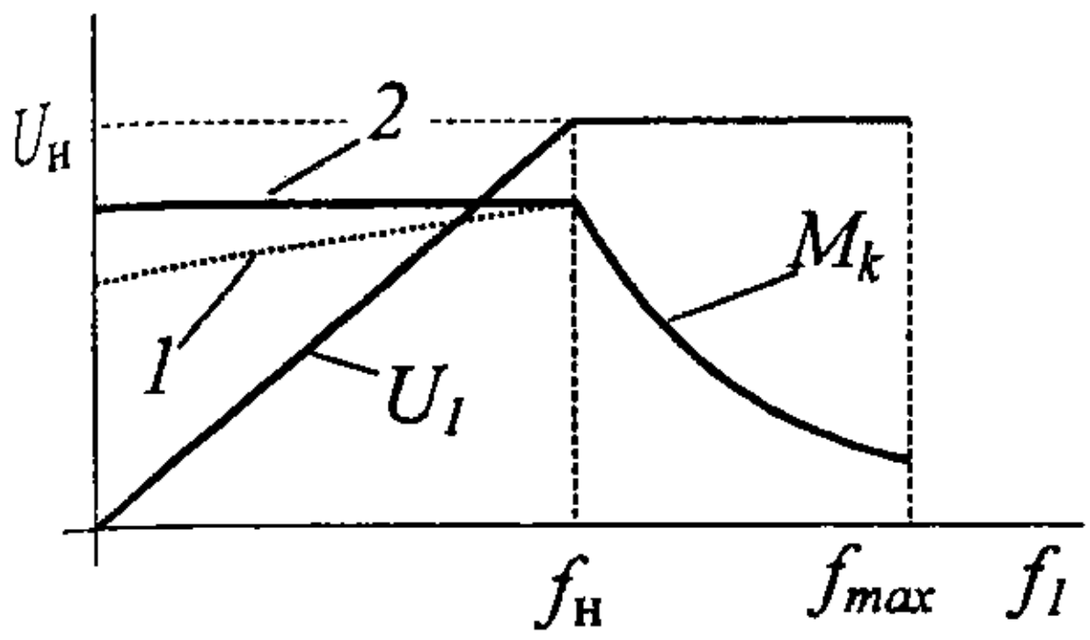



Рис. 5.3. Вольт-частотні характеристики (ВЧХ) для закону $U_1/f_1 = const$

$$M_k = \frac{pm_1U_1^2}{2\omega_1x_k} = \frac{pm_1U_1^2}{2\omega_1^2L_k}. \tag{5.4}$$

З рівняння (5.4) видно, що для забезпечення незмінного критичного моменту одночасно зі зміною частоти треба змінювати і напругу за законом

$$\frac{U_1}{f_1} = const. \tag{5.5}$$

Для отримання швидкості, більшої за номінальну, частоту збільшують за незмінної (номінальної) напруги, таким чином послаблюючи магнітний потік (т.з. вольт-частотні характеристики для цього випадку зображені на рис. 5.3). При такому двозонному частотному регулюванні перевантажувальна здатність АД у другій зоні знижується приблизно обернено пропорційно квадрату частоти (5.4).

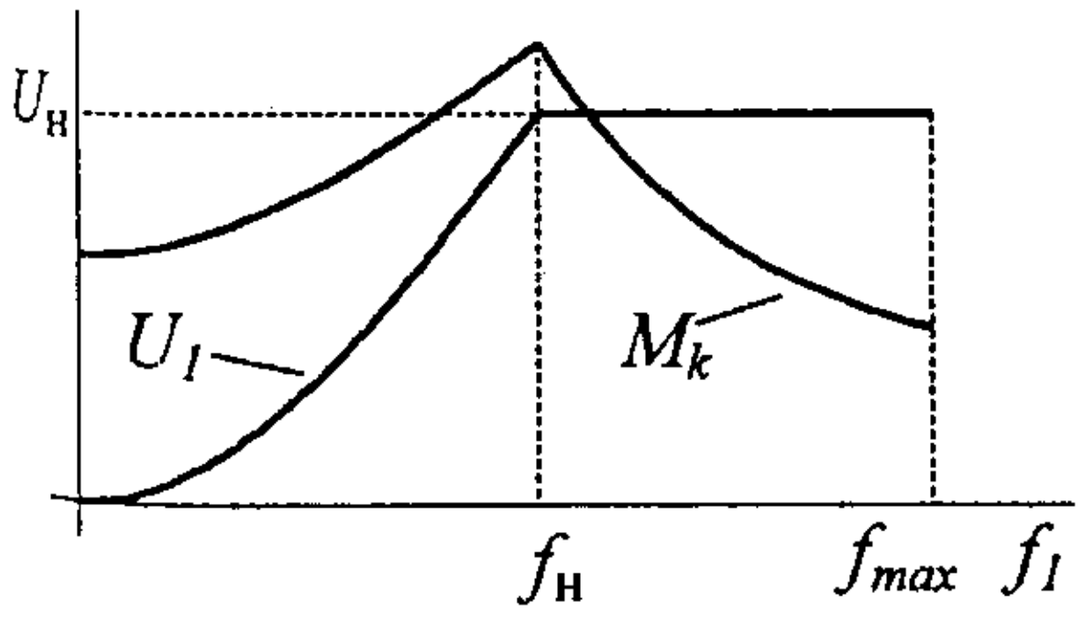



Рис. 5.4. ВЧХ закону частотного керування для турбомеханізмів

При частотному регулюванні турбомеханізмів, статичний момент яких зменшується зі зменшенням швидкості та частоти

$$M_c = M_{c0} + k\omega^2 \approx k_1 f_1^2,$$

у підтриманні незмінного критичного моменту в усьому діапазоні регулювання частоти немає потреби . З метою зменшення втрат енергії до закону керування (5.5) треба внести певні зміни. Так, якщо напругу змінювати так, щоб забезпечити незмінний запас за перевантаженням АД, отримаємо

$$\frac{U_1}{f_1\sqrt{M_c}} = const, \tag{5.6}$$

або з урахуванням квадратичної залежності статичного моменту від частоти

$$U_1 / f_1^2 = const\,. \qquad (5.7)$$

За законом (5.7) напруга знижується швидше частоти (рис. 5.4), а критичний момент досягає максимуму при номінальній частоті.

У деяких механізмах через більший коефіцієнт тертя спокою, ніж під час руху (конвеєри та інші транспортні засоби, млини), спостерігається збільшення статичного моменту зі зменшенням швидкості. Щоб забезпечити запуск двигуна, за малих частот закон керування (5.5) порушують, збільшуючи напругу (рис. 5.5).

Для потужних двигунів припущення про мале значення активного опору статора досить обгрунтоване, проте вже для АД середньої потужності при зменшенні частоти $x_k$ наближається до $r_1$ і критичний момент зменшується порівняно з (5.4) (див. рис. 5.6 та лінію 1 на рис. 5.3). Збільшується також нахил механічних характеристик.

Зниження моменту можна пояснити спадом напруги в обмотці статора.

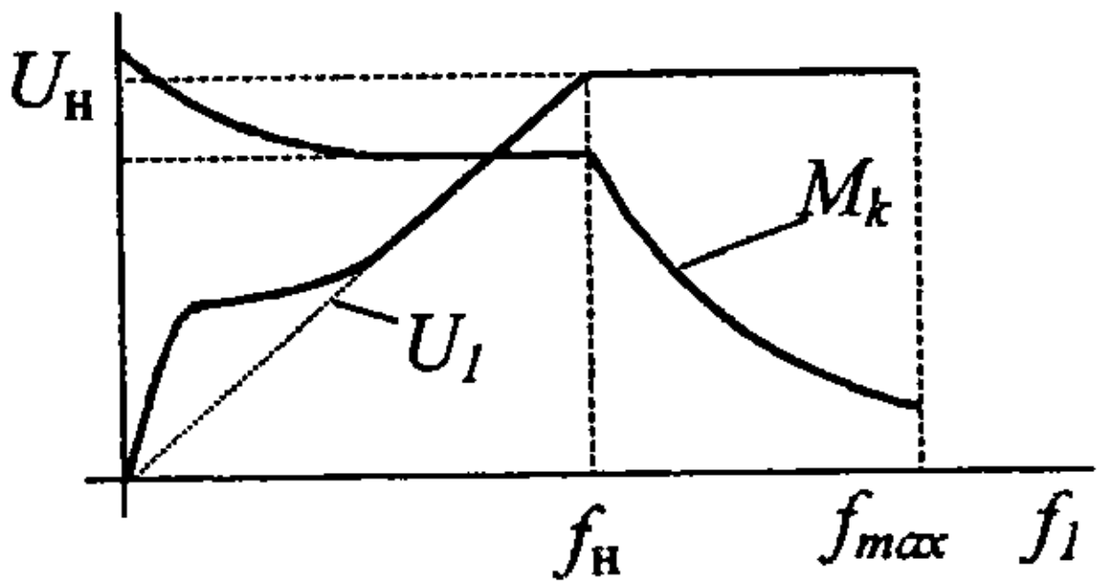



Рис. 5.5. ВЧХ закону керування для механізмів з важким пуском

Для компенсації цього спаду та забезпечення незмінної перевантажної здатності двигуна стабілізують співвідношення

$$\frac{E_1}{f_1} = \frac{|\dot{U}_1 - \dot{I}_1 r_1|}{f_1} = const\,, \qquad (5.8)$$

або для турбомеханізмів

$$\frac{E_1}{f_1^2} = \frac{|\dot{U}_1 - \dot{I}_1 r_1|}{f_1^2} = const\,. \qquad (5.9)$$

Подібний закон часто називають $IR$-компенсацією.

Модуль ЕРС статора $E_1$ (рис. 5.1) пропорційний потокозчепленню статора:

$$E_1 = \omega_1 \Psi_1.$$

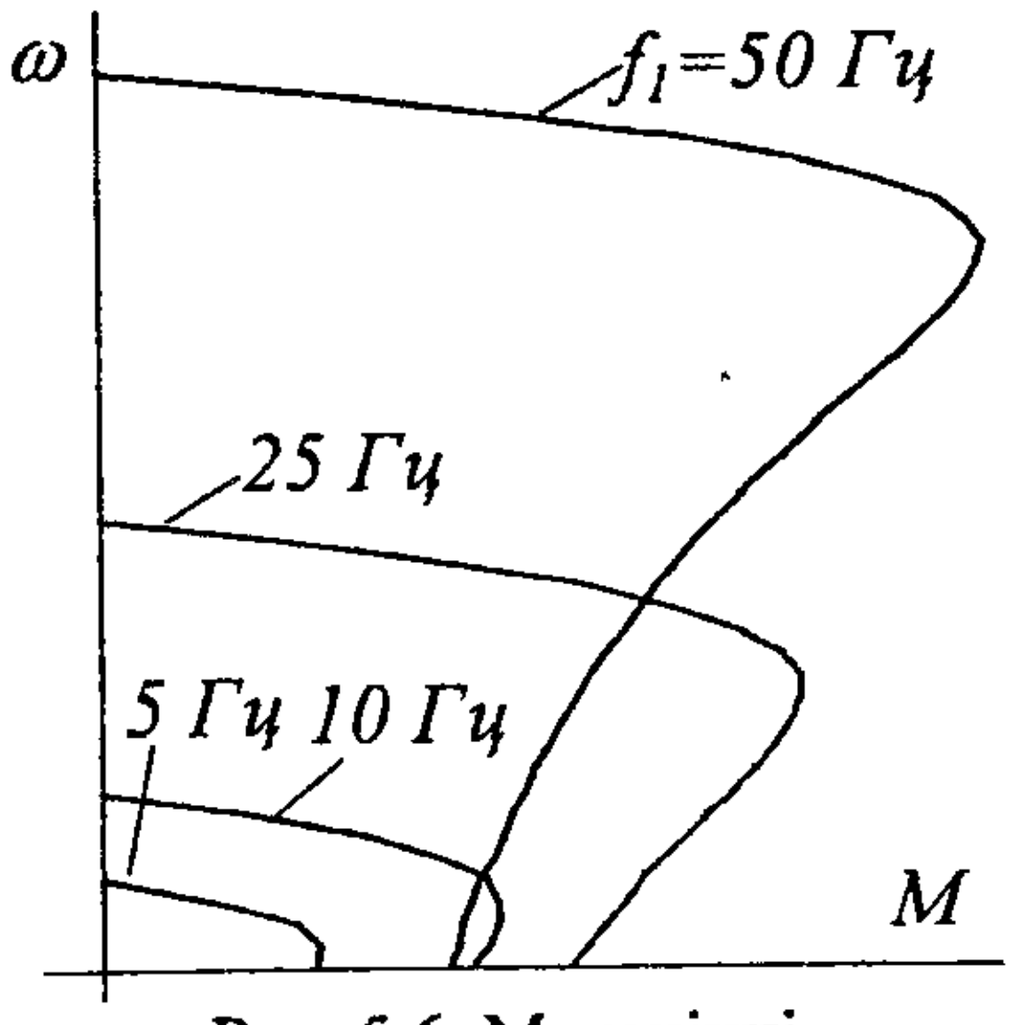



Рис. 5.6. Механічні характеристики при $U_1 / f_1 = const$

Тому реалізація закону (5.8) фактично означає стабілізацію модуля потокозчеплення статора (рис. 5.7):

$$\Psi_1 = const\,.$$

Стабілізація $\Psi_1$ не тільки стабілізує критичний момент, а й підвищує його навіть при номінальній частоті завдяки збільшенню напруги живлення із зростанням навантаження двигуна. При цьому механічні характеристики стають жорсткішими, ніж за законом (5.5). У другій зоні потік $\Psi_1$ зменшується.

У першій зоні зі зменшенням частоти потокозчеплення $\Psi_0$ збільшується (рис. 5.7). Оскільки АД – активно-індуктивний спожи-

вач, а в режимі двигуна вектор $I_1$ завжди відстає від вектора ЕРС $E_1$ (рис. 5.2), виконується співвідношення

$$|\dot{E}_0| < |\dot{E}_1|,$$

де $\dot{E}_0 = j\omega_1 \dot{\Psi}_0$ – головна ЕРС, пов'язана з головним потокозчепленням (або потокозчепленням у зазорі) $\Psi_0$.

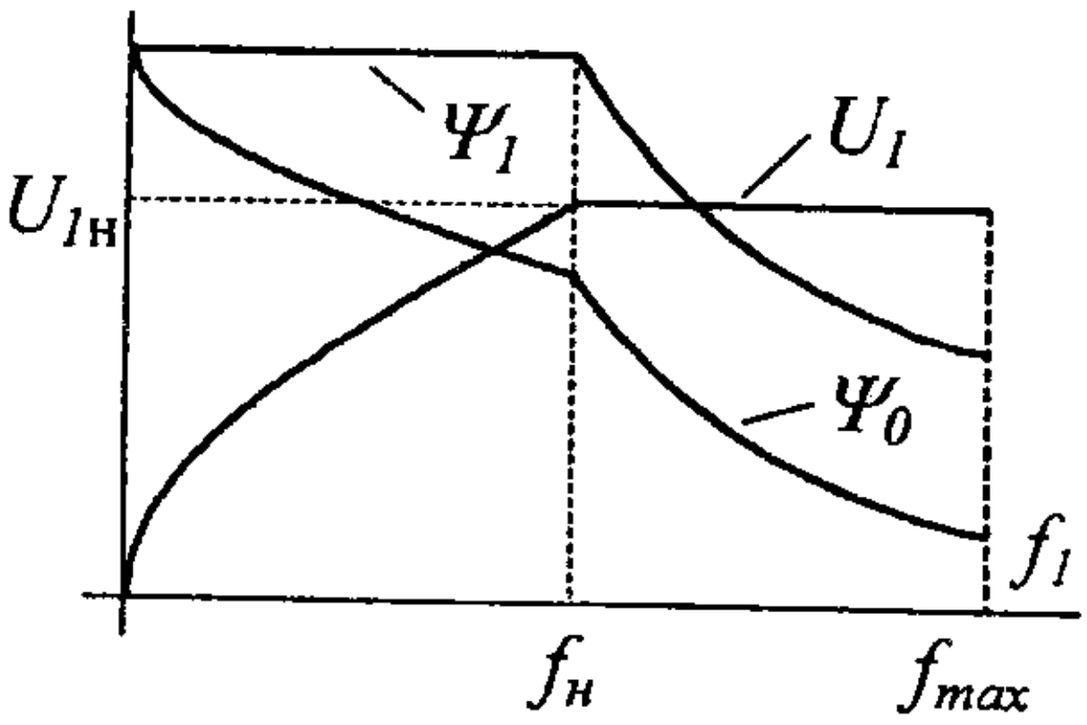


Рис. 5.7. До частотного керування з $IR$-компенсацією

Зниження частоти призводить до зменшення індуктивного опору статора, і ЕРС $\dot{E}_0$ наближається до $\dot{E}_1$ за модулем та фазою (рис. 5.2). Це означає, що зі зменшенням частоти $E_0$ спадає повільніше від $E_1$ (остання пропорційна частоті), а співвідношення $\Psi_0 = \dfrac{E_0}{f_1}$ збільшується. Потокозчеплення в зазорі $\Psi_0$ при близьких до нуля частотах зростає у 1,5...2 рази порівняно з номінальною частотою. Це може викликати насичення магнітопроводу на шляхах головного потоку, збільшення втрат в обмотках та порушення закону керування (5.8).

Щоб запобігти насиченню, замість потоку статора стабілізують головний потік:

$$\Psi_0 = const$$

або

$$\frac{E_0}{f_1} = \frac{|\dot{U}_1 - \dot{I}_1(r_1 + j\omega_1 L_1)|}{f_1} = const \qquad (5.10)$$

(т.з. $IZ$ -компенсація).

Компенсація спаду напруги в індуктивному опорі статора підвищує критичний момент, однак з'являється небезпека насичення магнітопроводу на шляхах потоку розсіяння статора (насамперед зубців), оскільки стабілізація головного потоку можлива лише ціною збільшення потоку статора поблизу номінальної частоти (рис. 5.8).

У швидкодійних електроприводах використовують закон керування

$$E_2'/f_1 = const \qquad (5.11)$$

або (що те ж саме) $\Psi_2 = const$.

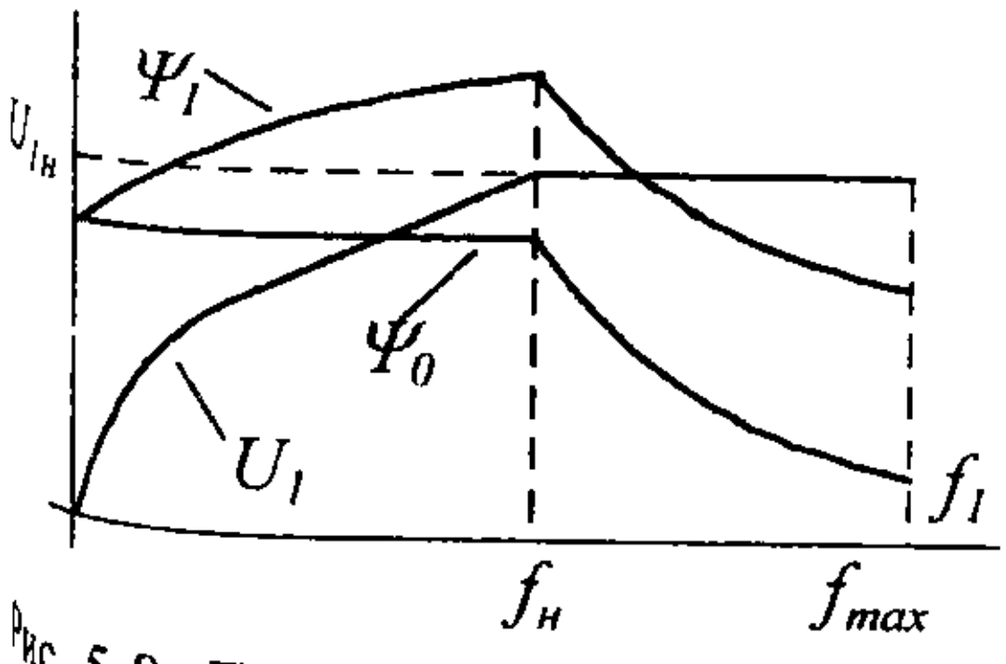
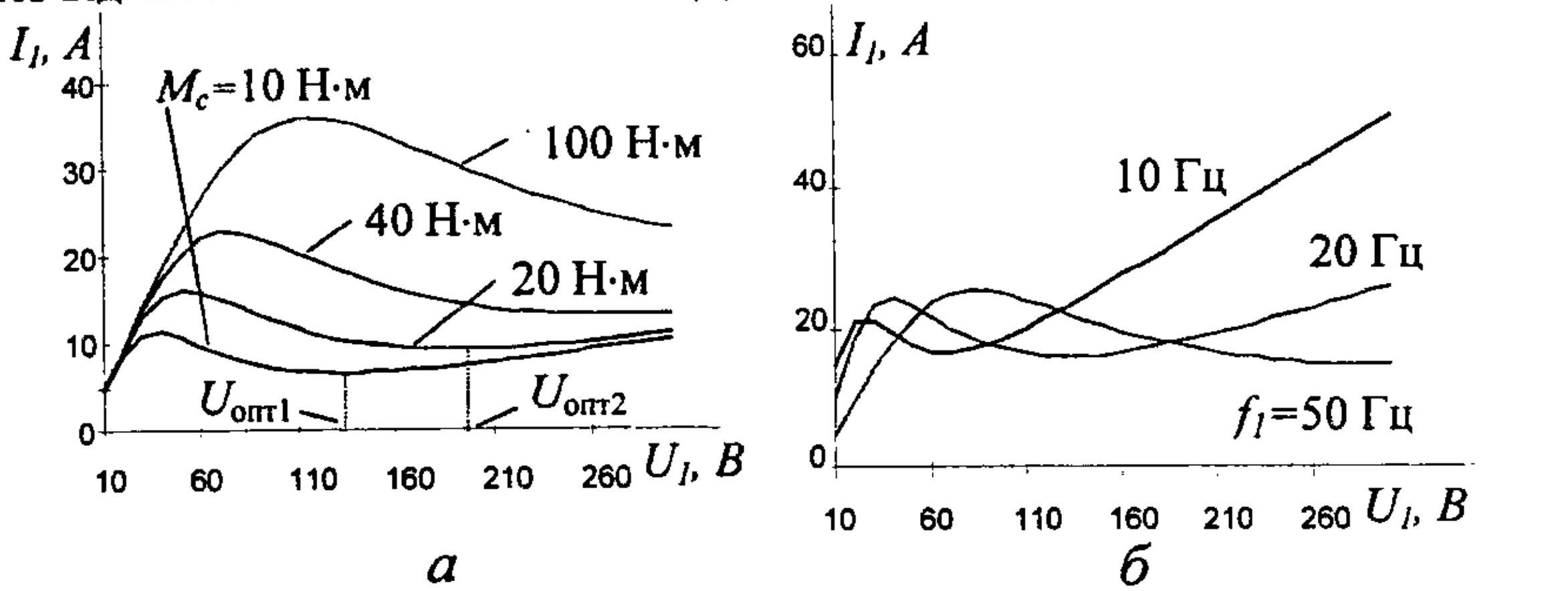


Рис. 5.8. До частотного керування з $IZ$-компенсацією

При стабілізації потокозчеплення ротора хоча й погіршуються енергетичні показники електропривода, набагато кращі регулювальні властивості останнього (механічні характеристики лінійні і не мають максимумів моменту; спрощується структура АД як об'єкта керування; підвищується швидкодія САР та діапазон регулювання

швидкості). Саме такий закон керування використовують у векторних та частотно-струмових системах, де прямо або посередньо здійснюється керування не тільки модулем, а й фазою векторів.

Для досить потужних електроприводів, які переважно працюють у тривалому режимі, щоб зменшити втрати, використовують закон мінімального струму. Можливість реалізації такого закону базується на тому, що залежність між струмом навантаженого АД та живильною напругою при незмінній частоті має мінімум (рис. 5.9). З одного боку, струм статора зростає при збільшенні підведеної напруги, а з іншого – зменшення напруги викликає пом'якшення механічних характеристик, зростання ковзання та струму ротора і зрештою – статорного струму. Звичайно, рівень напруги, який забезпечує мінімум струму, залежить від частоти та навантаження АД.




*а* *б*

Рис. 5.9. Залежність струму статора АД 4А132М4 від живильної напруги при різних частотах живлення та навантаженнях

Мінімізація струму забезпечує зменшення втрат у двигуні та живильній мережі, а також підвищення коефіцієнта потужності при малих навантаженнях.

Як видно з рис. 5.9, під час збільшення частоти та навантаження оптимальна напруга, за якої спостерігається мінімум струму, також збільшується (див. також рис. 5.10).

При великих навантаженнях та частотах мінімум струму без перевищення номінальної напруги недосяжний. Тому закон $I_1 \Rightarrow \min$ можна здійснити лише в першій зоні, де є запас за напругою. Крім того, електропривод, керований за таким законом, погано відпрацьовує стрибки навантаження. Це обумовлено інерційністю каналу регулювання потоку (бо мінімізація струму здійснюється фактично шляхом зміни потоку). Відтак подібний закон придатний лише для електроприводів з досить спокійним графіком навантаження.

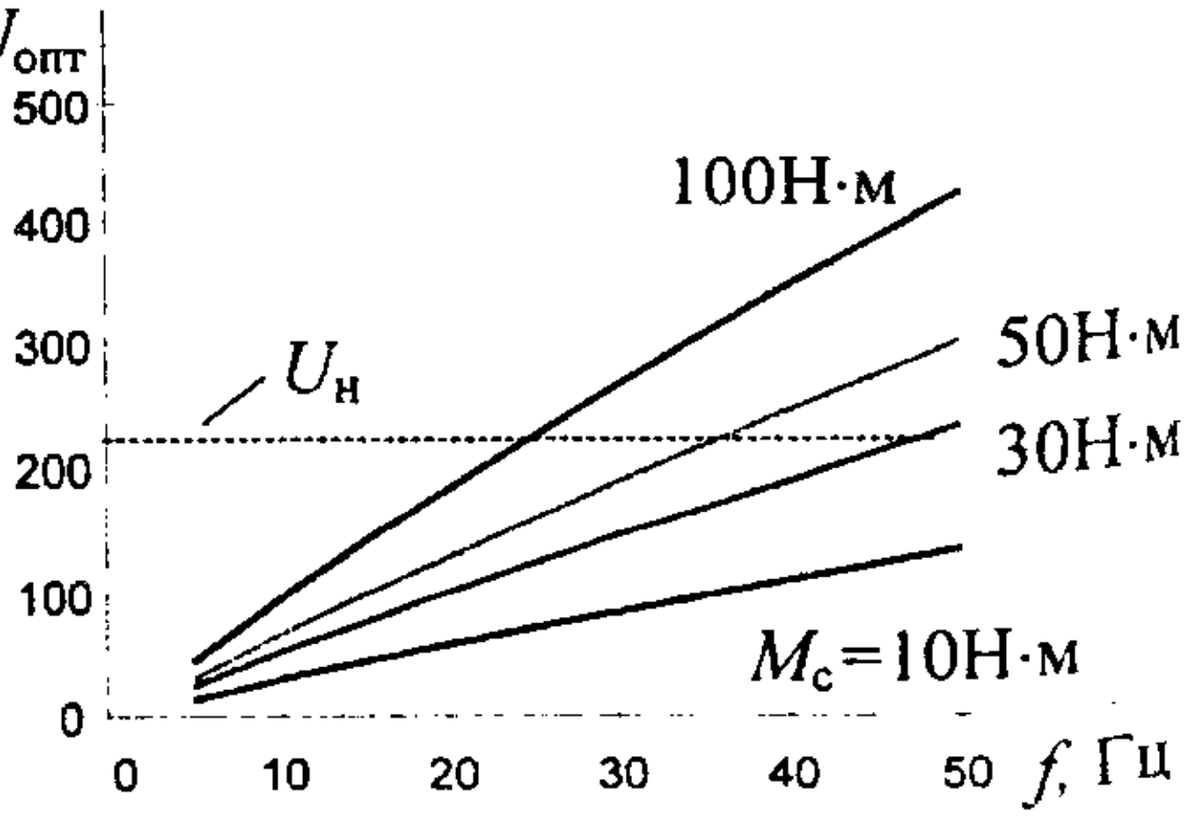



Рис. 5.10. Залежність оптимальної напруги АД 4А132М4 від частоти та навантаження

### 5.2. Скалярні системи частотного керування

Скалярні системи частотного керування – історично перша практично реалізована структура частотно-керованого електропривода. У таких системах, на відміну від векторних, контролюють та регулюють не вектори струмів, напруг, потоків, а лише їх модулі (без урахування фази) та частота зміни. Результат: якість регулювання швидкості як за керуючим, так і збурювальним впливами невисока. З'являються також проблеми з обмеженням моменту в пускогальмівних режимах. Під час виникнення таких систем це було обумовлено як недостатніми регулювальними властивостями існуючих перетворювачів частоти, так і відсутністю досконалих методів керування асинхронними двигунами. Подібні системи й досі знаходять і знаходитимуть надалі застосування в приводах з неглибоким регулюванням швидкості та невисокими вимогами до динамічних показників. Це насамперед механізми, які здебільшого працюють у тривалому режимі S1 (вентилятори, компресори, насоси, димососи, конвеєри, транспортери) та різноманітні допоміжні механізми (рольганги прокатних станів, дозатори, лебідки, підіймальні крани, засувки тощо). У таких системах використовують звичайно автономні інвертори з амплітудною модуляцією.

#### Розімкнені системи частотного керування

Найпростіші системи частотного керування (СЧК) – розімкнені. На рис. 5.11 зображена функціональна схема СЧК, яка реалізує закон керування (5.5).

Співвідношення $U_1/f_1$ стабілізується завдяки тому, що канал регулювання амплітуди напруги (керований випрямляч *КВ*) та канал регулювання частоти (автономний інвертор *АІ*) отримують однакові завдання (перший – у вигляді аналогового сигналу задавальної напруги $u_з$, другий – серією імпульсів, частота яких $f_з$ пропорційна задавальній напрузі). Перетворення аналогового сигналу на послідовність імпульсів здійснюється перетворювачем «напруга–частота» *ПНЧ*. Задавач інтенсивності *ЗІ* забезпечує плавні пуск та гальмування.

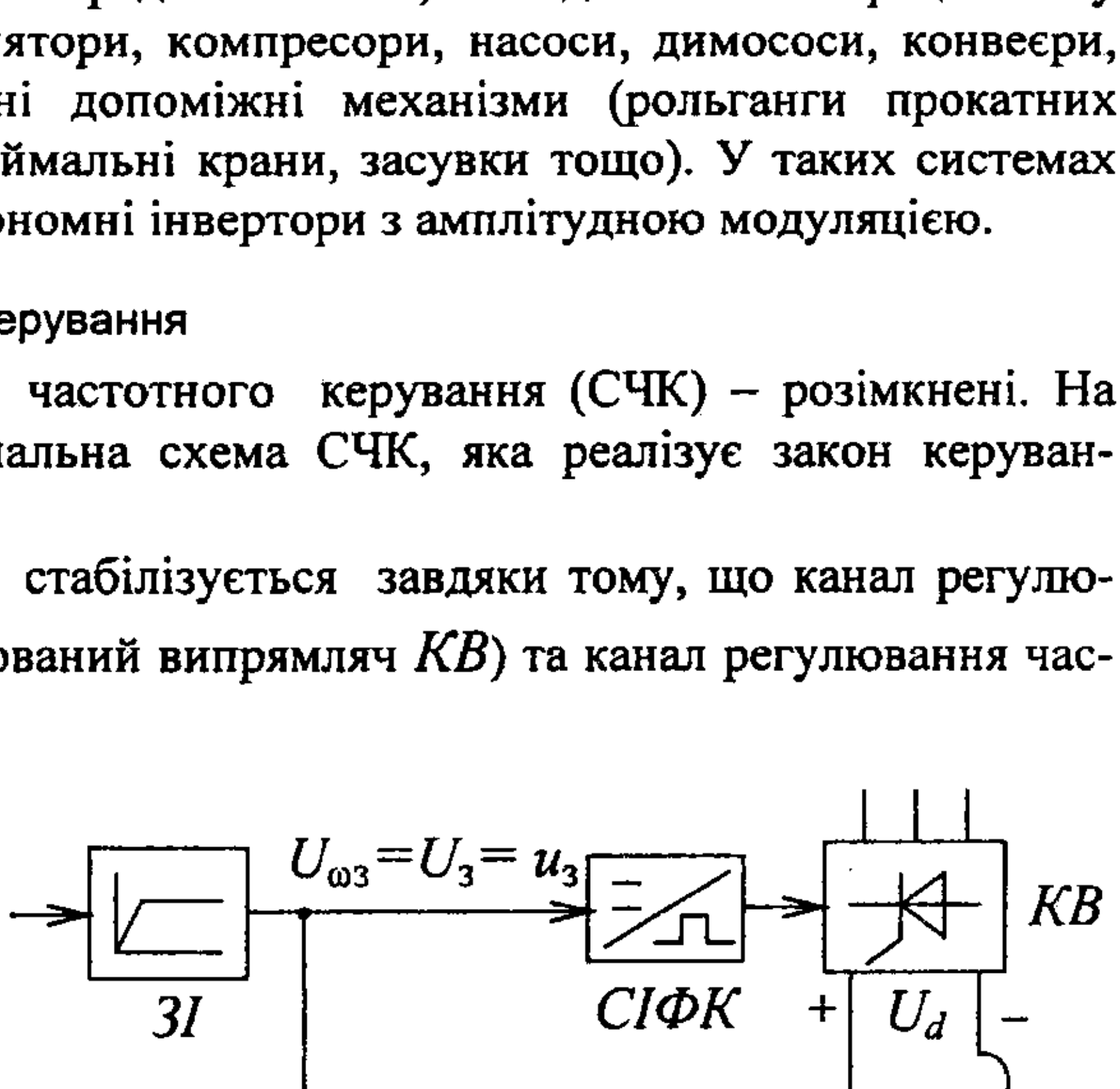



Рис. 5.11. Розімкнена СЧК зі стабілізацією $U_з/f_з$

Коефіцієнт пропорційності між напругою та частотою (тобто коефіцієнт передачі *ПНЧ*):

$$k_{Uf} = \frac{f_{1н}}{U_{1н}}.$$

Для реверса електропривода за схемою рис. 5.11, як і інших скалярних систем, необхідне введення спеціального вузла, який залежно від знака завдання на швидкість змінює порядок перемикання ключів AI.

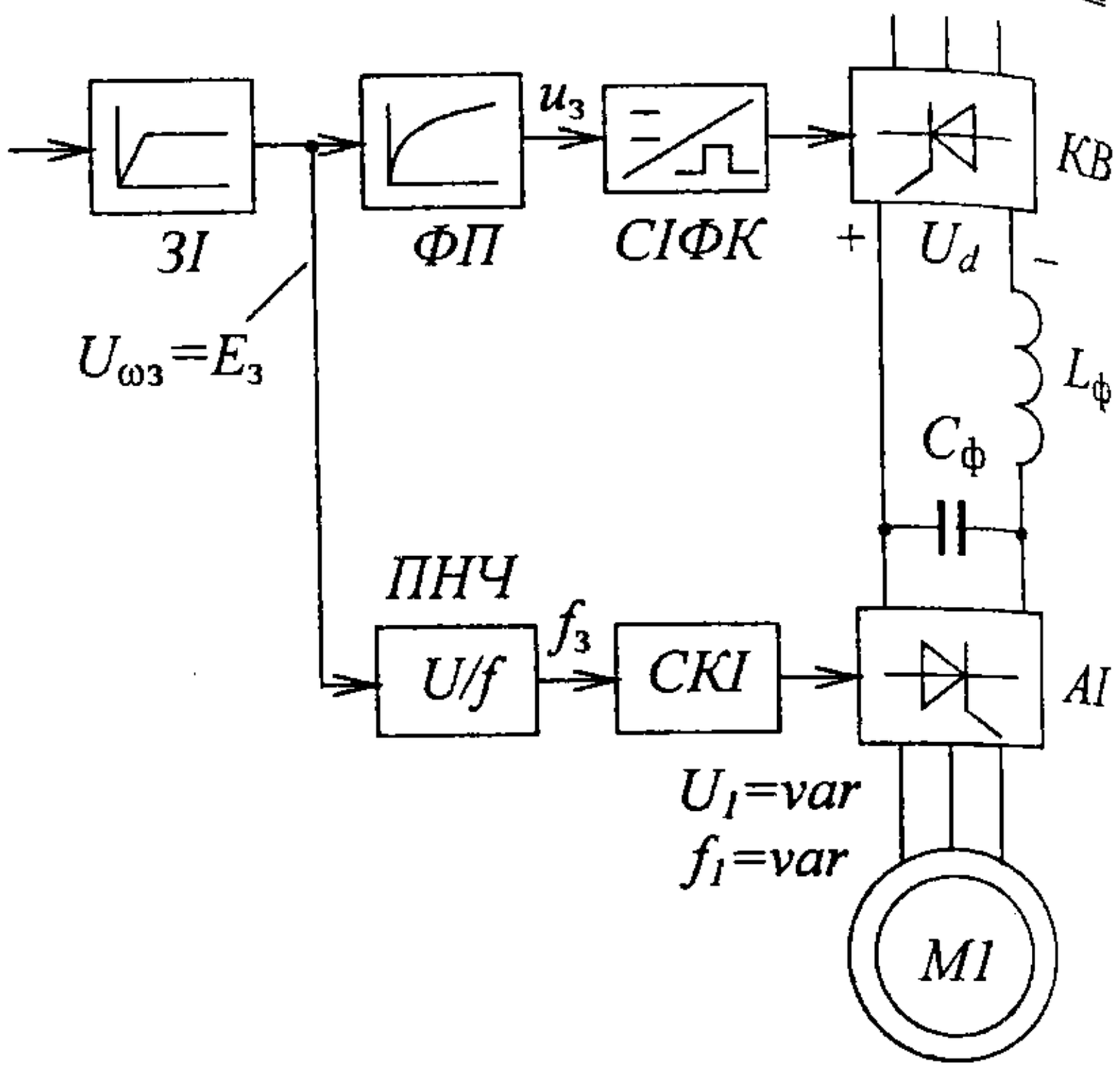



Рис. 5.12. Розімкнена СЧК з функціональним перетворювачем

Закони керування (5.7) – (5.10), а також закон керування для механізмів з важким пуском (рис. 5.5) в розімкненій системі можуть бути реалізовані вмиканням до каналу регулювання амплітуди функціонального перетворювача *ФП* (рис. 5.12). Функціональний перетворювач відтворює відповідні залежності між напругою живлення та частотою (рис. 5.4, 5.5, 5.7, 5.8). У подібних системах закон частотного керування реалізується параметрично, без безпосереднього контролю ЕРС або потоку.

Статичну характеристику ФП для законів (5.8), (5.10) (фактично – залежність напруги живлення від відповідної ЕРС або пропорційної їй частоти) можна отримати двома шляхами: 1) числовим розрахунком для схеми рис. 5.1 такої напруги, яка забезпечує незмінне відношення ЕРС до частоти при будь-якій частоті, і 2) – аналітично. У [7] для схеми заміщення рис. 5.1 отримана залежність відносної напруги статора від параметрів АД та частоти живильної напруги:

$$\gamma = \frac{U_1}{U_{1н}} = \sqrt{\frac{r_1\nu + \sqrt{(b^2 + c^2\nu^2)(d^2 + e^2\nu^2)}}{r_1 + \sqrt{(b^2 + c^2)(d^2 + e^2)}}}, \qquad (5.12)$$

де $\nu = f_1 / f_{1н}$ – відносна частота; $b = r_1\left(1 + k_{\sigma 2}\right)$; $c = x_{0н}k_\sigma$; $d = r_1/x_{0н}$; $e = 1 + k_{\sigma 1}$; $k_{\sigma 1} = x_{1н}/x_{0н}$, $k_\sigma = k_{\sigma 1} + k_{\sigma 2} + k_{\sigma 1}k_{\sigma 2}$ – коефіцієнти розсіяння статора, ротора та повний.

Параметри схеми заміщення у виразі (5.12) надані для номінальної частоти $f_{1н}$.

Для реалізації закону керування (5.7) турбомеханізмами ФП повинен мати характеристику

$$u_з = u_{зн}\left(\frac{U_{ωз}}{U_{ωзн}}\right)^2.$$

Діапазон регулювання розімкнених СЧК обмежений неточністю реалізації ФП, а також зростанням головного потоку зі зменшенням навантаження та частоти. Тому подібні системи працездатні лише в нешироkому діапазоні регулювання швидкості та при майже незмінному навантаженні. Звичайно їх діапазон регулювання не перевищує 3...7 з незмінним статичним моментом та 10...50 при вентиляторному навантаженні.

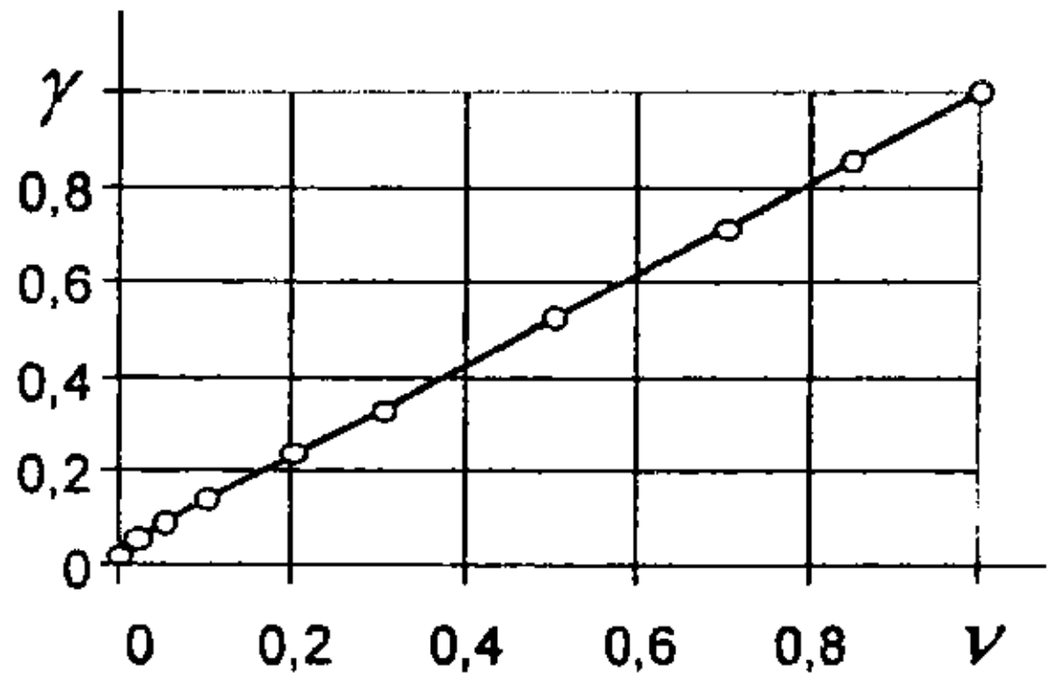


Рис. 5.13. Статична характеристика ФП

◆ ***Приклад 5.1. Розрахунок статичної характеристики ФП***

СЧК за схемою рис. 5.12 реалізує закон керування (5.10) з *IZ*-компенсацією. Параметри двигуна: $r_1$=0,0175 Ом; $x_{1н}$=0,0839 Ом; $r'_2$=0,0137 Ом; $x'_{2н}$=0,1145 Ом; $x_{0н}$=3,1 Ом; $U_{1н}$=220 В. Відносна напруга статора, розрахована за формулою (5.12) у функції відносної частоти $\nu$, наведена в табл.5.1. Напруги $u_{зн}$ та $U_{\omega зн}$, які відповідають номінальним напрузі статора та частоті, узято на рівні 10 В.

Таблиця 5.1

| $\nu$ | 0 | 0,02 | 0,05 | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,5 | 0,7 | 0,85 | 1 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $U_{\omega зн}$ | 0 | 0,2 | 0,5 | 1 | 2 | 3 | 5 | 7 | 8,5 | 10 |
| $\gamma$ | 0,0213 | 0,0576 | 0,0930 | 0,142 | 0,236 | 0,331 | 0,522 | 0,713 | 0,856 | 1 |
| $u_з$ | 0,2128 | 0,5761 | 0,9308 | 1,421 | 2,364 | 3,312 | 5,218 | 7,129 | 8,564 | 10 |

Вхідна напруга $U_{\omega з}$ функціонального перетворювача визначена як $U_{\omega з} = \nu U_{\omega зн}$, вихідна $u_з = \gamma u_{зн}$, а його статична характеристика показана на рис. 5.13. ◆

### Системи частотного керування зі зворотним зв'язком за напругою

Для компенсації спаду напруги у випрямлячі та підвищення точності реалізації закону частотного керування *КВ* охоплюють негативним зворотним зв'язком за напругою кола постійного струму. На рис. 5.14 зображена СЧК, яка є подальшим розвитком системи рис. 5.12 (зворотні зв'язки можуть бути використані і в системі рис. 5.11). Для обмеження струмів слугує також контур випрямленого струму, підпорядкований регулятору напруги (рис. 5.15). Структури рис. 5.11, 5.12, 5.14 можуть бути реалізовані і на базі безпосереднього перетворювача частоти, якщо в його системі керування наявні роздільні канали керування амплітудою та частотою вихідної напруги (це можливе, коли застосовують БПЧ з прямокутною модуляцією).

Для синтезу параметрів регуляторів спочатку розглянемо їх об'єкт керування. Асинхронний двигун, зокрема, – складний нелінійний об'єкт із взаємним зв'язком між каналами регулювання напруги та частоти [7]. Прямолінійна ка-

го можна значно спростити, якщо взяти до уваги, що скалярні СЧК призначені для оптимізації лише статичних характеристик. З урахуванням цього зробимо такі припущення:

- ковзання невелике та незмінне;
- електромагнітна інерція обмоток АД мала порівняно з інерцією фільтра в колі постійного струму (тим більше при малих частотах живлення).

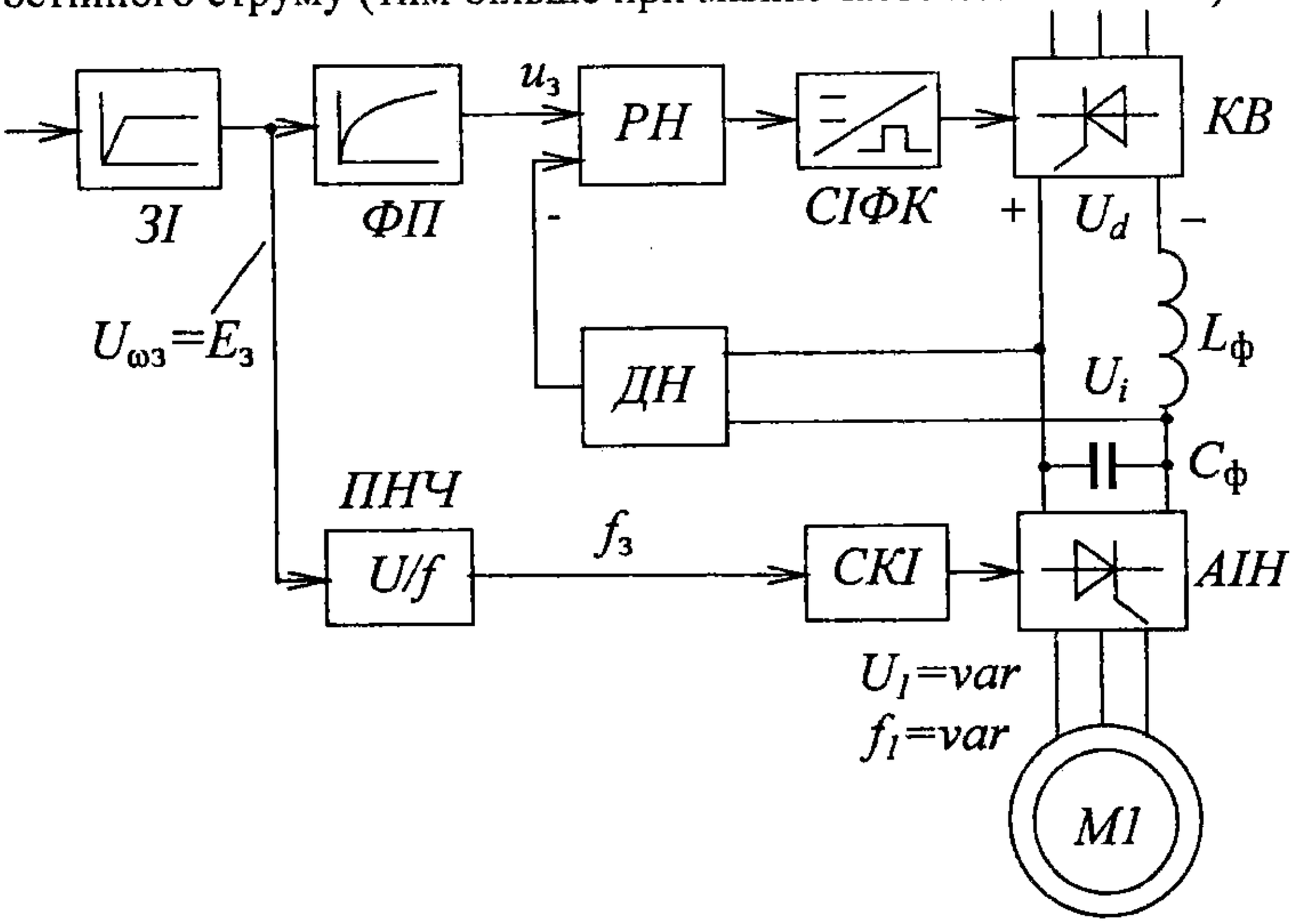



Рис. 5.14. СЧК з функціональним перетворювачем та зворотним зв'язком за напругою

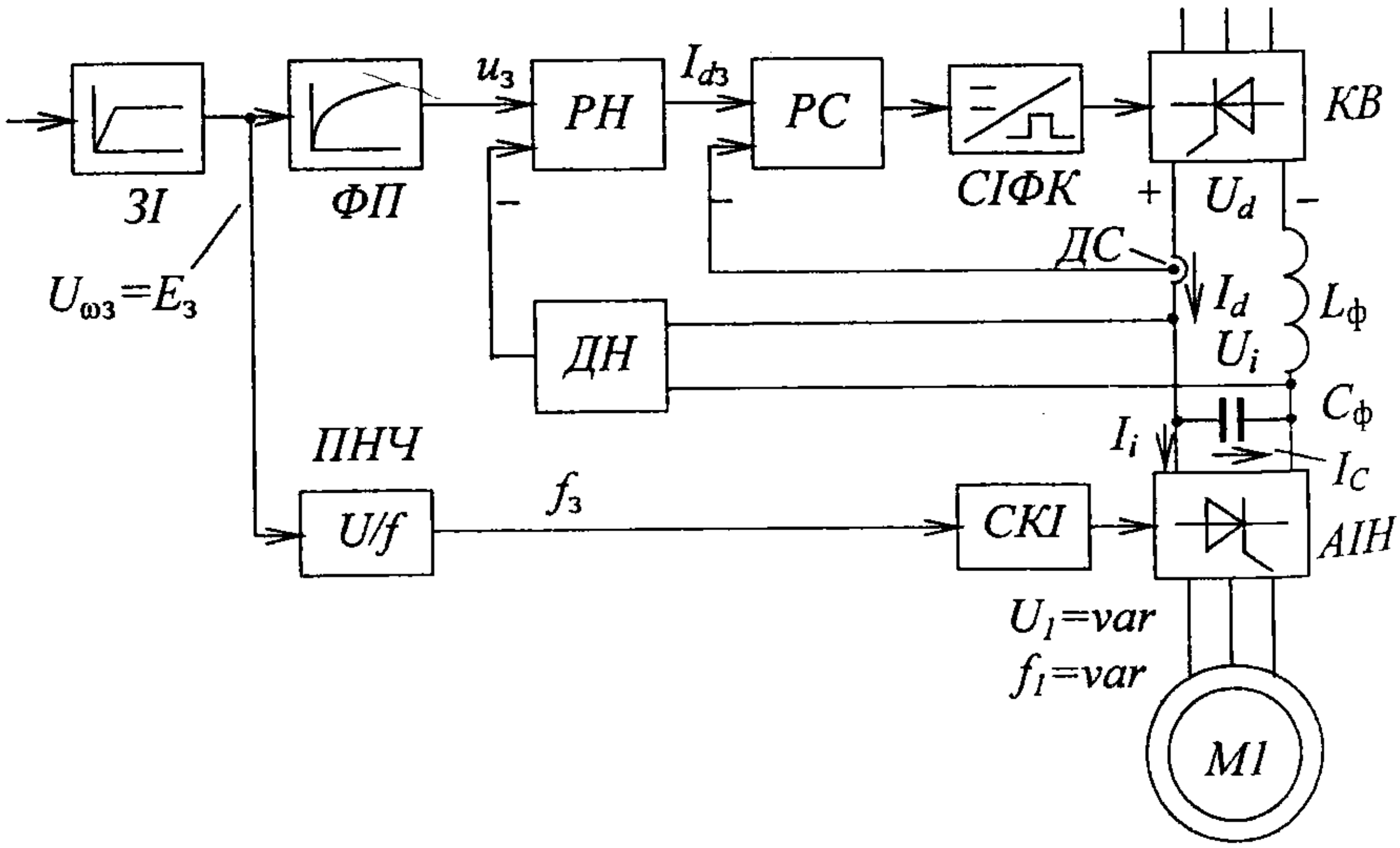



Рис. 5.15. СЧК з функціональним перетворювачем та зворотними зв'язками за напругою і струмом

Запишемо рівняння, які зв'язують напруги та струми перетворювача частоти з напругами та струмами АД.

Середня випрямлена ЕРС керованого випрямляча

$$E_d = I_d(R_в + R_ф) + L_ф \frac{dI_d}{dt} + U_i = I_d R\left(1 + T_{ф1} \frac{dI_d}{dt}\right) + U_i, \qquad (5.13)$$

де $R_в = \frac{3\omega_1 L_т}{\pi}$ – внутрішній опір трифазного мостового КВ; $R_ф$, $L_ф$ – активний опір та індуктивність дроселя; $L_т$ – індуктивність фази живильного трансформатора (комутаційного реактора) у колі живлення випрямляча; $\omega_1$ – колова частота живильної мережі; $T_{ф1} = \frac{L_ф}{R}$; $R = R_в + R_ф$.

Середній випрямлений струм

$$I_d = I_c + I_i. \qquad (5.14)$$

Струм конденсатора

$$I_c = C\frac{dU_i}{dt}. \qquad (5.15)$$

Вхідні струм та напруга інвертора пропорційні струму та напрузі на виході:

$$I_i = k_i I_1; \qquad (5.16)$$

$$U_1 = k_u U_i, \qquad (5.17)$$

де $k_i$, $k_u$ – схемні коефіцієнти.

Для трифазного мостового АІН з тривалістю відкритого стану вентилів 180° згадані коефіцієнти можна знайти з таких міркувань. Рівняння балансу активних потужностей на вході та виході інвертора $U_i I_i \approx 3U_1 I_1 \cos\varphi_д$. Звідси, а також з виразів (5.16), (5.17) знайдемо $\frac{k_i}{k_u} = 3\cos\varphi_д$. Амплітуда першої гармоніки фазної напруги $U_1 = 2U_i/\pi$, тому $k_u = 2/\pi$. Тоді $k_i = 3k_u\cos\varphi_д = \frac{6}{\pi}\cos\varphi_д$. Приблизно можна вважати $\cos\varphi_д \approx \cos\varphi_{дн}$.

Зв'язок між струмом та напругою статора згідно з [7, 8] задається як

$$I_1 = U_1\sqrt{\frac{C}{A}}, \qquad (5.18)$$

де $C = r_2'^2/x_{0н}^2 + (1+k_{\sigma 2})^2\beta^2$; $A = (b^2 + c^2\nu^2)\beta^2 + 2r_1 r_2'\nu\beta +$

$+ (d^2 + e^2\nu^2)r_2'^2$.

На рис. 5.16, виходячи з останнього виразу та рівнянь (5.13)–(5.17), побудована структурна схема системи ПЧ-АД ($k_в$, $T_в$ – коефіцієнт передачі та стала часу випрямляча).

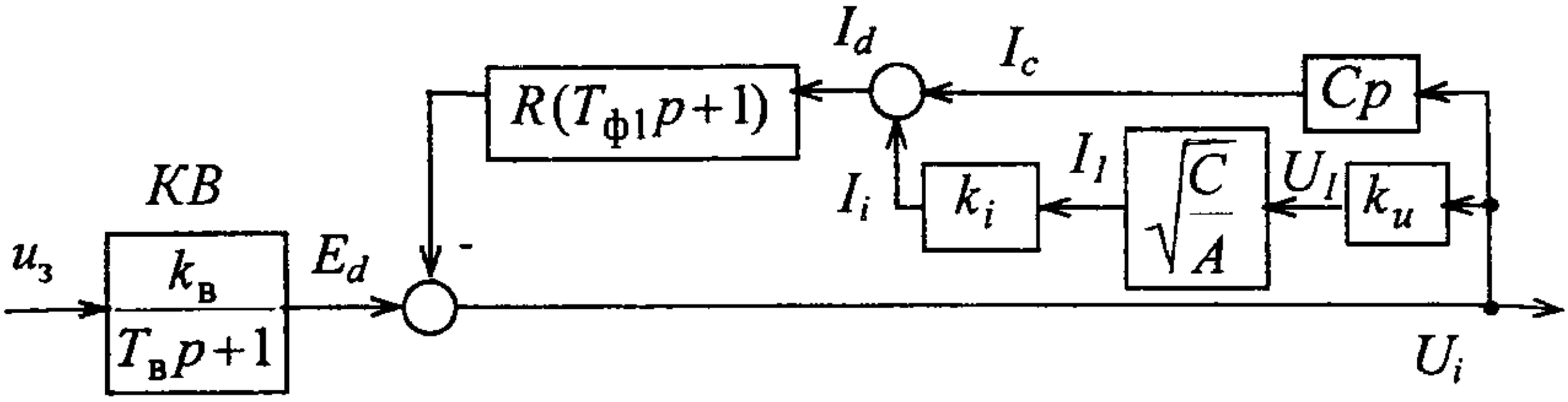



Рис. 5.16. Структурна схема ПЧ-АД

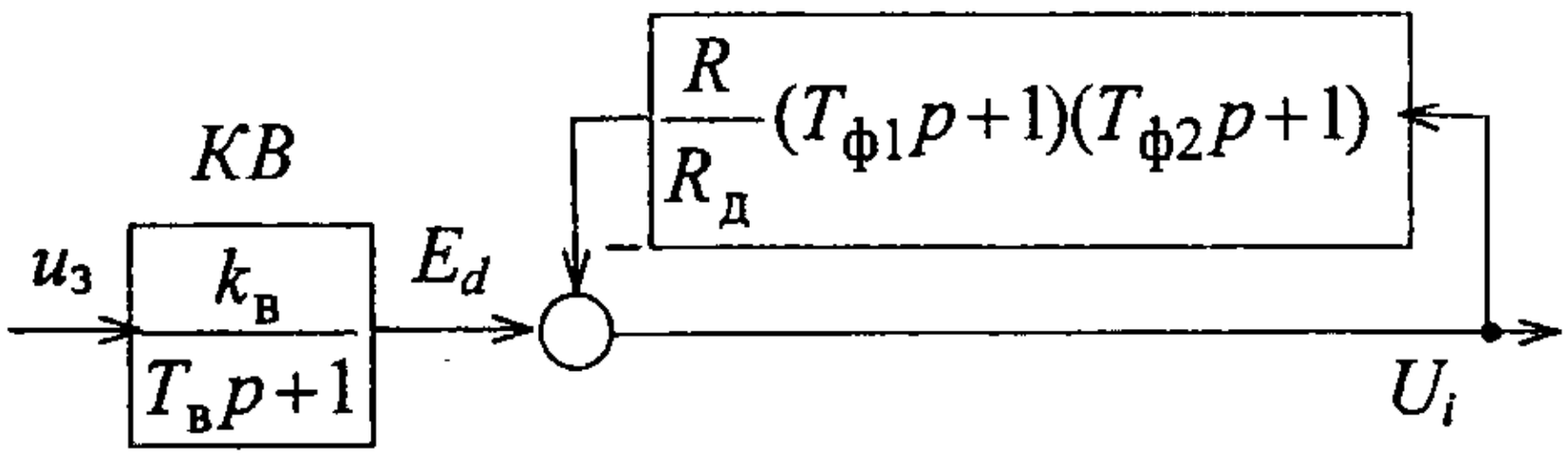



Рис. 5.17. Перетворена структурна схема ПЧ-АД

Після деяких перетворень схеми рис. 5.16 отримаємо структурну схему рис. 5.17, на якій $R_д = \frac{1}{k_i k_u}\sqrt{\frac{A}{C}}$ – зведений до кола постійного струму опір АД; $T_{ф2} = CR_д$.

Зі схеми рис. 5.17 отримаємо передавальну функцію об'єкта керування для регулятора напруги в СЧК без підпорядкованого контуру струму (за рис. 5.14):

$$W_{o1}(p) = \frac{U_i(p)}{u_з(p)} = \frac{k_в}{T_в p+1}\frac{1}{\frac{R}{R_д}(T_{ф1}p+1)(T_{ф2}p+1)+1} =$$

$$= \frac{k_в}{T_в p+1}\frac{R_д/(R+R_д)}{\frac{R}{R_д}T_{ф1}T_{ф2}p^2 + \frac{R}{R_д}(T_{ф1}+T_{ф2})p+1}. \qquad (5.19)$$

Якщо у знаменнику виразу (5.19) знехтувати членом біля $p^2$, сталу часу $T_{o1} = \frac{R}{R_д}\left(T_{ф1}+T_{ф2}\right)$ можна розглядати як сталу часу об'єкта керування контуру напруги. Якщо вона значно більша за сталу випрямляча, її можна вважати компенсованою, а сталу часу випрямляча – малою некомпенсованою сталою. За таких умов регулятор напруги буде пропорційно-інтегральним. Коли $T_{o1}$ близька до $T_в$ або навіть менша за неї, їх обох слід віднести до некомпенсованих.

З рівняння (5.13), вважаючи вхідну напругу інвертора $U_i$ збуренням, отримаємо передавальну функцію об'єкта керування для регулятора струму в СЧК за схемою рис. 5.15:

$$W_{o2}(p)=\frac{I_d(p)}{u_к(p)}=\frac{k_в}{T_в p+1}\cdot\frac{1/R}{\left(T_{ф1}p+1\right)+1}. \qquad (5.20)$$

Сталу часу $T_{ф1}$ можна вважати великою компенсованою сталою, а $T_в$, як і раніше, – некомпенсованою. Тоді регулятор струму буде пропорційно-інтегральним, а передавальна функція замкненого контуру струму

$$W_{кс}(p)=\frac{1/k_{дс}}{a_с T_в^2 p^2+a_с T_в p+1}.$$

За таких умов зазначена функція об'єкта керування регулятора напруги

$$W_{o3}(p)=\frac{1/k_{дс}}{a_с T_в p+1}\,\frac{1/R_д}{T_{ф2}p+1}. \qquad (5.21)$$

Отже, регулятор напруги також повинен бути пропорційно-інтегральним, а компенсованою сталою – $T_{ф2}$.

Оскільки опір $R_д$ є функцією частоти та ковзання, у процесі зміни швидкості та навантаження характеристики об'єкта керування дещо зміняться, проте характеристики СЧК завдяки зворотним зв'язкам стануть стабільнішими.

◆ ***Приклад 5.2. Синтез одноконтурної САР напруги.***

Для САР за рис. 5.14 розрахувати параметри регулятора напруги. Діапазон регулювання частоти $\nu$=0,1...1. Параметри схеми заміщення двигуна взяти з прикладу 5.2. Номінальні ковзання $s_н$=0,02 та $\cos\varphi_{дн}$=0,9. Параметри кола постійного струму: $R_ф$=6,6 мОм; $L_ф$=1,5 мГн; $C_ф$=40000 мкФ. Параметри випрямляча: $T_в$=0,002 с; $k_в$=20; $R_в$=1,38 мОм. Коефіцієнт передачі датчика напруги $k_{дн}$=0,05.

Активний опір кола постійного струму

$R=R_в+R_ф$=1,38 +6,6=7,98 мОм.

Для середини діапазону регулювання частоти ($\nu_c$=0,55) за (5.18) знайдемо

$A$=6,46 ·10$^{-5}$; $B$=0,0001492.

Коефіцієнти пропорційності

$k_u=2/\pi$=0,6369;

$$k_i=\frac{6}{\pi}\cos\varphi_д=\frac{6}{3{,}14}0{,}9=1{,}588.$$

Зведений до кола постійного струму опір АД

$$R_д = \frac{1}{k_i k_u}\sqrt{\frac{A}{C}} = \frac{1}{1{,}588 \cdot 0{,}6369}\sqrt{\frac{6{,}46 \cdot 10^{-5}}{0{,}0001492}} = 1{,}388 \text{ Ом}.$$

Сталі часу

$$T_{ф1} = \frac{L_ф}{R} = \frac{1{,}5}{7{,}98} = 0{,}188 \text{ с};$$

$$T_{ф2} = CR_д = 40000 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}388 = 55{,}52 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Стала часу об'єкта керування

$$T_{o1} = \frac{R}{R_д}\left(T_{ф1} + T_{ф2}\right) = \frac{7{,}98 \cdot 10^{-3}}{1{,}388}\left(0{,}188 + 0{,}05552\right) = 1{,}4 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Оскільки $T_{o1} < T_в$, регулятор напруги повинен бути пропорційним з коефіцієнтом передачі:

$$k_{рн} = \frac{R + R_д}{a_н\left(T_{o1} + T_в\right)k_в k_{дн} R_д} = \frac{7{,}98 \cdot 10^{-3} + 1{,}388}{4\left(1{,}4 \cdot 10^{-3} + 0{,}002\right)20 \cdot 0{,}05 \cdot 1{,}388} =$$

$= 73{,}95$. ◆

### СЧК зі зворотним зв'язком за ЕРС

Безпосередній контроль ЕРС або потоку дає можливість відмовитися від функціонального перетворювача в каналі завдання та підвищує точність реалізації закону частотного керування.

Оскільки вимірювання потоку технічно досить складне завдання, найчастіше скалярні СЧК замикають за проти-ЕРС ($E_1$ або $E_0$). На рис. 5.18 зображена система частотного керування з регулятором ЕРС. Датчик ЕРС *ДЕ*, виходячи з сигналів первинних датчиків напруги та струму, визначає ЕРС (див. п.3.2). Датчик напруги може вмикатися як до, так і після інвертора. Усередині контуру ЕРС, як і в системі рис. 5.15, може бути підпорядкований контур випрямленого струму. За такою структурою реалізовані деякі комплектні електроприводи підіймальних кранів.

Системи, що реалізують закони керування (5.8) та (5.10), різняться одна від одної тільки датчиком ЕРС, який повинен вимірювати ЕРС $E_0$ або $E_1$.

Передавальну функцію об'єкту керування регулятора ЕРС $E_0$ для схеми рис. 5.18 отримаємо з виразу (5.21) з урахуванням (5.13), (5.17):

$$W_{o4}(p) = \frac{E_0(p)}{I_{d3}(p)} = W_{o3}(p)\frac{\nu}{k_u}\sqrt{\frac{B}{A}} =$$

$$= \frac{1/k_{дс}}{a_с T_в p + 1}\frac{1}{T_{ф2} p + 1}\frac{\nu}{k_u R_д}\sqrt{\frac{B}{A}}. \qquad (5.22)$$

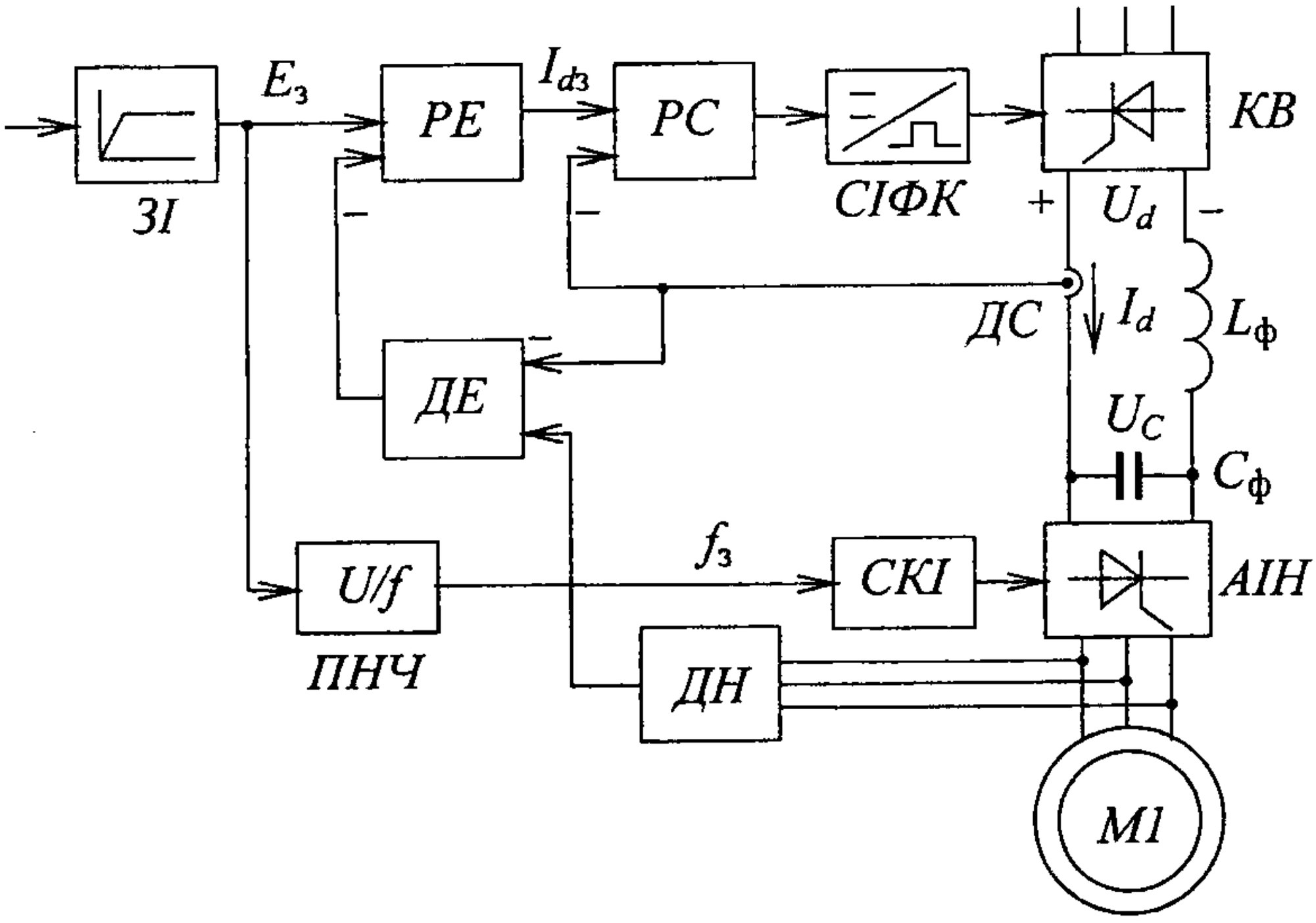



Рис. 5.18. Замкнена СЧК з регулятором ЕРС

## 5.3. Частотно-струмові системи ◆

### Принцип частотно-струмового керування

На відміну від скалярних систем частотного керування, де регулюються напруга і частота живлення, частотно-струмові системи регулюють струм та частоту. Принцип частотно-струмового керування випливає з аналізу рівнянь статики АД, записаних для узагальнених векторів струмів та потокозчеплень:

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 r_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} = \bar{I}_1 r_1 + j\omega_1 \bar{\Psi}_1; \tag{5.23}$$

$$0 = \bar{I}_2 \frac{r'_2}{s} + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} = \bar{I}_2 \frac{r'_2}{s} + j\omega_1 \bar{\Psi}_2; \tag{5.24}$$

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{I}_1 L_1 + \bar{I}_0 L_0 = \bar{I}_1 (L_1 + L_0) - \bar{I}_1 L_0 + \bar{I}_0 L_0 = \bar{I}_1 L_s + \bar{I}_2 L_0; \tag{5.25}$$

$$\bar{\Psi}_2 = \bar{I}_2 L_2 + \bar{I}_0 L_0 = \bar{I}_0 (L_2 + L_0) - \bar{I}_0 L_0 = \bar{I}_2 L_r + \bar{I}_1 L_0, \tag{5.26}$$

де $L_0 = x_0/\omega_{1н}$; $L_1 = x_1/\omega_{1н}$; $L_2 = x'_2/\omega_{1н}$; $r_1$, $r'_2$ – параметри схеми заміщення АД (рис. 5.1); $L_s = L_1 + L_0$; $L_r = L_2 + L_0$ – синхронні індуктивності кіл статора та ротора.

Знайдемо струм ротора з рівняння (5.26):

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{\Psi}_2 - \bar{I}_1 L_0}{L_r}$$

та підставимо його до рівняння (5.24):

$$0 = \frac{\bar{\Psi}_2}{L_r}\frac{r'_2}{s} - \frac{\bar{I}_1 L_0}{L_r}\frac{r'_2}{s} + j\omega_1 \bar{\Psi}_2,$$

звідки

$$\bar{\Psi}_2\left(\frac{r'_2}{L_r s} + j\omega_1\right) = \bar{I}_1 \frac{L_0}{L_r}\frac{r'_2}{s}. \qquad (5.27)$$

Через те, що досі ніяких умов стосовно орієнтації дійсної осі не висувалося, зорієнтуємо її довільно, щоб дійсна вісь мала напрямок, який би збігся з напрямком вектора потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_2$. Тоді це потокозчеплення не матиме уявної складової ($\bar{\Psi}_2 = \Psi_2 + j0$), а струм статора $\bar{I}_1 = I_{1d} + jI_{1q}$. Тоді рівняння (5.27) набуде вигляду

$$\Psi_2\left(\frac{r'_2}{L_r s} + j\omega_1\right) = \left(I_{1d} + jI_{1q}\right)\frac{L_0 r'_2}{L_r s}.$$

Порівнявши дійсні та уявні частини останнього виразу, знайдемо відповідно поздовжню та поперечну проекції струму статора (рис. 5.19):

$$I_{1d} = \Psi_2 / L_0; \qquad (5.28)$$

$$I_{1q} = \frac{\Psi_2 \omega_1 L_r s}{L_0 r'_2} = \Psi_2 \frac{\omega_{1н}\beta}{L_0 \alpha_r}, \qquad (5.29)$$

де $\alpha_r = r'_2 / L_r$; $\beta = \omega_1 s / \omega_{1н} = \nu s$ – абсолютне ковзання; $\nu = \omega_1 / \omega_{1н}$ – відносна частота.

На рис. 5.19 вектор потокозчеплення $\bar{\Psi}_2$ обертається відносно нерухомої осі фази $A$ статора з синхронною частотою, а вектор струму статора $\bar{I}_1$ випереджує його на кут:

$$\gamma = arctg\frac{I_{1q}}{I_{1d}} = arctg\frac{\omega_{1н}\beta}{\alpha_r}. \qquad (5.30)$$

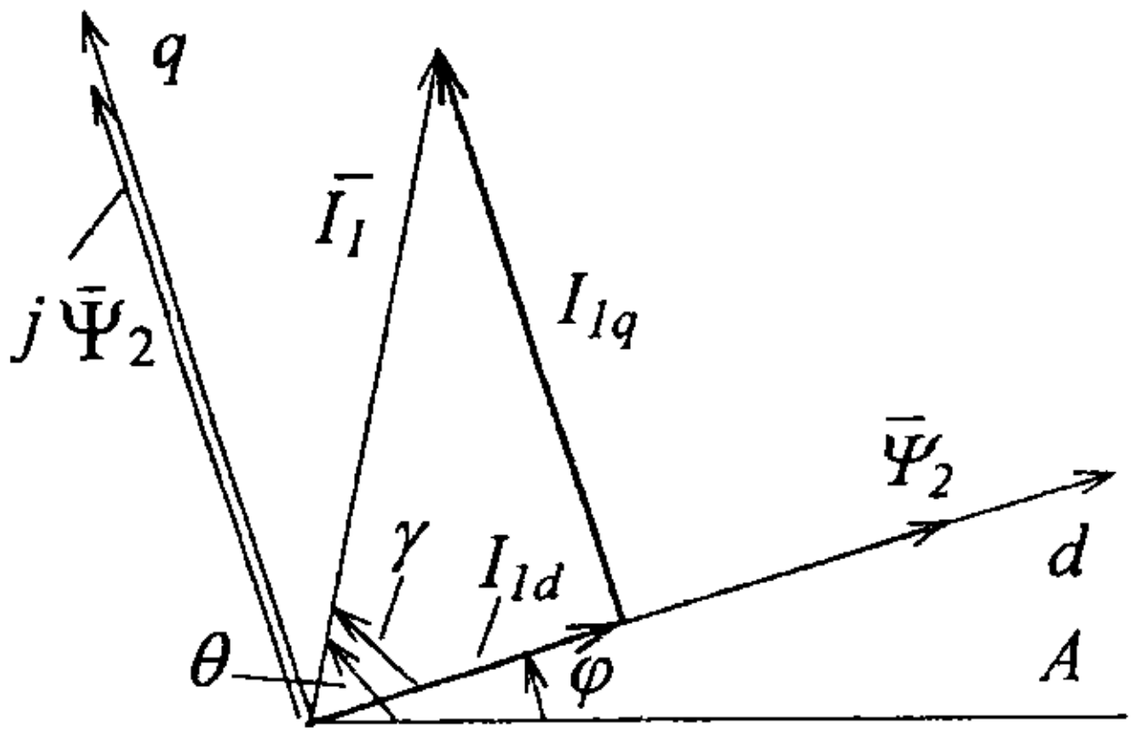



Рис. 5.19. Складові струму статора (режим двигуна)

Щоб отримати вираз для моменту, спочатку розглянемо споживану двигуном активну потужність як скалярний добуток живильної напруги та струму статора:

$$P_1 = 3\bar{U}_1\bar{I}_1 = 3\left(\bar{I}_1 r_1 + j\omega_1\bar{\Psi}_1\right)\bar{I}_1 = 3\bar{I}_1\bar{I}_1 r_1 + j3\omega_1\bar{\Psi}_1\bar{I}_1.$$

Оскільки $\bar{I}_1\bar{I}_1 = I_1^2$, перша складова останнього рівняння дорівнює активним втратам в обмотці статора, а друга (за умови нехтування втратами в сталі) – електромагнітній потужності двигуна:

$$P_e = 3\omega_1\left(j\bar{\Psi}_1\right)\bar{I}_1.$$

Виразивши з рівнянь (5.25), (5.26) потокозчеплення статора

$$\bar{\Psi}_1 = \bar{I}_1\left(L_s - \frac{L_0^2}{L_r}\right) + \bar{\Psi}_2\frac{L_0}{L_r}$$

та підставивши результат у вираз для електромагнітної потужності, отримаємо

$$P_e = 3\omega_1\left(j\bar{I}_1\right)\bar{I}_1\left(L_s - \frac{L_0^2}{L_r}\right) + 3\omega_1\left(j\bar{\Psi}_2\right)\bar{I}_1\frac{L_0}{L_r} =$$

$$= 3\omega_1 I_1^2\left(L_s - \frac{L_0^2}{L_r}\right)\cos\frac{\pi}{2} + 3\omega_1\frac{L_0}{L_r}\Psi_2 I_1\cos\left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right) = 3\omega_1\frac{L_0}{L_r}\Psi_2 I_{1q}.$$

Електромагнітний момент АД

$$M = \frac{zP_e}{\omega_1} = \frac{3zL_0}{L_r}\Psi_2 I_{1q} = \frac{3z\omega_1 s}{r'_2}\Psi_2^2 = \frac{3z\omega_{1'}}{\alpha_s\alpha_r}\beta\Psi_2^2. \qquad (5.31)$$

де $\alpha_s = r_1/L_s$; $z$ – кількість пар полюсів.

З рівнянь (5.28)–(5.31) виходить, що частотно-керований асинхронний двигун з незмінним потокозчепленням ротора багато в чому подібний до двигуна постійного струму незалежного збудження:

- потокозчеплення ротора пропорційне поздовжній складовій струму статора (тому останню звуть потокотвірною) так само, як у ДПС, де потік пропорційний струмові збудження;
- за незмінним потокозчепленням ротора момент пропорційний поперечній (т.з. моментотвірній) складовій струму статора (у ДПС їй відповідає струм якоря);
- за незмінним потокозчепленням ротора та частотою живлення момент пропорційний ковзанню (тобто механічні характеристики АД лінійні, як у ДПС);
- можливе роздільне керування складовими $I_{1d}$ та $I_{1q}$.

Тому в частотно-струмових системах найчастіше стабілізують саме потокозчеплення $\Psi_2$, що забезпечує найпростішу структуру САР, найбільшу швидкодію та лінійність механічних характеристик.

Оскільки вихідний сигнал регулятора швидкості є завданням на момент, завдання на струм статора можна сформувати з цього сигналу за виразами (5.28)–(5.31). В однозонному електроприводі незмінні потокозчеплення $\Psi_2$ та

струм $I_{1d}$ підтримують на номінальному рівні. Тому завдання на модуль струму статора

$$I_1^* = \sqrt{I_{1q}^2 + I_{1d}^2} = \frac{\Psi_{2н}}{L_0}\sqrt{\left(\frac{M^* L_r}{3z\Psi_{2н}^2}\right)^2 + 1}. \qquad (5.32)$$

Наведену залежність можна реалізувати функціональним перетворювачем, увімкненим на виході регулятора швидкості (рис. 5.20). Горизонтальні ділянки статичної характеристики ФП (рис. 5.20б) обмежують струм та момент АД.

Завдання на модуль струму може бути використане або безпосередньо як вхідний сигнал контуру випрямленого струму двоступеневого ПЧ з амплітудною модуляцією, або для подальшого формування завдань на миттєві фазні струми безпосередніх ПЧ чи ПЧ з ШІМ.

На випадок двозонного регулювання швидкості необхідне окреме завдання складових $I_{1d}$ та $I_{1q}$ (рис. 5.20в). Завдання на складову $I_{1d}$ незмінне в першій зоні та зменшується в другій. Завдання на модуль струму визначається двовходовим векторним суматором ВС.

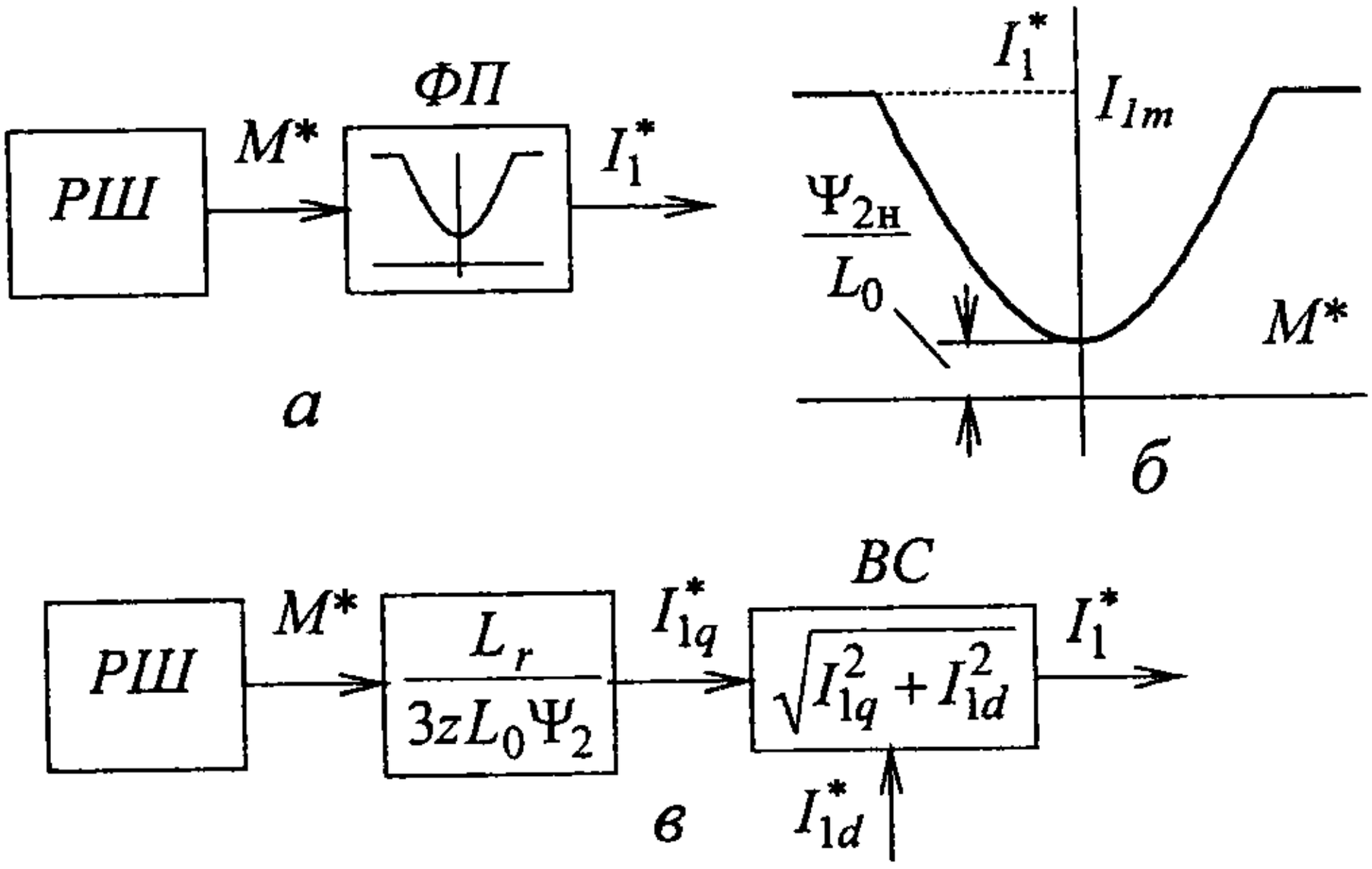



Рис. 5.20. Способи формування завдання на модуль струму статора

Щоб зорієнтувати вектор струму статора в просторі, крім завдання на модуль струму, необхідно сформувати також завдання на його кут або частоту обертання. Потрібний кут повороту вектора струму статора (рис. 5.19)

$$\theta = \varphi + \gamma = \int \omega_1 dt + \gamma .$$

Задану синхронну частоту можна отримати як суму частоти обертання ротора (електричної) та частоти ковзання

$$\omega_1 = z\omega + \omega_1 s .$$

Тоді з урахуванням (5.31)

$$\theta = \int_0^t \left( z\omega + M^* \frac{r'_2}{3z\Psi_2^2} \right) dt + \gamma , \tag{5.33}$$

звідки задана частота обертання вектора струму статора

$$\omega_1^* = \frac{d\theta}{dt} = z\omega + M^* \frac{r'_2}{3z\Psi_2^2} + \frac{d\gamma}{dt}. \tag{5.34}$$

Таким чином, задана частота стає функцією швидкості обертання ротора та завдання на момент (пропорційного заданому ковзанню). Структурні схеми формування завдання на кут та частоту, які реалізують залежності (5.33), (5.34), зображені на рис. 5.21.

Функціональний перетворювач ФП на рис. 5.21 реалізує залежність (5.30).

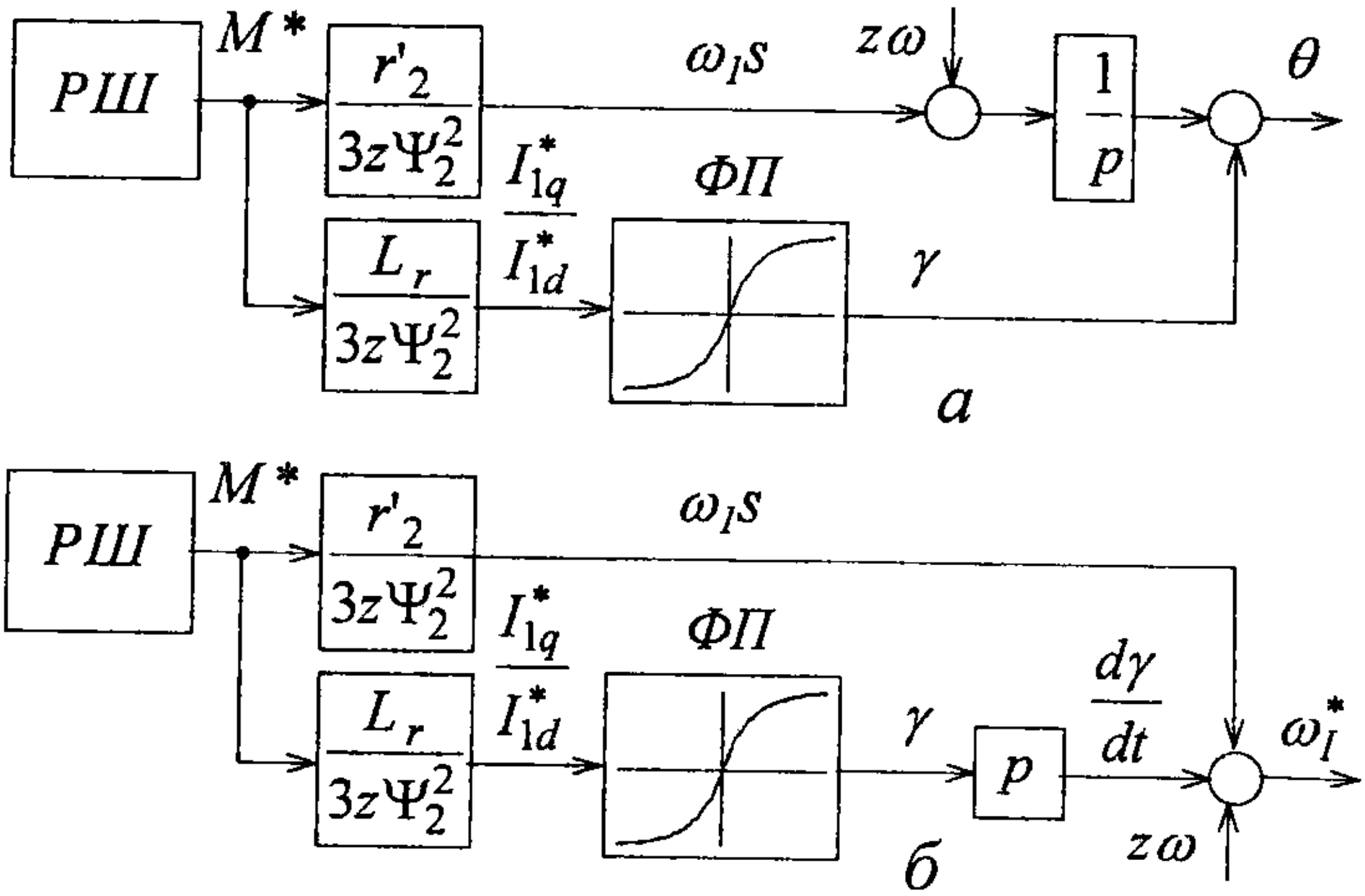



Рис. 5.21. Схема формування завдання на кут та частоту

Структури частотно-струмових систем

Спосіб задання модуля та просторового положення вектора струму (фактично система координат, в якій регулюється струм) залежить від типу перетворювача частоти та структури системи керування ним та електроприводом у цілому. Якщо використовують двоступеневий ПЧ з амплітудною модуляцією, регулювання струму можливе лише в полярній системі координат з роздільним завданням модуля (для керованого випрямляча) та фази вектора струму (для інвертора). У системі керування такого інвертора звичайно присутній сигнал, рівень якого пропорційний потрібній частоті перемикання ключів інвертора. У цьому разі застосовують алгоритм формування заданої частоти згідно з (5.32) та рис. 5.21а. На рис. 5.22 зображена структура однозонної частотно-струмової системи, призначеної для керування ПЧ з автономним інвертором струму.

Керований випрямляч КВ, охоплений негативним зворотним зв'язком за випрямленим струмом, – джерело струму для автономного інвертора струму АІС. Сигнал $U_s = \omega_1 s + \frac{d\gamma}{dt}$ за допомогою ПНЧ (див. п.2.5) перетворюється на послідовність імпульсів з частотою, пропорційною $U_s$, що надходить до входу суматора частот СЧ (див. п.2.10), на іншому вході якого присутня послідовність імпульсів з імпульсного датчика положення ІДП з частотою, пропорційною частоті обертання ротора. Частота вихідного імпульсного сигналу СЧ, який відповідає потрібній частоті обертання поля статора, задає частоту перемикання інвертора струму АІС. Аналоговий сигнал зворотного зв'язку за швидкістю отримано з сигналу ІДП завдяки перетворювачеві «частота–напруга» (див. п.2.5).

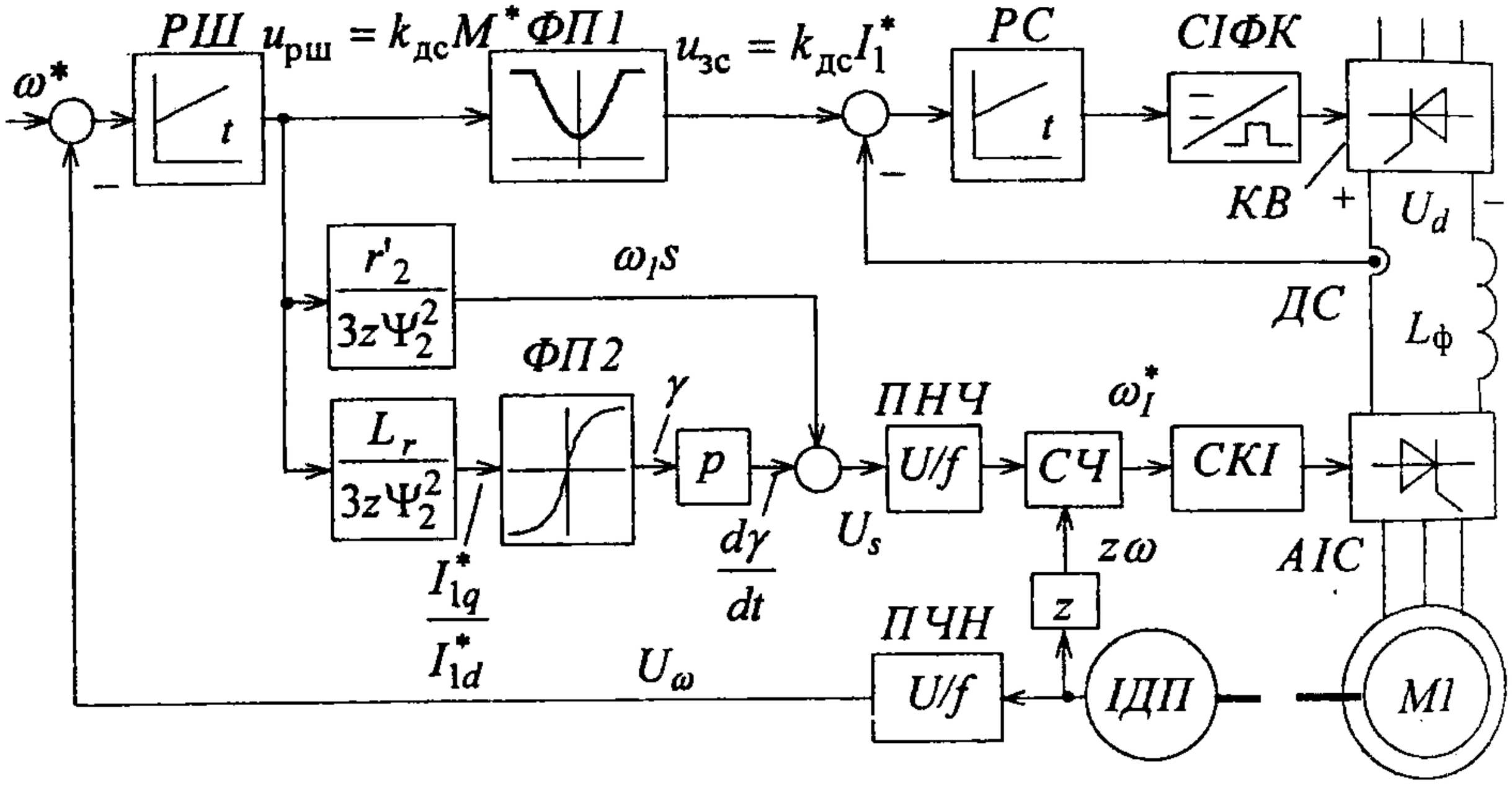



Рис. 5.22. Однозонна частотно-струмова система з інвертором струму

Через несинусоїдність вихідного струму АІС діапазон регулювання швидкості в системі рис. 5.22 обмежений (не більше 10...20).

Синтез регулятора струму цілком подібний до такого ж у скалярній системі рис. 5.15. Регулятор швидкості синтезують за наступними міркуваннями. До контуру швидкості, крім замкненого контуру струму, входять також АІС та двигун. Між струмом статора та моментом АД – нелінійна залежність. Функціональний перетворювач ФП1, введений до контуру швидкості, моделює нелінійну залежність між заданими моментом та струмом статора, тобто компенсує згадану нелінійність двигуна. Тому, синтезуючи регулятор швидкості, можна вважати, що передавальна функція його об'єкта керування відображає тільки лінійні елементи:

$$W_{\text{о4}}(p)=\frac{\omega(p)}{u_{\text{рс}}(p)}=\frac{1/k_{\text{дс}}}{T_{\text{с}}p+1}\frac{1}{Jp},$$

де $T_c$ – стала часу замкненого контуру струму; $J$ – момент інерції електропривода.

Система рис. 5.22 здатна працювати як у режимі двигуна (вихідний сигнал РШ позитивний), так і в рекуперативному режимі. Так, якщо зменшити завдання на швидкість, стрибком змінять знак похибка регулювання швидкості та вихідний сигнал РШ. Так само стрибком зменшиться частота перемикання ключів АІС, що призведе до відставання вектора струму статора від досить інерційного вектора потокозчеплення (кут $\gamma$ стане негативним). Змінить знак і електромагнітний момент, унаслідок чого швидкість почне зменшуватися, що зрештою закінчиться зникненням похибки за швидкістю. Якщо робота електропривода в рекуперативному режимі передбачена, суматор частот має забезпечити не тільки складання, а й віднімання частот вхідних сигналів (див. п.2.10).

У разі застосування інверторів з ШІМ або безпосередніх ПЧ з синусоїдною модуляцією регулювання струму переважно здійснюється в нерухомій системі фазних координат $A$, $B$, $C$ (з контурами синусоїдних фазних струмів) або в системі координат $dq$, зв'язаній з вектором $\Psi_2$ (з контурами струмів $I_{1d}$ та $I_{1q}$). У цьому випадку обидва завдання (регулювання модуля вектора струму та його положення) виконуються одним перетворювачем енергії. Для визначення положення вектора струму найчастіше використовують спосіб (5.32).

На рис. 5.23 зображена частотно-струмова система з двозонним регулюванням швидкості, реалізована за допомогою двоступеневого ПЧ на базі АІН з ШІМ. Унаслідок необхідності послаблення поля в структурі в явному вигляді присутні завдання на струми $I_{1d}$ та $I_{1q}$. Завдання на моментотвірну складову струму формує регулятор швидкості, а на потокотвірну – блок послаблення поля залежно від рівня досягнутої швидкості (за швидкості, більшої від номінальної, вихідний сигнал БПП зменшується). Вихідний сигнал векторного суматора ВС, пропорційний завданню на модуль струму, застосовується для формування синусоїдних завдань на фазні струми. На виході формувача гармонійних сигналів ФГС присутні три синусоїди, зсунуті на 120° одна від одної, частота яких визначається заданою частотою обертання поля статора. З виходів блоків множення БМ1...БМ3 до регуляторів фазних струмів РС надходять завдання на струми. Так, для фази В

$$i_B^*=I_1^*\sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right).$$

Амплітудно-модульовані вихідні сигнали регуляторів струму за допомогою широтно-імпульсних модуляторів ШІМ перетворюються на широтно-модульовані завдання на фазні напруги $u_A^*$, $u_B^*$, $u_C^*$.

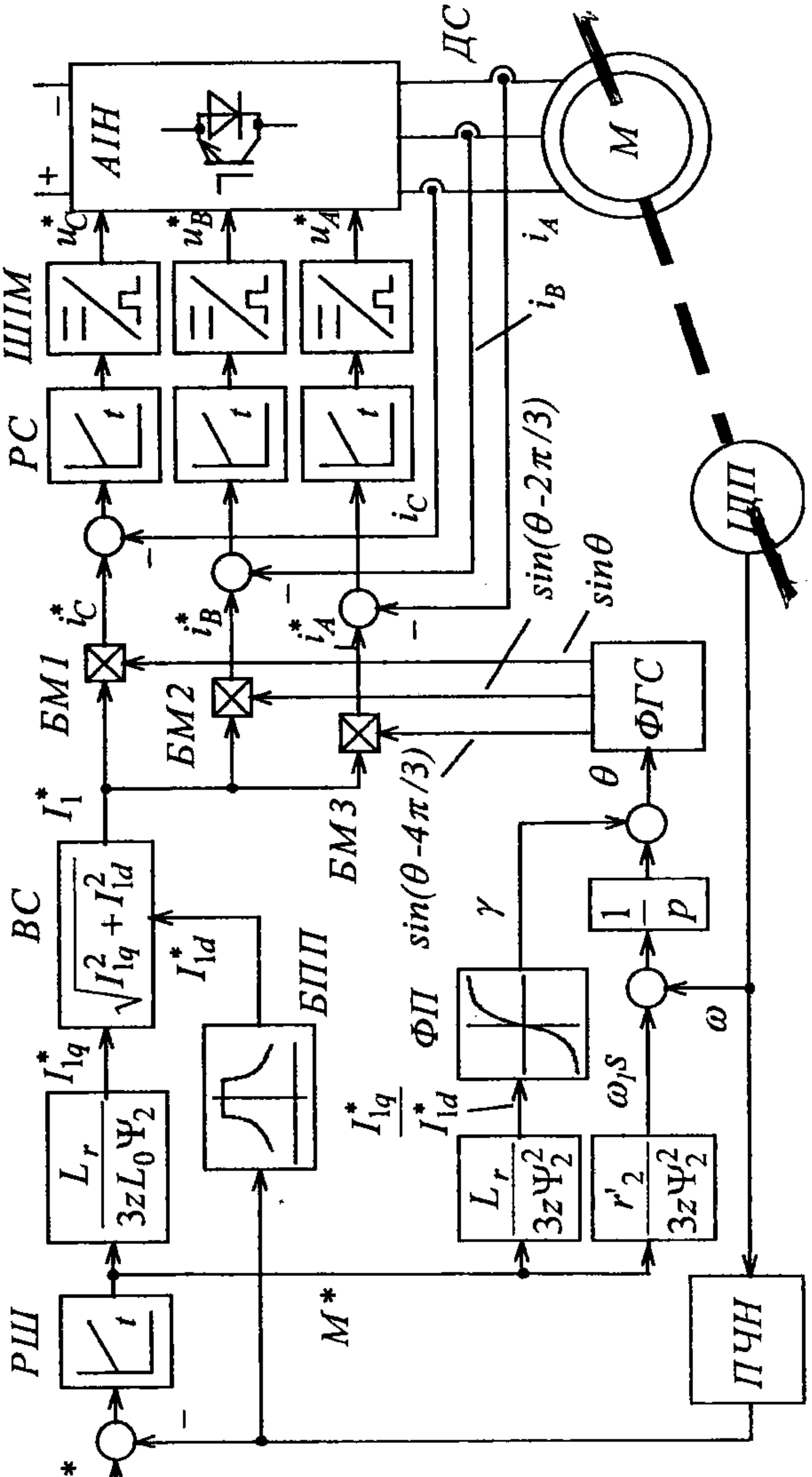



Рис. 5.23. Двозонна частотно-струмова система з автономним інвертором напруги із ШІМ

Подібна структура може бути реалізована і на базі безпосереднього ПЧ, кожна вихідна фаза якого охоплена негативним зворотним зв'язком за струмом. На відміну від попередньої система рис. 5.23 здатна забезпечити більший діапазон регулювання швидкості внаслідок набагато кращої форми вихідного струму та менших коливань моменту (для систем з БПЧ – не менше 100, для АІН з ШІМ – до 1000). Що ж стосується двозонного регулювання швидкості, то воно може бути здійснене і в системі рис. 5.22. Слід звернути увагу на необхідність адаптації контуру швидкості до зміни потокозчеплення $\Psi_2$ у другій зоні (як видно з рис. 5.23, коефіцієнти передачі каналів формування завдань на струм та кут $\theta$ залежать від $\Psi_2$).

### Порівняння систем частотного керування

Головні ознаки системи «Трансвектор» – наявність пристроїв для визначення модуля та просторового положення вектора потоку (прямого за допомогою датчиків Холла або непрямого з використанням спостерігачів), а також контуру регулювання потокозчеплення ротора. Тому вона здатна забезпечити точність та стійкість регулювання навіть за умов приблизного визначення параметрів об'єкта керування.

Порівняно зі скалярними системами частотно-струмові мають набагато кращі точність, швидкодію та динамічну стійкість. Однак на відміну від «Трансвектора» у частотно-струмових системах потокозчеплення не вимірюється, а стабілізується параметрично. Задане положення вектора струму визначається не з дійсного, а із заданого ковзання. Тому в разі відхилень параметрів каналів формування завдань на модуль та фазу струму від бажаних якість регулювання (насамперед стійкість) у частотно-струмових системах значно погіршується. Найбільше на точність регулювання впливає зміна активного опору ротора внаслідок нагрівання. Крім того, через відсутність контуру потокозчеплення інерційність каналу $I_{1d} - \Psi_2$ не компенсується, що зменшує швидкодію та динамічну точність стабілізації потоку в другій зоні. З метою компенсації можливих похибок до системи керування вводять додаткові коригуючі, адаптивні пристрої та регулятори (наприклад, регулятори потоку, моменту та ін. [28]). Намагаються збільшити і швидкодію контурів фазного струму для надання ПЧ властивостей ідеального джерела струму. Це дає можливість не тільки збільшити швидкодію електропривода в цілому, а й зробити його нечутливим до внутрішніх перехресних зв'язків у об'єкті керування. Найкращі умови для цього надає ПЧ з ШІМ завдяки високій частоті комутації сучасних транзисторних ключів.

Скалярні системи з підпорядкованим контуром випрямленого струму (рис. 5.15) можна розглядати як спрощений варіант частотно-струмової системи рис. 5.22, де задана частота формується не в замкненому контурі в функції похибки регулювання швидкості, а програмно залежно від заданої швидкості. Тому в скалярних системах частота не залежить від навантаження, а їх перевантажувальна здатність – найменша.

◆ ***Приклад 5.3. Синтез однозонної частотно-струмової системи***

Розрахувати параметри регуляторів струму та швидкості системи за рис. 5.22. Параметри схеми заміщення АД, Ом: $r_1$=0,0239; $x_1$=0,1056; $r'_2$=0,0205; $x'_2$=0,1377; $x_0$=4,1317. Номінальні параметри: $P_н$=132 кВт; $U_н$=380 В; $\eta_н$=0,93; $cos\varphi_н$=0,9; $s_н$=0,023. Момент інерції електропривода $J$=4,2 кгм$^2$; кількість пар полюсів двигуна $z$=2. Параметри індуктивного фільтра в колі постійного струму $R_ф$=6,6 мОм; $L_ф$=1,5 мГн. Параметри випрямляча: $T_в$=0,002 с; $k_в$=20; $R_в$=1,38 мОм. Максимально можлива напруга в системі керування $U_{кm}$=15 В. Коефіцієнт передачі датчика швидкості $k_{дш}$=0,2 В·с/рад.

Номінальна колова частота живлення

$$\omega_1' = 2\pi f_{1н} = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 50 = 314{,}16 \text{ с}^{-1}.$$

Індуктивності АД:

$$L_0 = \frac{x_0}{\omega_{1н}} = \frac{4{,}1317}{314{,}16} = 0{,}013152 \text{ Гн};$$

$$L_1 = \frac{x_1}{\omega_{1н}} = \frac{0{,}1056}{314{,}16} = 0{,}000336 \text{ Гн};$$

$$L_2 = \frac{x'_2}{\omega_{1н}} = \frac{0{,}1377}{314{,}16} = 0{,}000438 \text{ Гн};$$

$$L_s = L_0 + L_1 = 0{,}013152 + 0{,}000336 = 0{,}013488 \text{ Гн};$$

$$L_r = L_0 + L_2 = 0{,}013152 + 0{,}000438 = 0{,}01359 \text{ Гн}.$$

Номінальний струм статора АД та відповідний йому випрямлений струм

$$I_{1н} = \frac{P_н}{\sqrt{3} U_н \eta_н \cos\varphi_н} = \frac{132000}{\sqrt{3} \cdot 380 \cdot 0{,}93 \cdot 0{,}9} = 239{,}6 \text{ А};$$

$$I_{dн} = \frac{I_{1н}}{k_i} = \frac{239{,}6}{0{,}78} = 307{,}2 \text{ А},$$

де $k_i = \frac{\sqrt{6}}{\pi} = 0{,}78$ – схемний коефіцієнт трифазного мостового АІС.

Коефіцієнт передачі датчика випрямленого струму виберемо таким, щоб подвійному номінальному струмові відповідала його вихідна напруга $u_{дс}$=15 В:

$$k_{дс} = \frac{15}{2I_{dн}} = \frac{15}{2 \cdot 307{,}2} = 0{,}0244 \text{ В/А}.$$

Активний опір кола постійного струму

$$R = R_в + R_ф = 1{,}38 + 6{,}6 = 7{,}98 \text{ мОм}.$$

Стала часу фільтра в колі постійного струму

$$T_{ф1} = \frac{L_ф}{R} = \frac{1{,}5}{7{,}98} = 0{,}188 \text{ с}.$$

Передавальна функція регулятора випрямленого струму

$$W_{\text{рс}}(p) = k_{\text{рс}} \frac{T_{\text{рс}} p + 1}{p},$$

де $k_{\text{рс}} = \dfrac{R}{2T_{\text{в}} k_{\text{в}} k_{\text{дс}}} = \dfrac{7{,}98 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0{,}002 \cdot 20 \cdot 0{,}0244} = 4{,}088$; $T_{\text{рс}} = T_{\text{ф1}} = 0{,}188$ с – коефіцієнт передачі та стала часу регулятора струму.

Передавальна функція замкненого контуру струму

$$W_{\text{кс}}(p) = \frac{1/k_{\text{дс}}}{T_{\text{с}} p + 1},$$

де $T_{\text{с}} = 2T_{\text{в}} = 2 \cdot 0{,}002 = 0{,}004$ с.

Номінальне потокозчеплення ротора за виразами (5.28), (5.29)

$$\Psi_{2\text{н}} = \frac{I_{1\text{н}} L_0 r'_2}{\sqrt{r'^2_2 + (\omega_{1\text{н}} L_r s_{\text{н}})^2}} = \frac{239{,}6 \cdot 0{,}013152 \cdot 0{,}0205}{\sqrt{0{,}0205^2 + (314{,}16 \cdot 0{,}01359 \cdot 0{,}023)^2}} =$$

$= 0{,}6434$ Вб.

Номінальний електромагнітний момент з рівняння (5.31)

$$M_{\text{н}} = \frac{3 z s_{\text{н}} \omega_{1\text{н}} \Psi^2_{2\text{н}}}{r'_2} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 314{,}16 \cdot 0{,}6434^2}{0{,}0205} = 876{,}8 \text{ Н·м}.$$

Залежність струму статора від моменту за (5.32) має вигляд, зображений на рис. 5.24 (гілку у другому квадранті не показано).

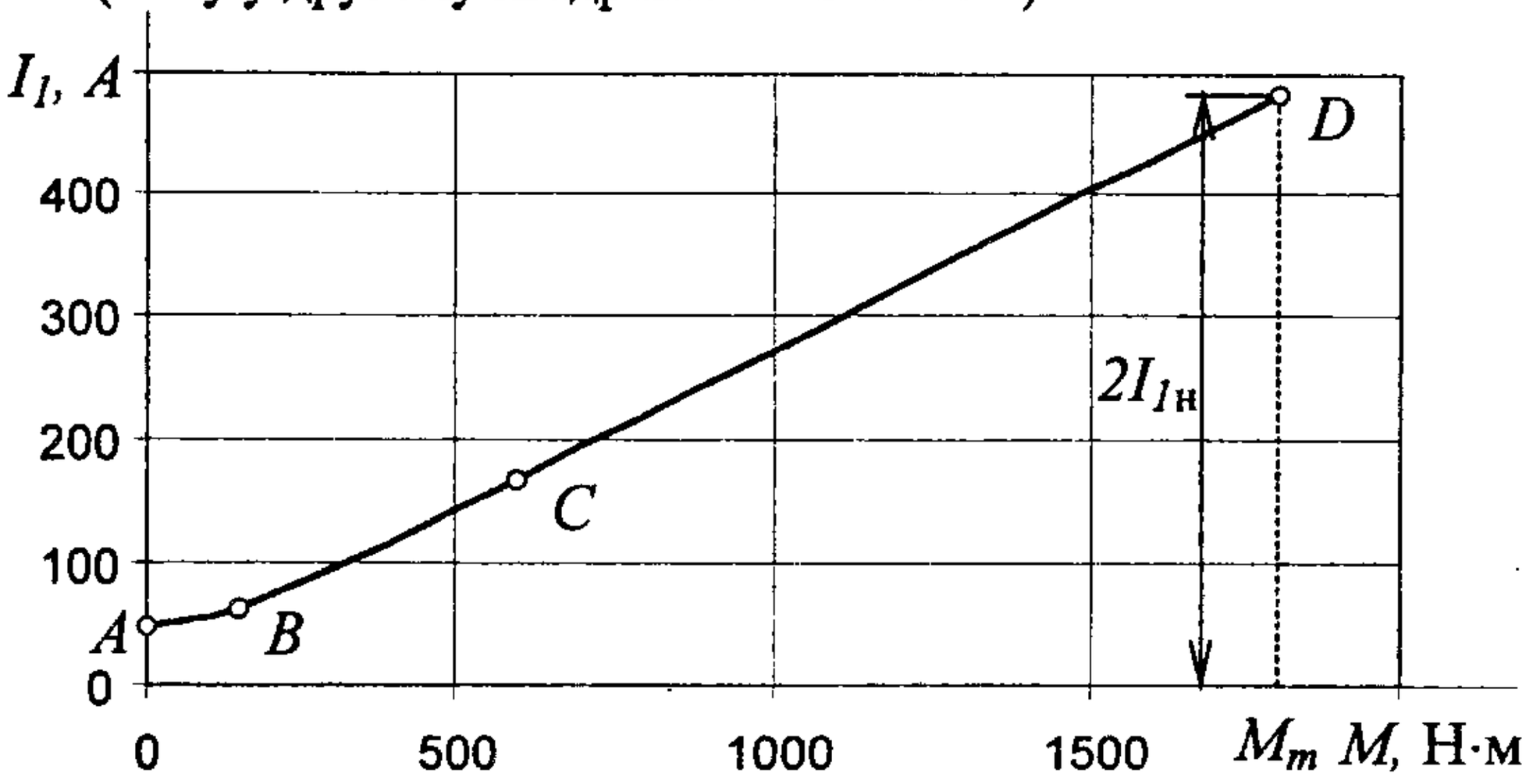



Рис. 5.24. Струм статора як функція моменту

Саме ця крива має бути у відповідному масштабі змодельованою функціональним перетворювачем ФП1 (рис. 5.22). Статичну характеристику ФП1 зручно так синтезувати, щоб точка $D$ (рис.5.24), яка відповідає максимально можливому моменту, мала координати $[U_{\text{к}m}, U_{\text{к}m}]$. Щоб при цьому зберегти незмінним коефіцієнт передачі каналу завдання на струм, треба ввести до цього каналу масштабний множник для забезпечення вхідної напруги ФП1 на

рівні $U_{кm}$, коли завдання на момент дорівнює максимально можливому $M_m$ (рис. 5.23):

$$k = \frac{U_{кm}}{u_{рштm}} = \frac{U_{кm}}{M_m k_{дс}} = \frac{2I_{1н}}{M_m} = \frac{2 \cdot 239{,}6}{1782} = 0{,}269.$$

Цей коефіцієнт повинен входити до складу коефіцієнта передачі регулятора швидкості:

$$k_{рш} = \frac{Jkk_{дс}}{2T_c k_{дш}} = \frac{4{,}2 \cdot 0{,}269 \cdot 0{,}0264}{2 \cdot 0{,}004 \cdot 0{,}2} = 18{,}64.$$

Стала часу ПІ-регулятора швидкості

$$T_{рш} = 4T_c = 4 \cdot 0{,}004 = 0{,}016 \text{ с}.$$

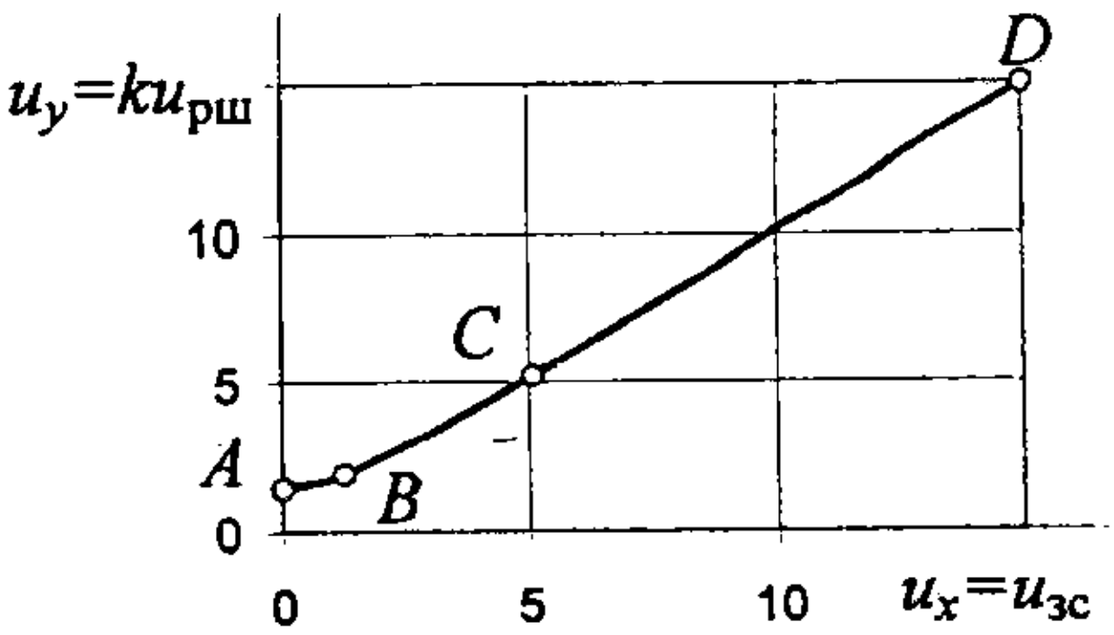



Рис. 5.25. Статична характеристика ФП1

Таблиця 5.2

| Точка | $u_x$, В | $u_y$, В |
|---|---|---|
| A | 0 | 1,532 |
| B | 1,263 | 1,981 |
| C | 5,05 | 5,253 |
| D | 15 | 15 |

Схему ФП1 синтезуємо, апроксимуючи статичну характеристику рис. 5.25 трьома відрізками. Координати її вузлових точок зведені в табл. 5.2. Принципова схема ФП1 наведена на рис. 5.26. Саме функціональний перетворювач реалізований на операційному підсилювачі А1. Методику його розрахунку розглянуто в п. 2.2. Блок виділення модуля БВМ забезпечує симетрію статичної характеристики відносно осі ординат. Положення т.А статичної характеристики задається напругою, що подано до резистора $R_2$. Тому

$$R_2 = \frac{15R_4}{u_{yA}} = \frac{15 \cdot 10}{1{,}532} = 97{,}9 \text{ кОм}.$$

Підсилювач А2 та діод VD3 обмежують завдання на струм.

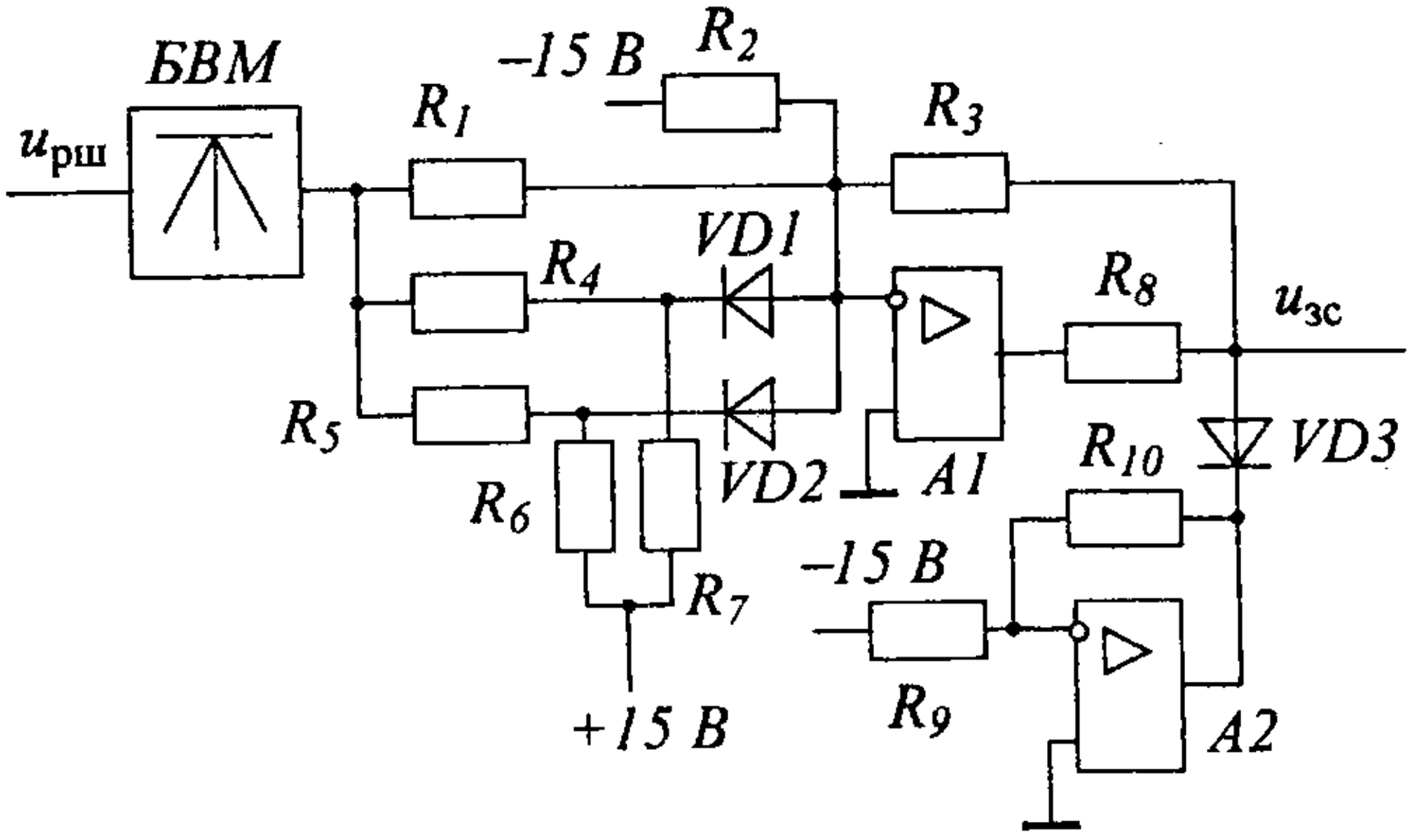



Рис. 5.26. Принципова схема функціонального перетворювача ФП1 ◆

### 5.4. Утилізація гальмівної енергії в частотно-керованих електроприводах

Необхідність переведення двигуна до гальмівного режиму виникає в двох випадках: для спуску вантажу транспортних і вантажопідіймальних механізмах та для зменшення швидкості руху робочої машини. У першому випадку відбувається перетворення на електричну енергію потенційної енергії вантажу, у другому – кінетичної енергії рухомих мас.

Зменшення потенційної енергії вантажу внаслідок його спуску на висоту $\Delta h$:

$$W_{\text{п}} = mg\Delta h,$$

де $m$ – маса вантажу; $g$=9,81 м/с$^2$ – прискорення вільного падіння.

Частка зазначеної енергії буде витрачена на подолання сил тертя. Тому потужність гальмування отримаємо як

$$P_{\text{г}} = \frac{dW_{\text{п}}}{dt} - F_{\text{т}}v = mgv_h - \mu mgv\cos\alpha = mgv(\sin\alpha - \mu\cos\alpha),$$

де $v_h = \frac{d\Delta h}{dt} = v\sin\alpha$ – вертикальна складова швидкості руху вантажу $v$; $F_{\text{т}} = \mu mg\cos\alpha$ – сила тертя; $\mu$ – коефіцієнт тертя; $\alpha$ – кут нахилу траєкторії спуску вантажу відносно горизонталі.

Зменшення кінетичної енергії рухомих мас унаслідок зменшення швидкості на величину $\Delta\omega$

$$W_{\text{к}} = \frac{J\Delta\omega}{2},$$

де $J$ – сумарний момент інерції електропривода, зведений до валу двигуна.

Потужність гальмування

$$P_{\text{г}} = \frac{dW_{\text{к}}}{dt} = J\Delta\omega\frac{d\omega}{dt} = \Delta\omega(M_{\text{г}} - M_{\text{с}}),$$

де $M_{\text{г}}$ – момент двигуна під час гальмування; $M_{\text{с}}$ – статичний момент.

Звичайно, потужність гальмування розраховують для найгірших умов, за яких вона буде максимальною.

У безпосередніх перетворювачах частоти та ПЧ на основі автономного інвертора струму для забезпечення передачі гальмівної енергії до промислової мережі ніяких додаткових заходів вживати немає потреби, оскільки подібні ПЧ природно здатні до двобічної передачі енергії. У разі використання двоступеневих ПЧ з інверторами напруги перехід двигуна до рекуперативного режиму викликає передачу гальмівної енергії до ланки постійного струму, зарядження конденсаторного фільтра та збільшення напруги на ньому. Щоб уникнути перенапружень, можливі три варіанти утилізації гальмівної енергії:

- увімкнення зустрічно-паралельно випрямлячеві веденого мережею інвертора (тиристорного або транзисторного) для передачі гальмівної енергії до мережі

змінного струму (в електроприводах середньої та великої потужності або в електроприводах з інтенсивними гальмівними режимами);

- вмикання паралельно конденсатору ланки постійного струму розрядного кола з ключем та розрядним резистором (у малопотужних електроприводах та в разі малої інтенсивності гальмування, коли гальмівна потужність мала і застосування веденого інвертора економічно недоцільне);
- групове живлення кількох інверторів від спільного випрямляча (можливе для АІН з ШІМ та ШІР).

У разі використанні розрядного кола (рис. 5.27) датчиком ДН контролюється напруга на конденсаторі: при перевищенні допустимого рівня розрядний ключ РК відкривається, скидаючи надлишок гальмівної енергії на розрядний резистор $R_р$.

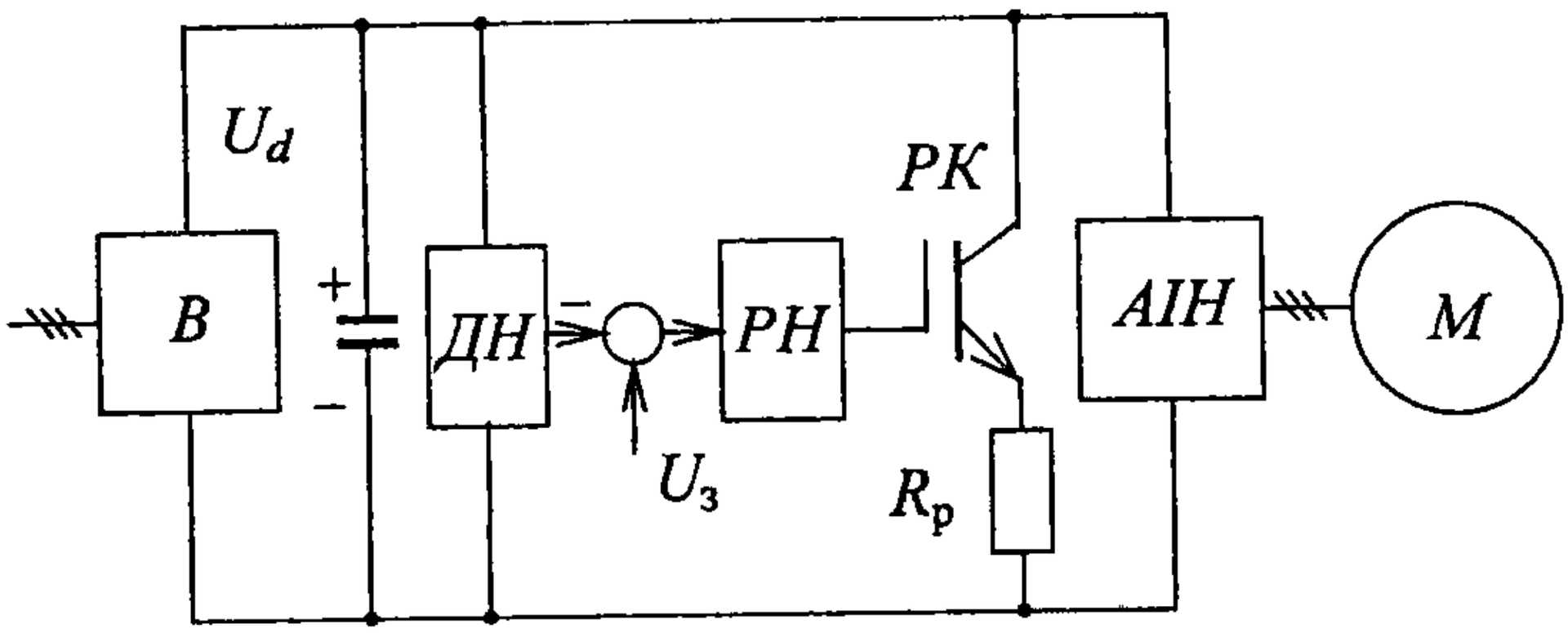



Рис. 5.27. Схема розрядного кола

Потрібний опір розрядного резистора

$$R_р = \frac{U_d^2}{P_г},$$

а його потужність повинна бути не меншою від максимально можливої гальмівної потужності $P_г$.

Розрядний ключ вибирають за напругою $U_d$ та струмом

$$I_р = U_d / R_р.$$

З використанням веденого інвертора його ключі вибирають за тими ж параметрами.

Групове живлення інверторів доцільне для технологічно пов'язаних та територіально близьких механізмів (технологічні лінії різних галузей промисловості, верстати з ЧПК, промислові роботи тощо). У цьому випадку вони матимуть спільні некерований випрямляч та ємнісний фільтр, від яких живляться АІН локальних електроприводів. Завдяки такому спільному живленню:

- спрощується електропостачання об'єкта та зменшуються витрати кабелю;
- знижується потужність випрямляча, а також силового трансформатора або комутаційного реактора на вході випрямляча у зв'язку з неодночасністю максимумів навантаження окремих механізмів та можливістю взаємного обміну

енергією між електроприводами через мережу постійного, а не змінного струму;

- зменшується потужність веденого інвертора або розрядного резистора з тієї ж причини;
- зменшуються габарити силового ємнісного фільтра (у деяких індивідуальних електроприводах з ШІМ на такий фільтр припадає кількадесят відсотків об'єму та маси перетворювача);
- спрощуються комутаційна апаратура та захист.

### 5.5. Комплектні частотно-регульовані електроприводи ЭКТ2

Електроприводи ЭКТ2 призначені для керування трифазними електричними двигунами змінного струму потужністю від 16,5 до 263 кВт та забезпечують:

- регулювання вихідної частоти від 5 Гц до номінальної (50 або 200 Гц);
- точність підтримання частоти ±0,5%;
- регулювання вихідної напруги в діапазоні 38...380 В;
- точність підтримання напруги ±2,5%;
- стабілізацію співвідношення $U/f$ у діапазоні 1,7...7,6;
- плавний пуск, гальмування та реверс двигуна.

Електропривід побудований на базі двоступеневого перетворювача частоти з ланкою постійного струму (рис. 5.28). Перетворювач складається з керованого випрямляча КВ та автономного інвертора напруги АІН на однооперацій-них тиристорах з примусовою пофазною комутацією та тривалістю відкритого стану ключів 180°. Живлення від мережі 0,4 кВ безтрансформаторне, через комутаційні реактори КР.

Промисловість випускає дві модифікації електропривода: з рекуперацією енергії гальмування до мережі (ЭКТ2-Р) та динамічним гальмуванням (ЭКТ2-Д). В електроприводі ЭКТ2-Р для забезпечення рекуперації назустріч–паралельно до керованого випрямляча ввімкнено інвертор, ведений мережею (ВІ). В електроприводі ЭКТ2-Д замість нього використані розрядні ключі, за допомогою яких накопичена на конденсаторі фільтра енергія гальмування розсіюється в гальмівних резисторах.

Системою автоматичного регулювання (рис. 5.28) забезпечується двозонне регулювання вихідної частоти. У першій зоні вона змінюється пропорційно ЕРС статора (тобто реалізується закон частотного керування (5.8)), а в другій – зростає при незмінній ЕРС.

Структура САР багато в чому подібна до структури двозонного електропривода постійного струму. Регулювання ЕРС здійснюється ПІ-регулятором ЕРС (РЕ) з підпорядкованим контуром випрямленого струму (ПІ-регулятор струму РС та датчик струму ДС), які керують випрямлячем КВ. Інформацію про ЕРС отримує датчик ЕРС ДЕ за вимірюваними напругою (ДН) та струмом (ДС). Завдяки задавачеві інтенсивності ЗІ відбувається плавний пуск та гальмування.

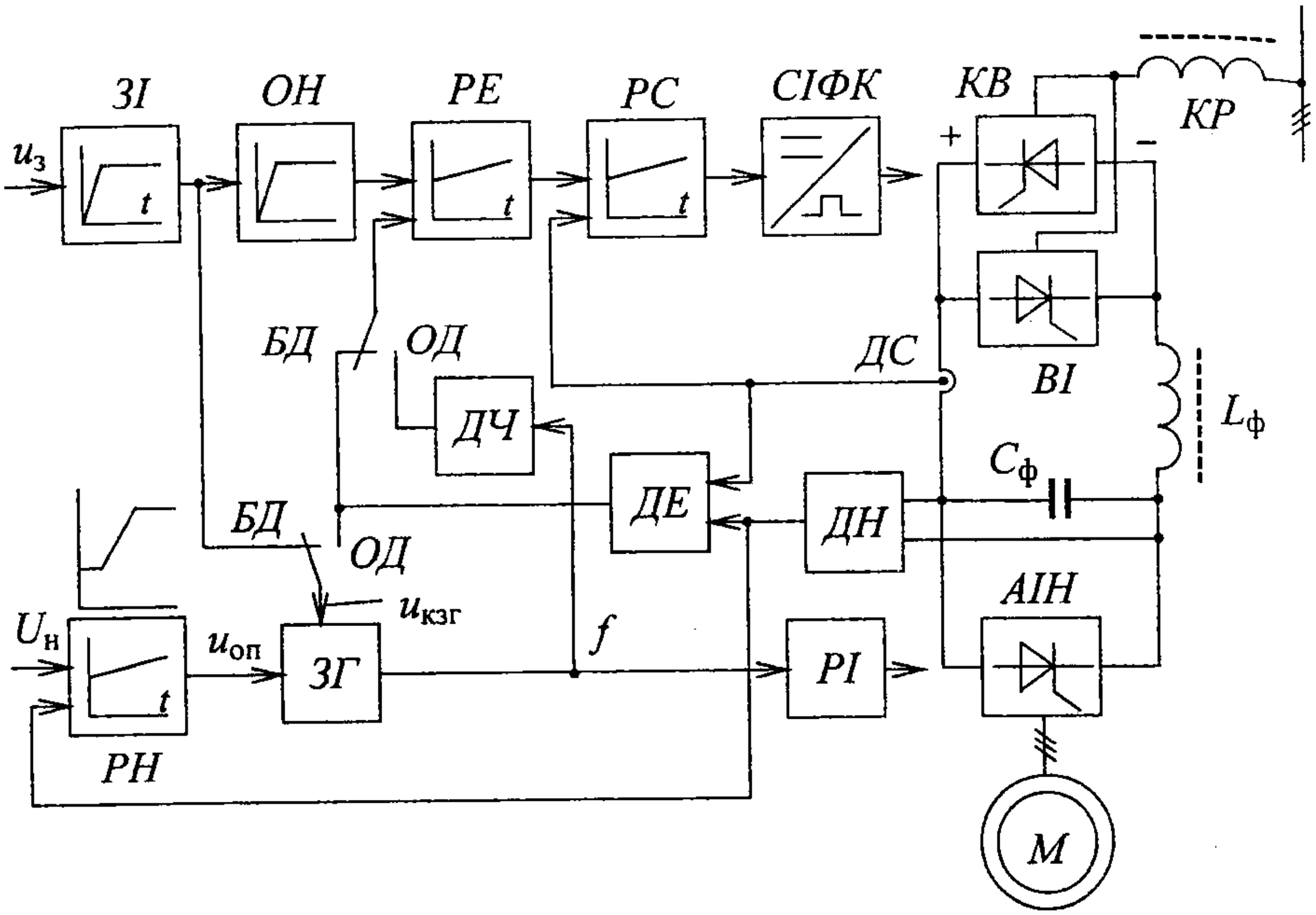



Рис. 5.28. Функціональна схема електропривода ЭКТ2

До каналу керування АІН входять ПІ-регулятор напруги РН, задавальний генератор ЗГ та розподільник імпульсів РІ. До задавального входу РН подано напругу, пропорційну номінальній напрузі двигуна. Задавальний генератор (див. рис. 2.5) є перетворювачем «напруга–частота» з двома керуючими входами. Його вихідна частота збільшується зі зростанням керуючої напруги $u_{кзг}$ та зі зменшенням опорної напруги $u_{оп}$. Розподільник імпульсів розподіляє вихідні імпульси ЗГ між тиристорами АІН, формуючи на виході АІН знакозмінну напругу.

За допомогою двох перемикачів можна змінювати структуру САР для роботи з одним двигуном (положення перемикача ОД) або для одночасного живлення від АІН багатьох двигунів (положення БД).

Для варіанта з одним двигуном до керуючого входу ЗГ подають напругу датчика ЕРС, а до входу регулятора ЕРС – напругу, пропорційна заданій частоті (отримується датчиком частоти ДЧ, тобто перетворювачем «частота–напруга»). Обмежувач напруги ОН у цьому режимі передає сигнал завдання до входу РЕ без змін.

У першій зоні, коли задавальна напруга $u_з$ невисока, сигнал датчика напруги менший від сигналу на задавальному вході РН, і той насичений унаслідок великої похибки регулювання. Опорна напруга на його виході незмінна, і частота імпульсів на виході ЗГ задається вихідним сигналом ДЕ, тому частота та ЕРС змінюються пропорційно.

При переході в другу зону напруга статора завдяки регулятору ЕРС спочатку трохи перевищує номінальну, регулятор напруги виходить з режиму насичення, зменшуючи опорну напругу та збільшуючи задану частоту. Це призводить до збільшення вихідної напруги ДЧ, зменшення похибки РЕ та повернення напруги статора до номінального рівня. Подальше збільшення задавальної напруги $u_з$ викликає відповідне зменшення опорної напруги та частоти при незмінній ЕРС. Таким чином, здійснюється залежне від ЕРС послаблення потоку. Обмеження опорної напруги знизу задає найменшу можливу вихідну частоту (5 Гц).

При груповому живленні багатьох двигунів до входу регулятора ЕРС надходить сигнал від датчика ЕРС, а до керуючого входу ЗГ – напруга від задавача інтенсивності. Крім того, обмежувач напруги ОН розблокований та здатний обмежувати максимальну напругу на задавальному вході РЕ на рівні номінальної.

У першій зоні РН насичений, а задана частота пропорційна вихідному сигналу ЗІ та завданню на ЕРС статора.

При переході до другої зони обмежувач напруги підтримує завдання на ЕРС на номінальному рівні, РН працює на межі насичення, формуючи незмінну опорну напругу, а задана частота змінюється пропорційно вихідній напрузі задавача інтенсивності. Таким чином, регулятор напруги в цій структурі практично не використовують.

Комплектні електроприводи ЭКТ2 знайшли широке використання у вітчизняній промисловості для механізмів з невисокими вимогами до діапазону регулювання швидкості, точності та швидкодії (рольганги прокатних станів та інші допоміжні механізми). Розпочато випуск нового покоління електроприводів (ЕКТ3) з подібною структурою, але на двоопераційних тиристорах.

### 5.6. Комплектні електроприводи ТТС

Реверсивні частотно-керовані електроприводи ТТС [30, 31] призначені для механізмів підіймальних кранів великої вантажності з двошвидкісними двообмотковими асинхронними двигунами. Вони реалізовані на базі трифазно-трифазних ПЧ з безпосереднім зв'язком (БПЧ) та природною комутацією. Схема БПЧ складається з 18 одноопераційних тиристорів (по два зустрічно-паралельних трифазних півмости на кожну фазу АД). Керування зустрічно-паралельними комплектами – роздільне. Модуляція вихідної напруги БПЧ – прямокутна (система керування має два незалежних канали завдання рівня та частоти вихідної напруги). Можливий рекуперативний режим (для підняття вантажу).

Електропривод шляхом однозонного регулювання забезпечує 5 ступенів швидкості:

- 1500 об/хв (живлення високошвидкісної обмотки АД від промислової мережі);
- 1000 об/хв (те ж для низькошвидкісної обмотки);

- 500 та 250 об/хв (живлення високошвидкісної обмотки напругою зниженої частоти через БПЧ);
- 100 об/хв (те ж для низькошвидкісної обмотки).

Крім БПЧ із замкненою системою автоматичного керування, до складу електропривода входить релейно-контакторна частина, яка за командою оператора забезпечує перехід на потрібну характеристику в режимах спускання та підняття вантажу.

Охолодження електропривода – природне повітряне.

Електропривод має дві модифікації: ТТС40 та ТТС100. Їх особливості зведені до табл. 5.3.

Таблиця 5.3

| Характеристики | ТТС40 | ТТС100 |
|---|---|---|
| Номінальний струм, А | 135 | 180 |
| Діапазон регулювання напруги, В | 25...150 | 25...230 |
| Діапазон регулювання частоти, Гц | 3...20 | 3...30 |
| Закон керування | $U_1/f_1=const$ | $E_1/f_1=const$ |
| Потужність БПЧ | $P_{ПЧ}=(0,1...0,3)P_{АД}$ | $P_{ПЧ}=P_{АД}$ |
| Живлення БПЧ від мережі | Трансформаторне | Через реактор |
| Схема БПЧ | Нульова | Мостова |
| Спосіб прямого ввімкнення АД до мережі | Через контактори | Через БПЧ |
| Наявність датчика нуля струму | Немає | Є |
| Реверс | Контакторний | Зміною порядку перемикання ключів БПЧ |
| Призначення | Механізми горизонтального переміщення | Механізми підіймання |

Блок-схема електропривода ТТС100 наведена на рис. 5.29. Завдання на швидкість надходить від командоапарата КА та за допомогою задавачів інтенсивності ЗІ1 і ЗІ2 перетворюється на завдання на напругу та частоту. Регулятор напруги РН стабілізує ЕРС $E_1$ . Його вихідний сигнал надходить до блока керування напругою БКН, який задає потрібний кут керування тиристорами (незмінний протягом періоду вихідної напруги). Вхідним сигналом блока керування частотою БКЧ є вихідна напруга ЗІ2. БКЧ задає кількість півперіодів живильної напруги, з яких складається півперіод вихідної напруги. Блок роздільного керування БРК дає дозвіл на перемикання комплектів БПЧ після зникнення вихідного струму. Блок струмової відсічки обмежує вихідний сигнал регулятора напруги в разі перевищення струмом АД допустимого рівня. Захист БПЧ від перевищення струму та зниження напруги мережі здійснює блок захисту БЗ. Для отримання максимально можливої швидкості на природних характе-

ристиках АД перетворювач частоти переводиться на режим безконтактного комутатора (кожна фаза двигуна з'єднується з відповідною фазою мережі через пару назустріч–паралельно ввімкнених тиристорів, кут керування яких $\alpha$ =0). Це значно полегшує режим роботи контакторів, оскільки як вимикання електропривода, так і перемикання обмоток статора відбуваються за відсутності струму. Оскільки в електроприводі ТТС100 живлення АД на всіх швидкостях здійснюється через БПЧ, потужність останнього дорівнює потужності двигуна.

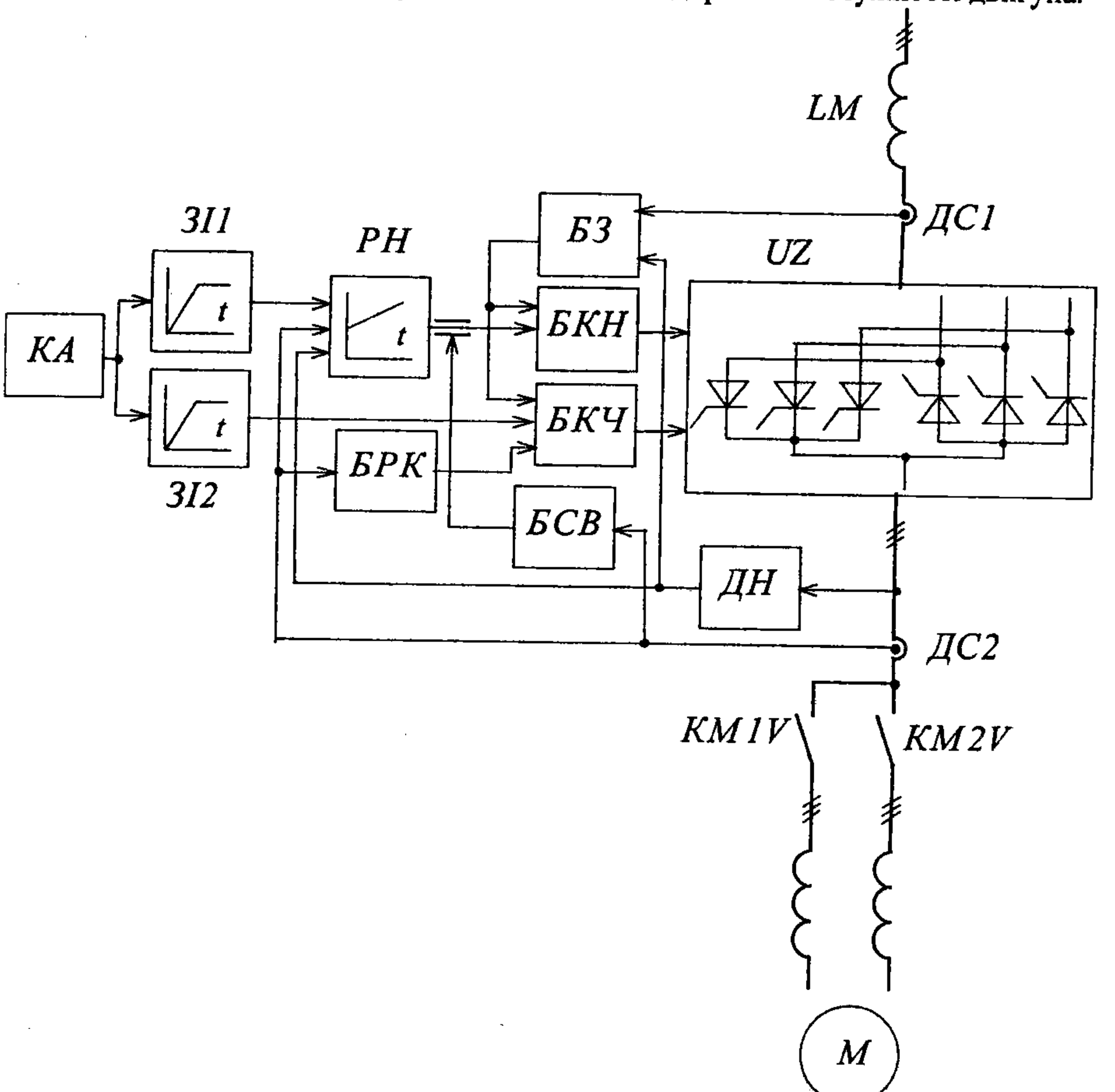



Рис. 5.29. Блок-схема електропривода ТТС100

В електроприводі ТТС40 природні характеристики та реверс АД отримують шляхом прямого вмикання до мережі через контактори. Тому й потужність БПЧ у цьому випадку набагато менша, а релейно-контакторна частина набагато складніша і менш надійна. Крім того, спільна точка обмотки статора з'єднана зі спільною точкою силового трансформатора, тому тиристори у

вихідних фазах БПЧ працюють незалежно один від одного. Через відсутність датчика нуля струму використовують програмний алгоритм роздільного керування (подібний до зображеного на рис. 4.13).

### 5.7. Сучасні асинхронні частотно-керовані електроприводи з ШІМ

Схемотехніку силової частини масових частотно-керованих електроприводів уже практично визначено: перетворювач частоти з автономним інвертором напруги з ШІМ на базі *IGBT*-транзисторів (міст *UZ2*, рис. 5.30). Характерна для цих ключів висока стійкість до швидкої зміни напруги та струму під час комутації обумовила можливість відмови у багатьох випадках від снабберів та максимального спрощення силової частини. Фірми-розробники зміщують акценти зі схемотехніки (актуальної для тиристорних схем) у сферу оптимізації конструктивно-компонувальних рішень, підвищення стійкості до аварійних режимів, удосконалення алгоритмів керування, розширення сервісних функцій. Силові схеми залежно від потужності, експлуатаційних вимог та традицій виробника відрізняються лише фазністю живлення, ступенем інтеграції, способом утилізації енергії гальмування, типом та способом умикання комутаційної та захисної апаратури, датчиків напруг і струму тощо.

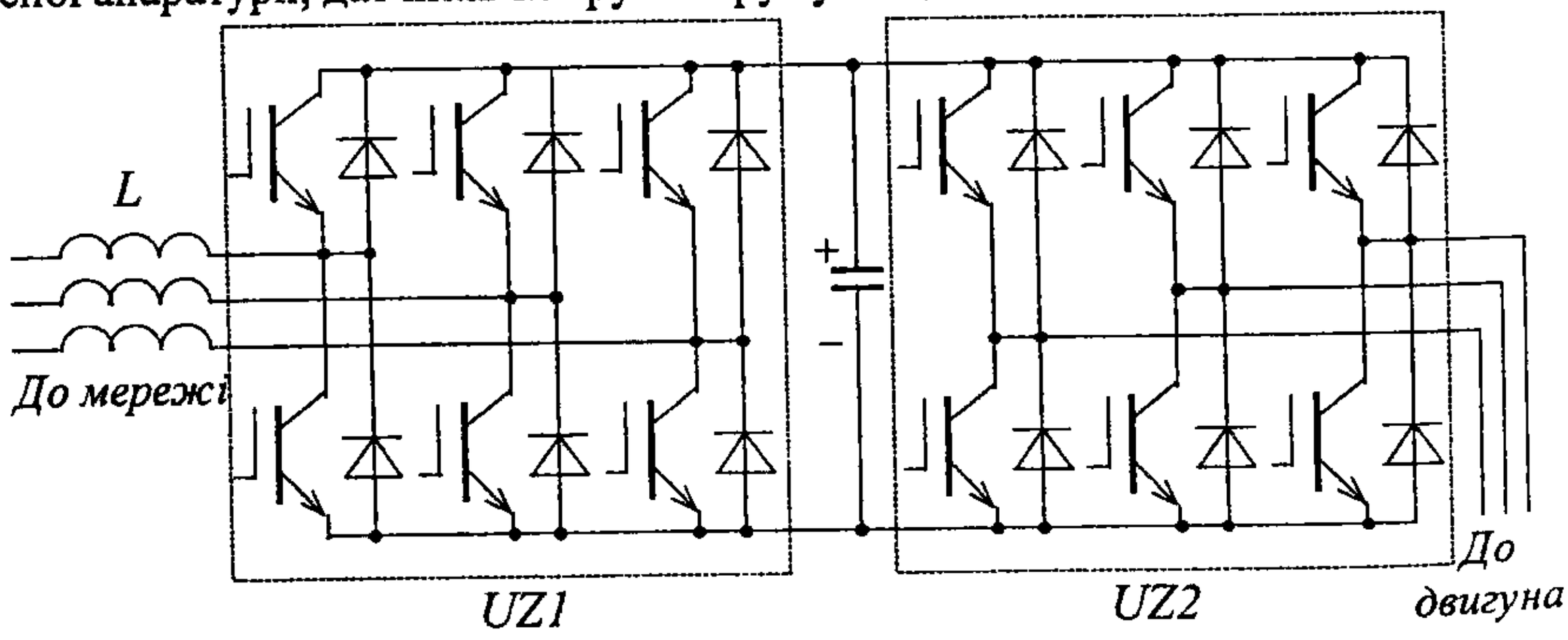



Рис. 5.30. Силова схема перетворювача частоти з рекуперацією

Використовують три варіанти структури силового кола ПЧ:

- між мережею змінного струму та АІН увімкнено реверсивний випрямляч (транзистори в мості *UZ1* на рис. 5.30 утворюють ведений мережею інвертор) з можливістю рекуперації (для електроприводів, які часто працюють у гальмівних режимах);
- АІН живиться через некерований випрямляч (транзистори в мості *UZ1* при цьому непотрібні), а в колі постійного струму ввімкнений розрядний резистор, на який через спеціальний ключ скидається накопичена на конденсаторі гальмівна енергія (для електроприводів невеликої потужності з нечастими гальмівними режимами);
- випрямляч – некерований, а розрядне коло відсутнє (в електроприводах, які не працюють в гальмівних режимах).

Утилізація гальмівної енергії необхідна також для забезпечення стійкості роботи САР у зоні малих навантажень (завдяки можливості короткочасного реверса струму в ланці постійного струму нелінійність об'єкта керування відсутня).

Вирішального впливу на конструкцію електропривода справила інтеграція силової частини та системи керування (найбільш ефективна при малих потужностях):

- поодинокі транзистори у найбільш потужних перетворювачах (до кількох кілоамперів та кількох кіловольтів);
- дво- та шестиключові модулі зі зворотними діодами в перетворювачах середньої потужності;
- однокристальні інтелектуальні силові модулі з драйверами (силова схема з системою керування та формування керуючих імпульсів) для малопотужних (до кількох амперів).

У 90-ті роки минулого сторіччя насамперед завдяки здешевленню елементної бази на ринку з'явилося нове покоління комплектних асинхронних частотно-керованих електроприводів, здатних конкурувати з електроприводами постійного струму. Їх основні структурні особливості:

- потужність від 0,2 до кількасот кВт;
- використання автономних інверторів напруги з широтно-імпульсною модуляцією на базі *IGBT*-модулів;
- вихідна частота до 400...650 Гц через 0,01 Гц;
- частота модуляції до 20 кГц (з можливістю вибору);
- безтрансформаторне живлення від мережі 0,4 кВ (однофазне для потужностей до кількох кВт та трифазне для більш потужних);
- цифрове керування (цифровий ПІД-регулятор дає змогу стабілізувати не тільки швидкість, а й такі технологічні параметри, як потужність, продуктивність, тиск тощо);
- двозонне регулювання швидкості;
- можливість вибору закону частотного керування відповідно до вимог з боку механізму ($U/f = const$ для механізмів з незмінним статичним моментом; $U/f^2 = const$ для турбомеханізмів; векторне керування для механізмів, які потребують високої точності, швидкодії та діапазону регулювання);
- можливість рекуперації енергії до мережі змінного струму.

Електроприводи в разі необхідності комплектують:

- електромагнітним гальмом;
- фільтром від радіоперешкод;
- блоком гальмування для механізмів з частими пусками;
- вихідним фільтром для поліпшення форми вихідного струму, зменшення шумів та вібрацій двигуна;
- вихідним фільтром для зниження темпу зміни миттєвої напруги та запобігання перенапружень в обмотці статора;

- вхідним комутаційним фільтром для зменшення впливу електропривода на живильну мережу та електроприводів один на одного;
- додатковими платами входів/виходів для забезпечення зв'язку із зовнішніми пристроями.

Експлуатаційні властивості подібних електроприводів роблять їх дуже привабливими для споживача:

- широкий діапазон регулювання швидкості (від 20...50 для параметричних законів частотного керування до 100...1000 та вище для векторного);
- висока швидкодія;
- синусоїдність вхідного та вихідного струмів;
- коефіцієнт потужності, близький до 1;
- наявність енергозберігаючих та малошумних алгоритмів керування;
- висока надійність;
- використання простих, дешевих та надійних асинхронних двигунів, які практично не потребують обслуговування;
- наявність розвиненої системи самодіагностики;
- можливість самоналагодження системи регулювання;
- простота інтеграції в системи автоматизації вищого рівня;
- сприятливі масо-габаритні показники (деякі фірми для потужностей до 7...10 кВт випускають перетворювачі частоти, вмонтовані в клемну коробку двигуна);
- широкий набір функцій (до кількасот), які задаються користувачем.

До вад подібних електроприводів, обумовлених високою частотою комутації та швидкодією *IGBT*-транзисторів, слід віднести значний рівень генерованих радіоперешкод та можливість перенапруг в обмотці статора двигуна, що змушує використовувати фільтри, вартість яких сягає 10...20% від загальної вартості електропривода.

Перелічимо деякі найважливіші класи функцій, які користувач може задати з клавіатури:

- задавання тахограм пуску, гальмування та усталеного руху (у тому числі до 16 рівнів швидкості, обмеження ривка, багатоступеневі тахограми, напрямок руху, покроковий режим тощо);
- вибір закону частотного керування та його параметрів (у тому числі енергозберігаючого та малошумного);
- рівень обмеження моменту;
- вибір способу гальмування та параметрів гальмівного режиму;
- введення параметрів двигуна;
- вибір параметрів ПІД-регулятора;
- вибір режиму позиціювання;
- вибір режиму рестарту (самозапуску після перерви в живленні);
- вибір режиму самоналагодження;

- вибір функції автоматичної стабілізації вихідної напруги (в умовах нестабільного живлення);
- вибір частоти модуляції;
- відображення стану електропривода (у тому числі поточного та передаварійного);
- вибір уставок системи захисту;
- вибір пропусків вихідної частоти (заборона деяких частот для запобігання механічного резонансу).

У сучасних електроприводах фактично діє принцип «Plug&Play», успішно реалізований в обчислювальній техніці.

Асинхронні частотно-керовані електроприводи з ШІМ – найбільш перспективний різновид електроприводів масового застосування. Раніше частотно-керований електропривід малої та середньої потужностей був конкурентоспроможним лише у високошвидкісних механізмах (електрошпинделі шліфувальних, свердлильних, деревообробних верстатів, текстильних машин) та в механізмах з невисокими регулювальними вимогами. Тепер за своїми експлуатаційними показниками такі електроприводи здатні замінити електроприводи постійного струму в багатьох сферах їх традиційного використання (металургійні електроприводи, верстати з ЧПК, папероробні машини, підіймальні крани, транспорт). Крім того, вони стають доцільними там, де регулювання швидкості дає можливість зменшити споживання енергії (турбомеханізми, конвеєри, дозатори), проте раніше регульовані електроприводи були економічно неефективними. Слід зауважити, що понад 60% споживаної електроприводами енергії припадає саме на турбомеханізми (компресори, вентилятори, насоси, димососи).

На кінець 90-х років XX ст. у діапазоні до 50 кВт за своїми масогабаритними показниками найкращі з частотно-керованих електроприводів не поступалися електроприводам постійного струму з трифазним мостовим реверсивним випрямлячем. Якщо врахувати, що близько 75% споживаної електроприводами сумарної енергії припадає на малопотужні (до 20 кВт), можна переконатися, що частотно-керовані електроприводи насправді стали масовими. Зі збільшенням потужності на їх користь можна зарахувати кращі енергетичні показники, швидкодію, точність та перспективи подальшого зменшення ціни та габаритів.

### *Запитання та завдання для самоконтролю*

1. Як змінюється кут між векторами струму статора та потокозчеплення ротора зі зміною навантаження АД?
2. Як змінюються амплітуда та частота статорної напруги залежно від швидкості під час частотного керування в режимі ослаблення поля?
3. За яким законом повинні змінюватися напруга та частота живлення для турбомеханізмів?

4. Поясніть переваги частотного керування з $IR$-компенсацією порівняно з законом $U_1/f = const$.
5. Для здійснення яких законів частотного керування необхідне використання функціонального перетворювача в каналі керування амплітудою напруги?
6. Для чого в скалярних системах частотного керування використовують зворотні зв'язки за напругою та ЕРС?
7. Об'єкт керування регулятора випрямленого струму в електроприводах з двоступеневим перетворювачем частоти з амплітудною модуляцією.
8. Що треба зробити зі складовою струму статора $I_{1q}$, аби перевести АД до рекуперативного режиму?
9. Як поводить себе складова струму статора $I_{1d}$ у першій зоні регулювання, коли потік ротора незмінний?
10. Яка з частотно-струмових систем здатна забезпечити більший діапазон регулювання швидкості: з інвертором струму та випрямлячем, охопленим зворотним зв'язком за випрямленим струмом, чи з БПЧ зі зворотними зв'язками за фазними струмами?
11. Чому в системі рис. 5.23 відсутній функціональний перетворювач ФП1, використаний у системі рис. 5.22?
12. В якій системі координат доцільно регулювати струм статора в частотно-струмових системах з БПЧ та АІН з ШІМ?
13. Переваги та недоліки частотно-керованого електропривода з ШІМ.
14. Способи використання гальмівної енергії в частотно-керованих електроприводах. У яких випадках додаткові заходи для цього непотрібні?

### *Вправи*

1. Розрахуйте параметри принципової схеми функціонального пертворювача ФП1 з прикладу 5.3 (рис. 5.25).
2. Розрахуйте параметри розрядного резистора в колі постійного струму ПЧ з АІН, якщо гальмування з моментом $M_С = 2M_Н$ та навантаженням $M_С = M_Н$ використовують для зупинки АД. Параметри двигуна взяти з прикладу 5.3. Напруга кола постійного струму $U_d = 540$ В.
3. Зобразьте схему силового кола трифазно-трифазного БПЧ з 18 тиристорами та покажіть на ній тиристори, застосовані в режимі безконтактного комутатора.

# РОЗДІЛ 6. ЕЛЕКТРОПРИВОДИ З ВЕНТИЛЬНИМ ДВИГУНОМ

Розглянуто принцип дії вентильних двигунів з різними способами модуляції фазного струму та закони керування ними. З вивченням розділу студент отримає уявлення про структурні особливості та можливості сучасних комплектних електроприводів з вентильним двигуном.

Вентильним двигуном (ВД) звуть електромеханічну систему, що складається з синхронної машини (СМ) та перетворювача частоти (ПЧ), в якій фаз ПЧ перемикаються у функції положення ротора СМ (визначається спеціальним датчиком). Якірна обмотка СМ виконується, як правило, розподіленою та розміщується на статорі, а збудження відбувається з боку ротора.

Збудження може здійснюватися від обмотки збудження (потужні СМ) або постійних магнітів (при потужності до кількох десятків кВт). Ці два різновиди СМ різняться також формою полюсних наконечників, які визначають форму індукції та ЕРС статора.

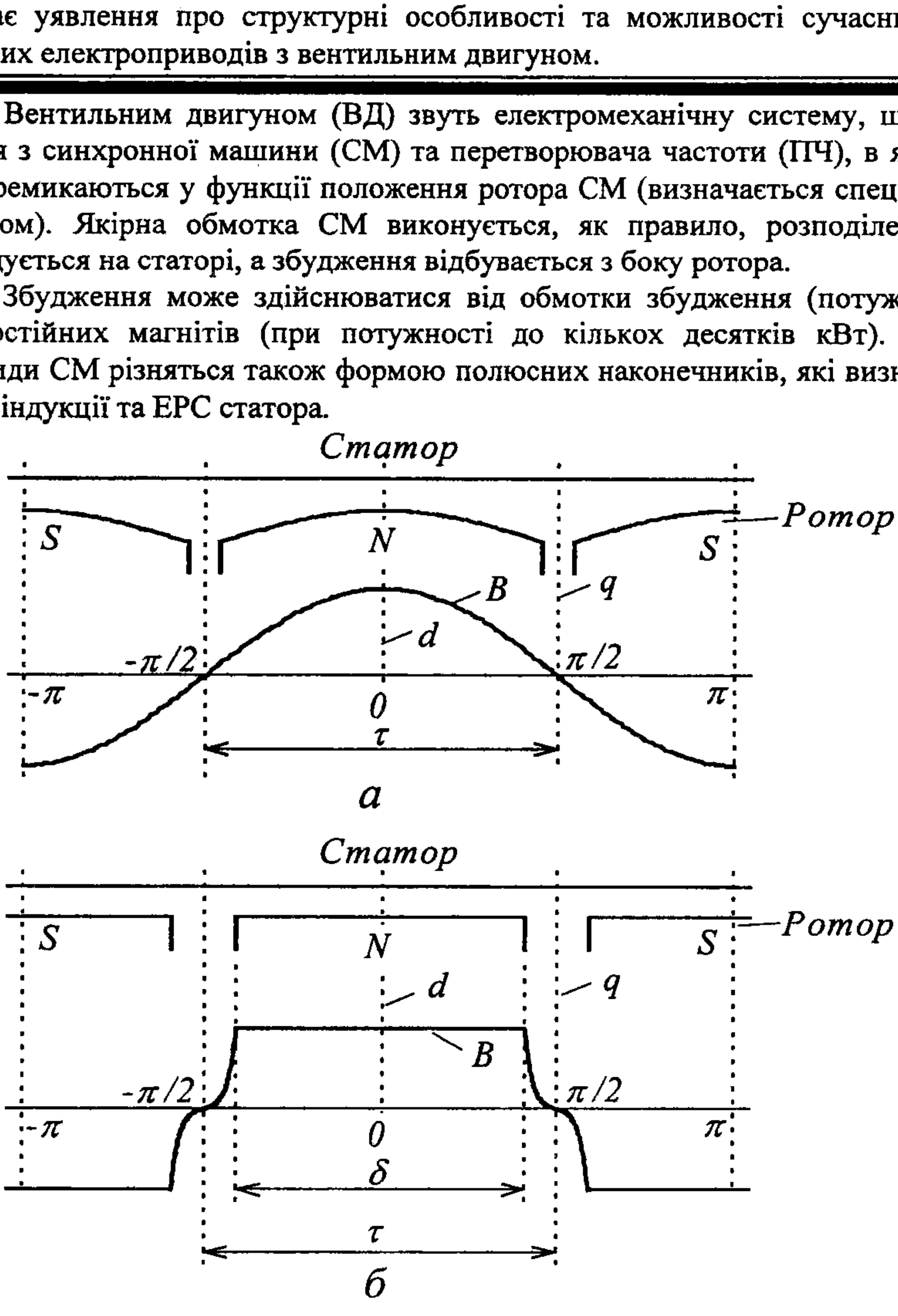



Рис. 6.1. Розгортки ротора СМ та просторова форма індукції з різними зазорами: нерівномірним (а) та рівномірним (б)

Потужні СМ переважно живляться від мережі змінного струму з синусоїдною формою фазного струму. Тому розробники машин для зменшення коливань електромагнітного моменту намагаються надати фазній ЕРС статора так само синусоїдної форми. Для цього індукцію вздовж зазору розподіляють синусоїдно, забезпечуючи це збільшенням зазору від осі $d$ полюса (рис. 6.1а) або нерівномірним розміщенням витків обмотки збудження. Синхронні машини з постійними магнітами (із технологічних міркувань) мають рівномірний зазор (рис. 6.1б) і трапецоїдну форму індукції та ЕРС статора.

Відповідною до форми ЕРС повинна бути і форма фазного струму за рівномірного зазору.

Для живлення обмоток статора можна використати автономний інвертор напруги з ШІМ, тиристорний автономний інвертор струму або безпосередній перетворювач частоти. Два останні звичайно застосовують у вентильних двигунах середньої та великої потужності. Саме за допомогою ПЧ і набувається потрібна форма струму статора.

### *6.1. Принцип дії ВД з прямокутною модуляцією струму*

На рис. 6.2 зображений спрощений поперечний переріз двополюсної трифазної СМ з рівномірним зазором. Фазні обмотки статора умовно показані зосередженими (у вигляді одного витка) та розташовані в площинах, перпендикулярних осям фаз $U$, $V$, $W$. На рис. 6.3 подана схема живлення обмоток статора. Інвертор струму на ключах *VT1-VT6* живиться від джерела струму $I_d$.

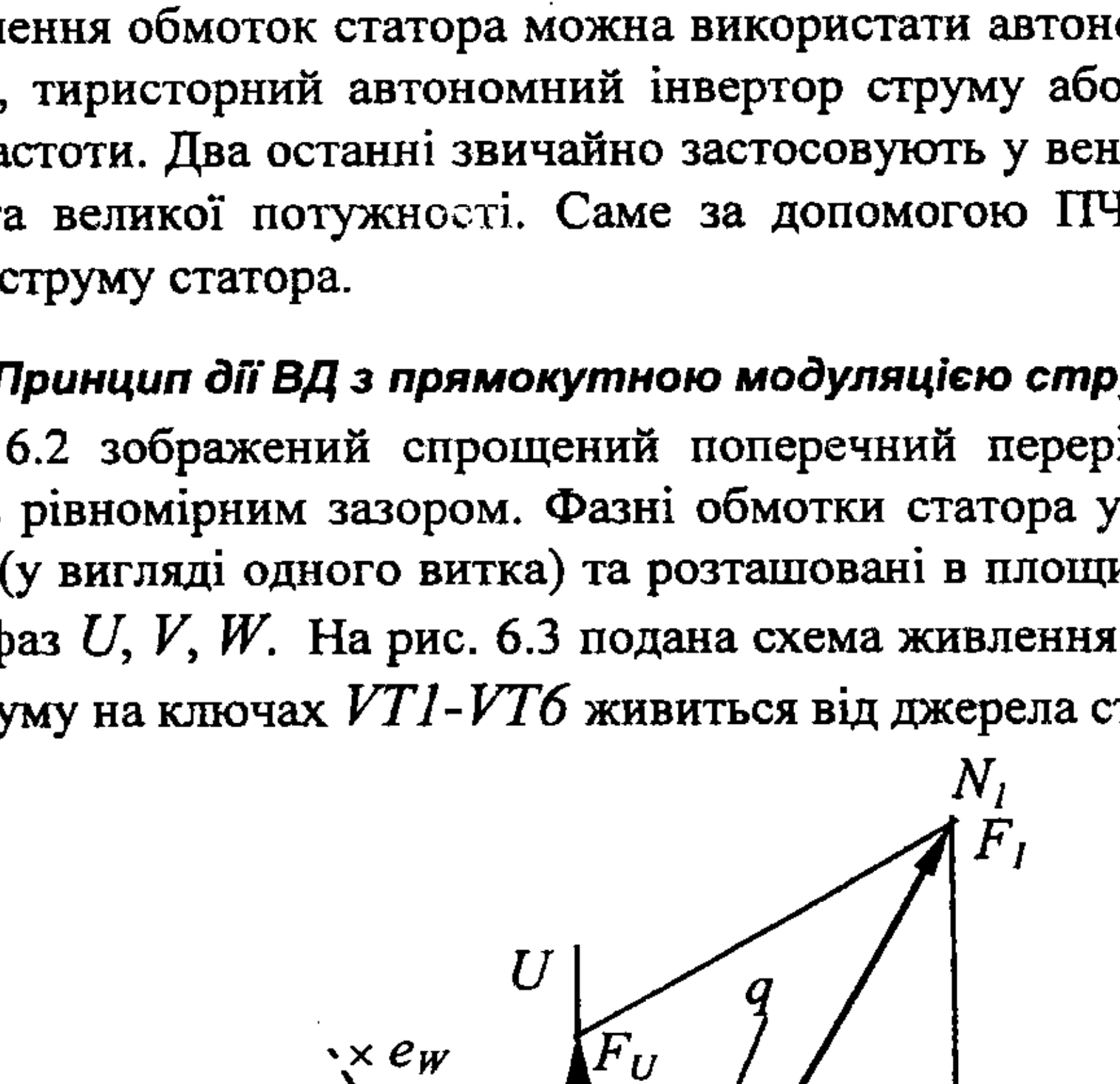



Рис. 6.2. Поперечний переріз синхронної машини

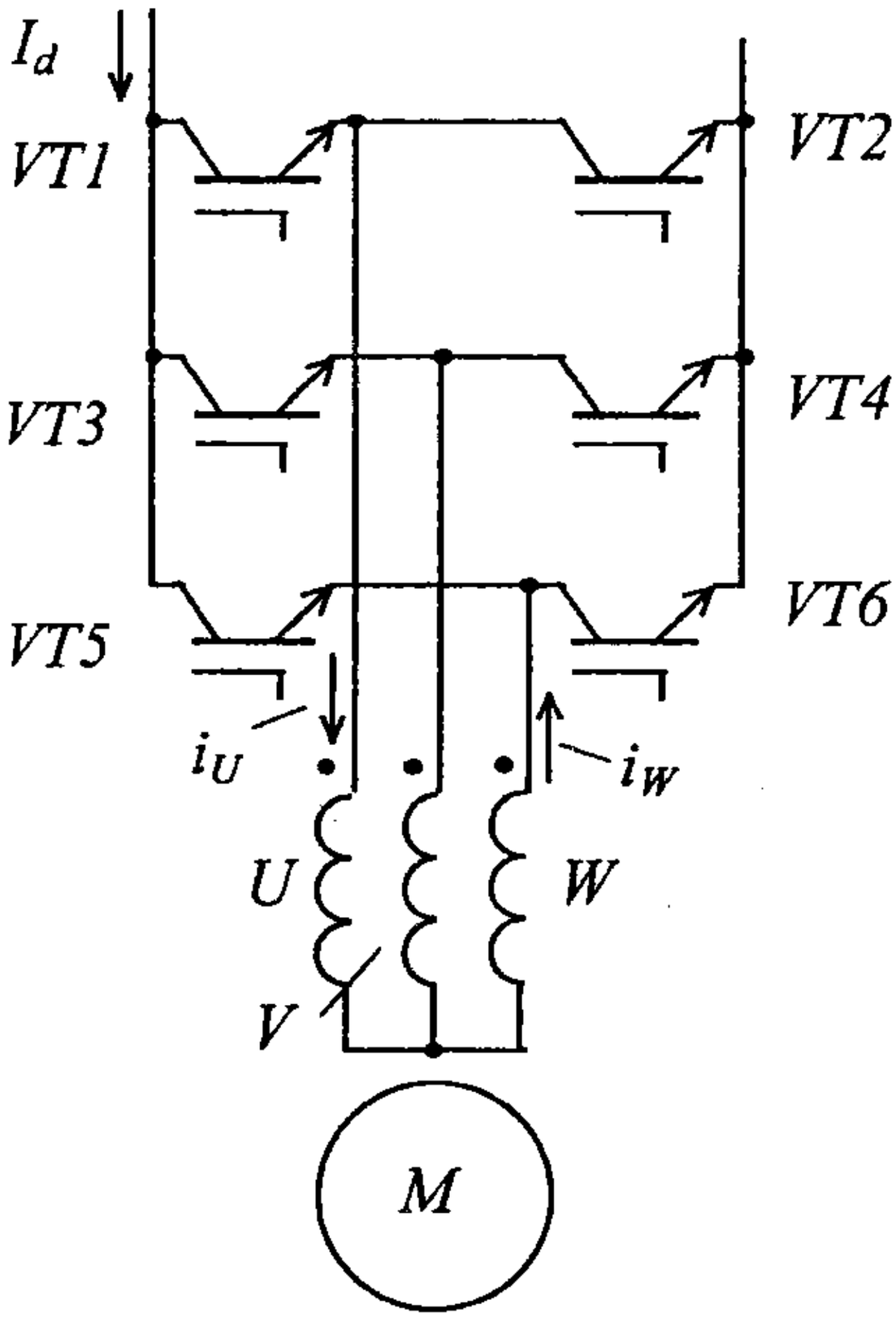



Рис. 6.3. Схема силового кола ВД з прямокутною модуляцією струму

Домовимося стосовно полярності фазних струмів на обох рисунках. За позитивний напрямок струму на рис. 6.2 вважатимемо той, що протікає проти годинникової стрілки, якщо дивитися з осі фази (струм такої полярності зображений в обмотці фази *U*). Позитивним струмом на рис. 6.3 буде такий, що тече до спільної точки всіх фаз.

Індукція вздовж зазору через його рівномірність розподілена також рівномірно, а магнітні силові лінії радіальні. Кутовий розмір полюсного наконечника $\delta$ трохи більший 120 ел. град, унаслідок чого під полюсом завжди одночасно перебувають обмотки двох фаз (для зображеного на рис. 6.2 положення ротора це фази *U* та *W*). Для створення максимального обертального моменту саме до цих фаз і слід подавати струм. Для цього в інверторі відкривають ключі *VT1* та *VT6*. Струми фаз прямуватимуть, як на рис. 6.2 та 6.3.

Виникає поле статора. Намагнічувальні сили $F_U$, $F_W$ спрямовані вздовж осей відповідних фаз з урахуванням знаків струмів, а їх сума $F_1$ показує напрямок на північний полюс поля статора $N_1$. Унаслідок взаємодії полів статора та ротора виникає рушійний момент, який намагається повернути ротор проти годинникової стрілки, щоб сумістити у просторі південний полюс ротора з північним – статора. Поворот ротора відносно статора призводить до виходу обмотки фази *W* з-під полюсів ротора та послабленню магнітного зв'язку цієї фази з полем ротора. Щоб підтримати момент двигуна на попередньому рівні, замість фази *W* до джерела живлення слід увімкнути фазу *V*, яка через поворот ротора якраз опинилася під його полюсами. Для цього замість ключа *VT6* відкривається ключ *VT4*. Сумарна НС статора $F = F_2 = F_V + F_U$ стрибком повертається на 60° проти годинникової стрілки, а ротор продовжує свій рух, намагаючись наздогнати поле статора. Коли ротор після комутації інвертора пройде 60 ел. град, замість фази *U* знов увімкнеться фаза *W* (тепер – ключем *VT5*). Надалі щоразу, коли поперечна вісь *q* ротора випередить поточну НС статора на 60°, відбувається чергова комутація інвертора. Одразу після кожної комутації вісь *q* запізнюється у просторі на 60° відносно поточної сумарної НС статора. Середній за період комутації кут між потоками ротора та статора дорівнює 90°, що забезпечує найбільший рівень рушійного моменту за заданим струмом.

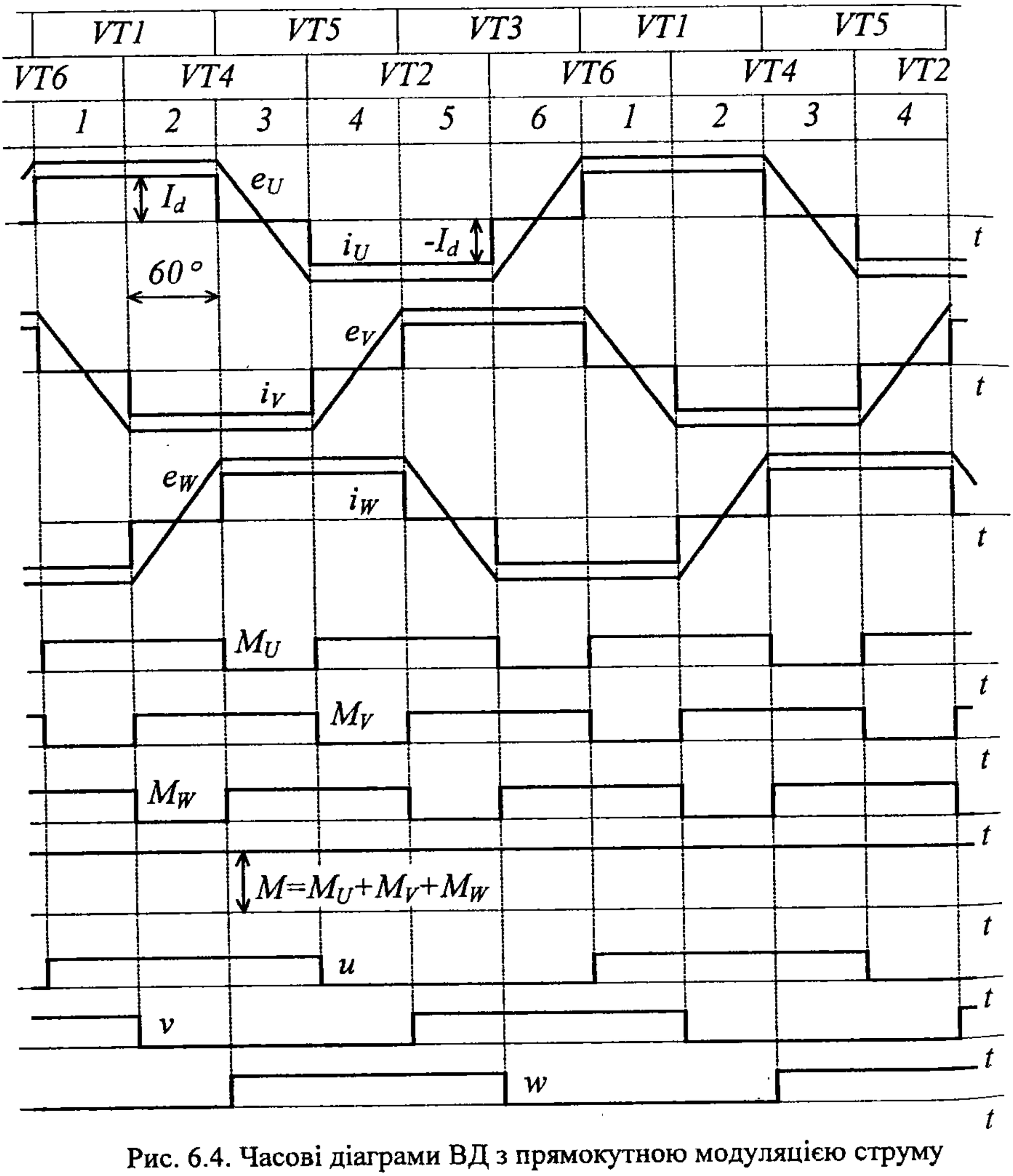



Рис. 6.4. Часові діаграми ВД з прямокутною модуляцією струму (режим двигуна)

Часові діаграми струмів зображені на рис. 6.4, а поряд з ними – фазні ЕРС. За незмінної швидкості ротора форма останніх у функції часу подібна до форми індукції у функції кута повороту (рис. 6.1б). Якщо чергова комутація відбувається саме тоді, як зазначено вище, горизонтальні ділянки фазних ЕРС та струмів збігаються у часі, момент $M_\Phi = i_\Phi e_\Phi / \omega$, утворений взаємодією потоків ротора та фази статора, протягом усього міжкомутаційного інтервалу буде незмінним, а сумарний момент не матиме коливань.

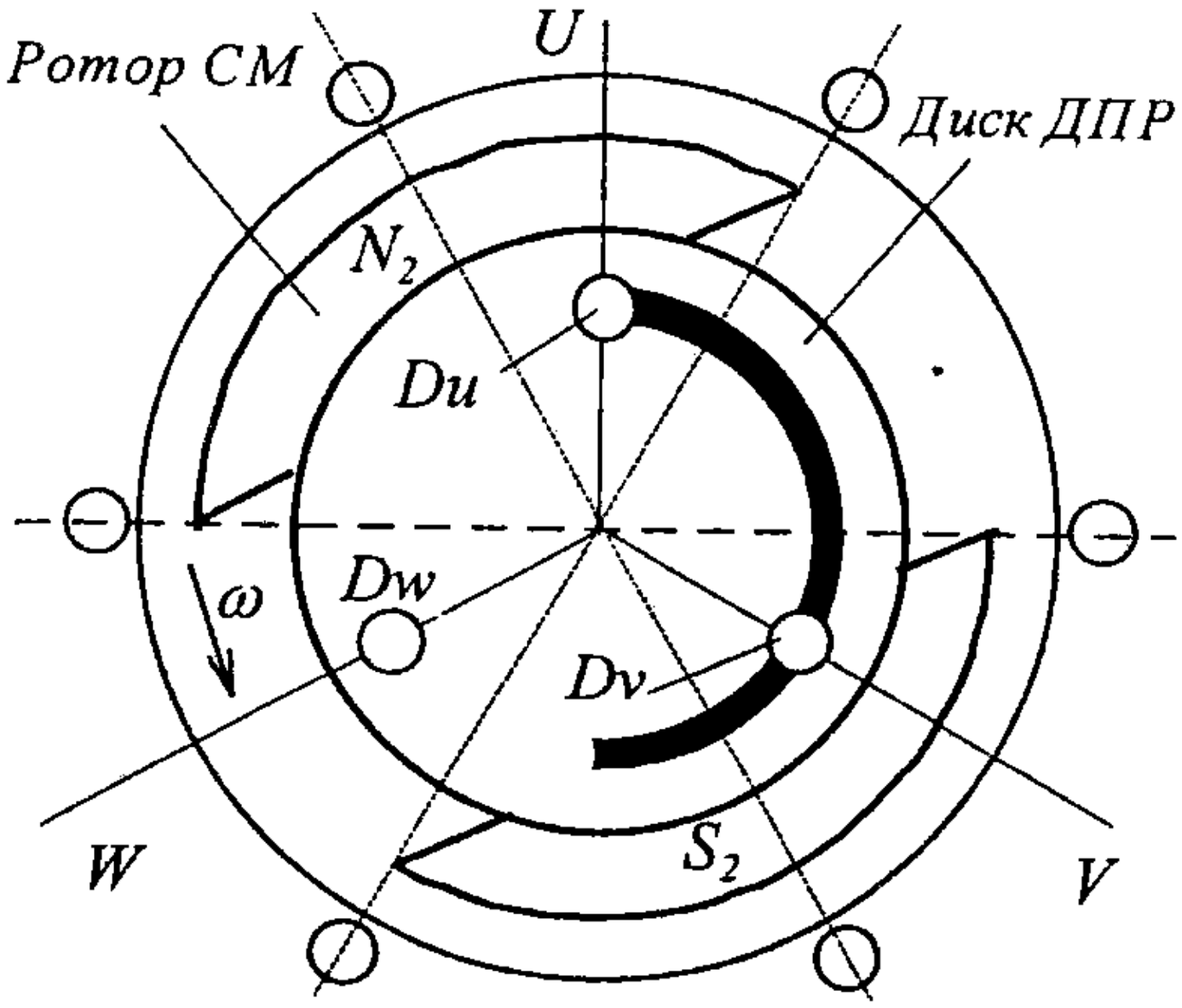


Рис. 6.5. Фазування ДПР

Положення ротора, в якому повинна відбуватися наступна комутація, визначається за допомогою датчика положення ротора (ДПР). Оскільки тривалість міжкомутаційного інтервалу 60° і протягом цього інтервалу ніяка інформація про положення ротора не потрібна, роздільна здатність ДПР повинна бути саме 60°. У промислових електроприводах з ВД використовують ДПР, принцип дії яких базується на різних фізичних принципах [24]: індуктивні, фотоелектричні, гальваномагнітні (найбільшого розповсюдження набули два останні). Конструкцію подібних датчиків (проте двофазних), що входять до складу безконтактних вентильних тахогенераторів, було розглянуто в п. 3.5. ДПР трифазного ВД відрізняється лише кількістю оптопар та вихідних сигналів. У даному датчику їх три (за кількістю фаз статора). На рис. 6.4 вихідні сигнали ДПР позначені як *u, v, w*. Диск ДПР, жорстко зв'язаний з ротором СМ, так закріплений, щоб його вихідний код змінювався у той момент, коли обмотка чергової фази входить під один з полюсів ротора. Якщо, наприклад, оптопари *Du, Dv, Dw* розташовані на осях відповідних фаз статора, щілина диска ДПР повинна бути зсунута на 30° відносно поздовжньої осі ротора (рис. 6.5). Завдяки наявності ДПР у вентильному двигуні реалізується зворотний зв'язок за положенням ротора. Налагодження ДПР саме і полягає в повороті диска на потрібний кут відносно ротора.

Коли синхронна машина багатополюсна, змінюється лише конструкція диска ДПР та просторовий зсув між оптопарами (рис. 6.6).

Сигнали керування ключами інвертора формуються логічною комбінацією сигналів ДПР:

$$u_1 = u\bar{w};\ u_3 = v\bar{u};\ u_5 = w\bar{v}; \tag{6.1}$$

$$u_2 = w\bar{u};\ u_4 = u\bar{v};\ u_6 = v\bar{w}. \tag{6.2}$$

Таким чином, інвертор розглянутого ВД разом із ДПР виконують ту ж функцію, що й колектор двигуна постійного струму: перемикають фази (секції) обмотки статора (якоря) залежно від положення ротора. На відміну від колекторної машини, проте, ця комутація – цілком безконтактна. Недарма ВД з прямокутною модуляцією струму нерідко звуть безконтактним (на Заході - безщітковим) двигуном постійного струму (БДПС). Ще одна назва – ВД з позиційною комутацією. Подібний ВД за характером електромагнітних процесів, виглядом статичних характеристик та способами керування наближається до машини постійного струму.

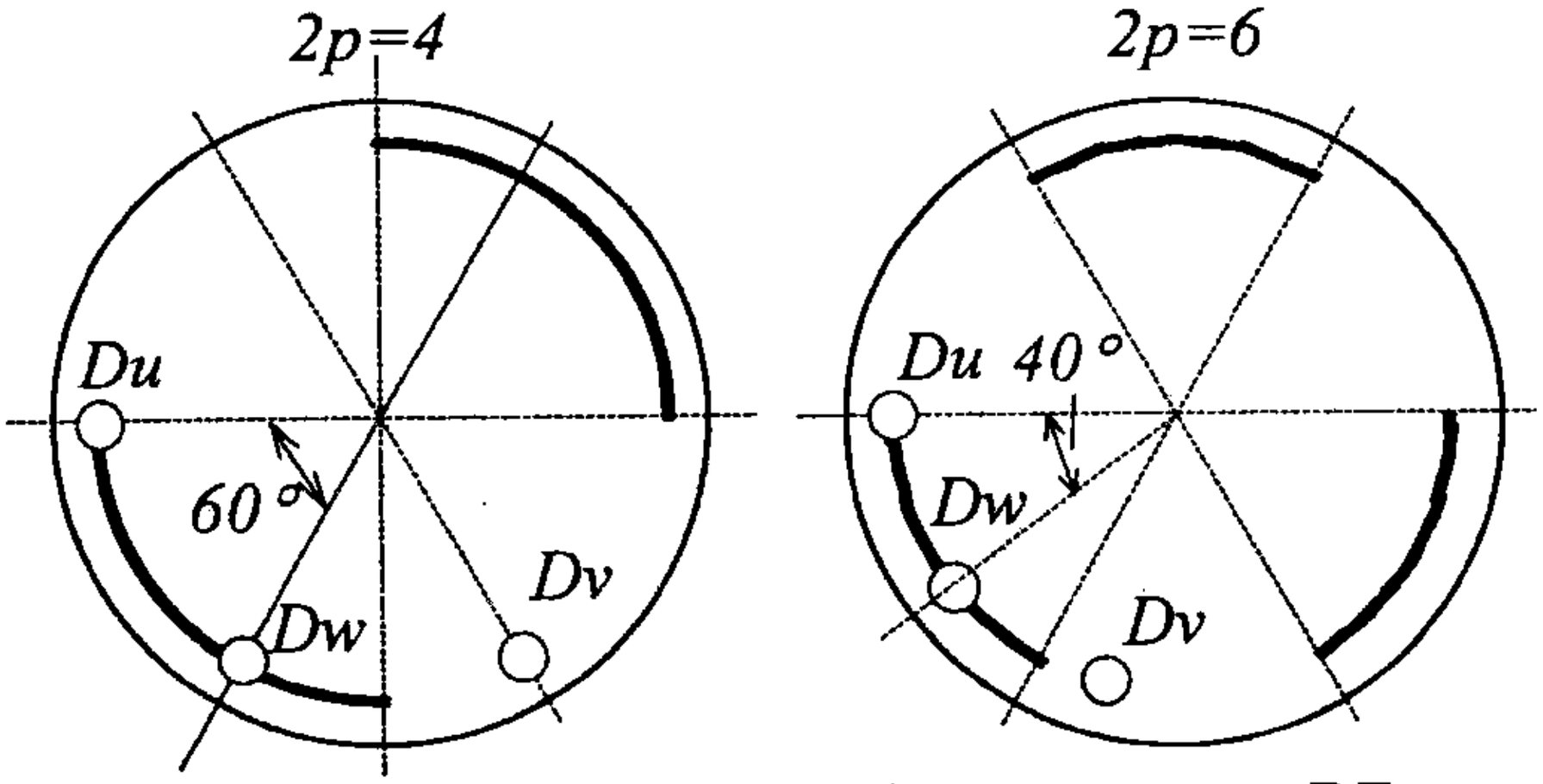



Рис. 6.6. Конструкція ДПР багатополюсних ВД

Схожість ВД з частотно-керованим синхронним двигуном без зворотного зв'язку за положенням ротора (наявність синхронної машини та перетворювача частоти) суто формальна саме внаслідок відсутності ДПР та обумовленою цим специфікою електромагнітних процесів. Хоча в обох випадках при регулюванні швидкості частота фазних струмів змінюється, істотна відмінність ВД – саме у залежності частоти струму від частоти обертання, а не навпаки. Синхронна машина вентильного двигуна ніколи не працює в режимі синхронізму, оскільки ротор внаслідок позиційно-залежного перемикання фаз статора не зможе наздогнати поле статора. Якщо вести мову про ВД з прямокутною модуляцією струму, то його особливість – у дискретному характері руху поля статора. Оскільки інвертор має лише 6 станів, вектор НС статора може займати тільки 6 положень (тобто поле статора переміщується стрибками через 60 ел. град або $180/(m\,p)$ механічних). На рис. 6.7 зображені вектори сумарної НС $F_1$, ...$F_6$ статора для 6 міжкомутаційних інтервалів відповідно до часових діаграм рис. 6.4.

Близький БДПС і до крокового двигуна. Якби перемикання фаз статора відбувалося з досить невисокою частотою за наперед заданою програмою незалежно від положення ротора, останній з кожною комутацією переміщувався б на 60 ел. град, щоразу наздоганяючи поле статора та фіксуючи положення рівноваги.

Щоб перевести ВД у гальмівний режим, достатньо змінити полярність фазних струмів статора. Для цього треба змінити полярність вхідного струму інвертора (якщо можливо) або ввімкнути ключі колекторної групи замість ключів емітерної та навпаки. Часові діаграми для гальмівного режиму з тим же напрямком руху, що й на рис. 6.4, зображені на рис. 6.8.

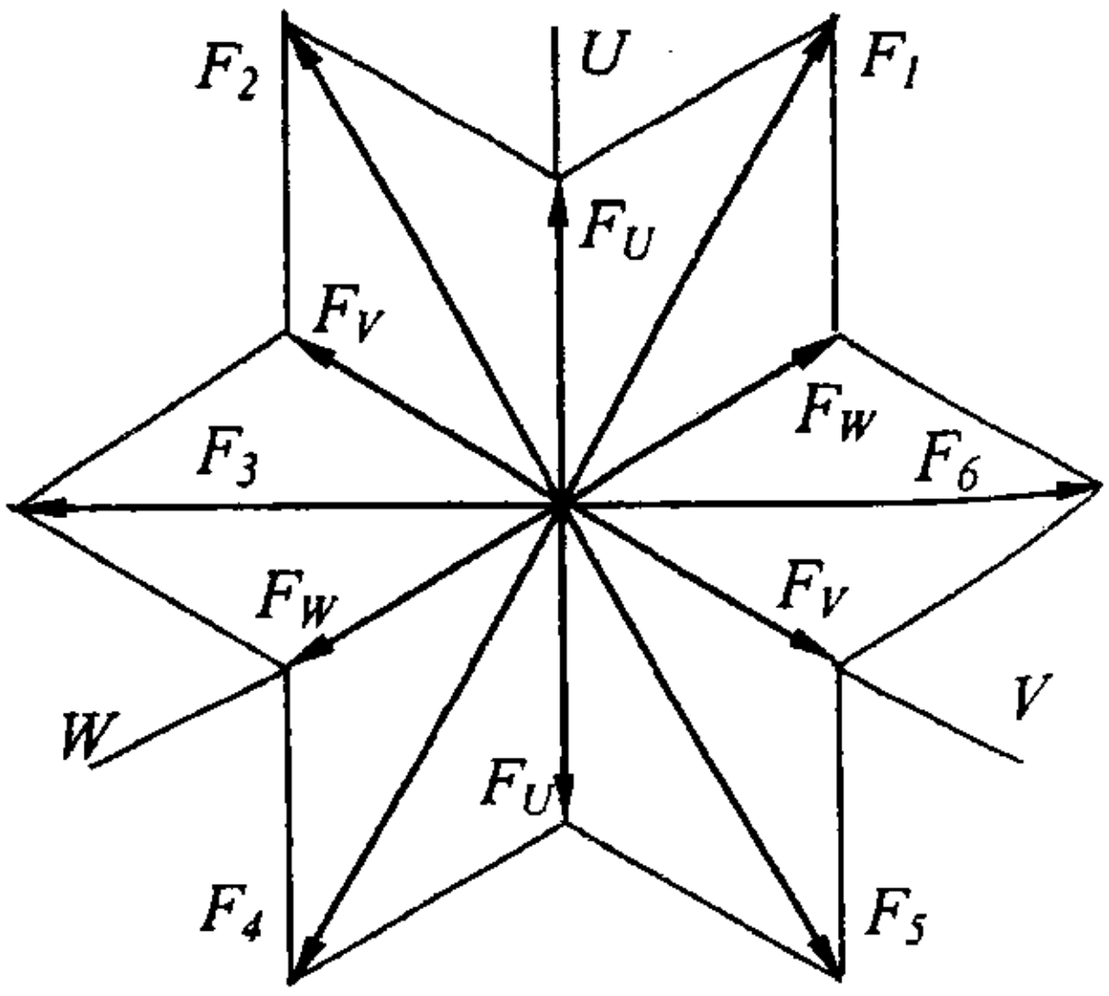



Рис. 6.7. Положення НС статора

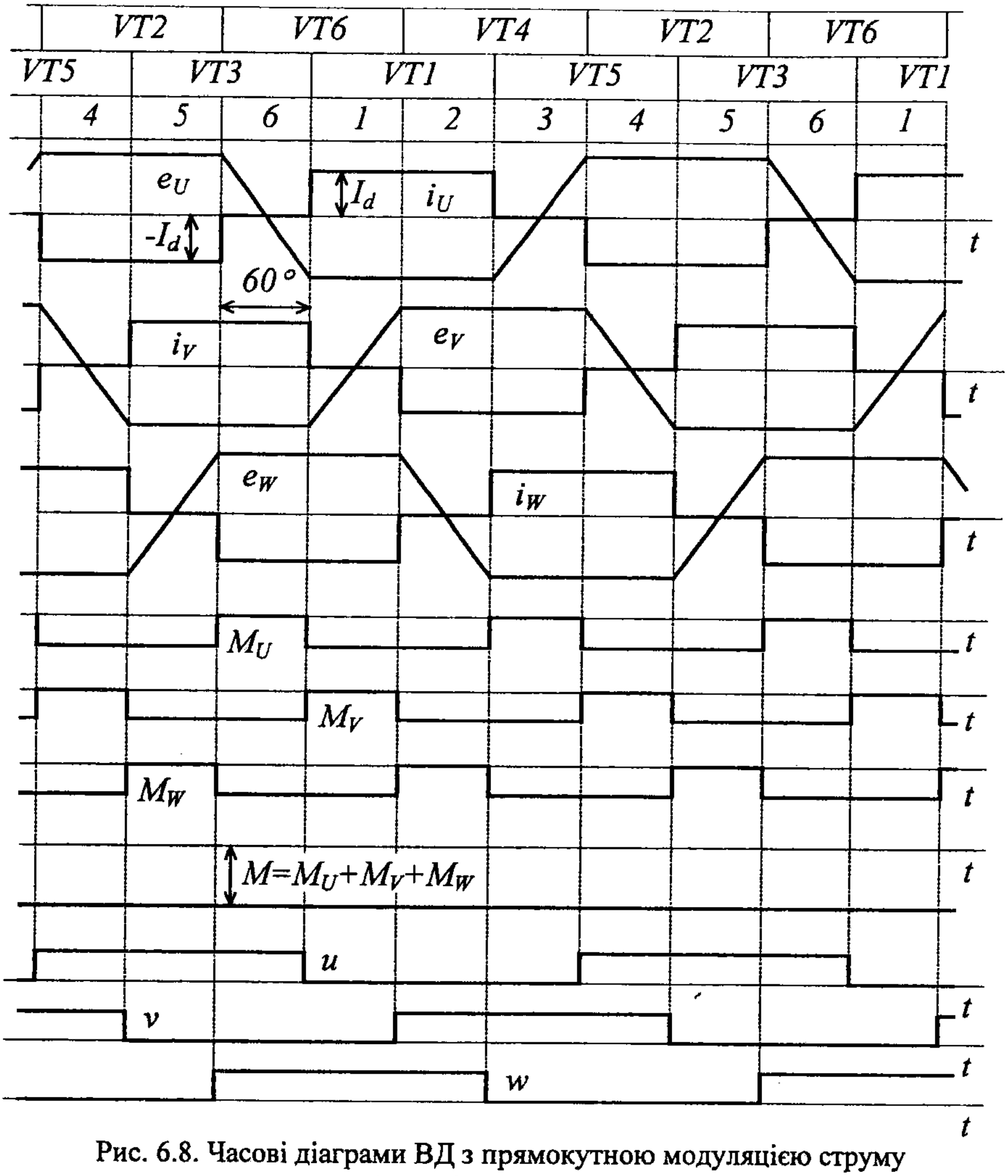



Рис. 6.8. Часові діаграми ВД з прямокутною модуляцією струму (гальмівний режим )

На міжкомутаційному інтервалі струм можна стабілізувати двома способами. Перший – живлення інвертора від стабілізованого джерела постійного струму (звичайно тиристорного випрямляча, охопленого негативним зворотним зв'язком за випрямленим струмом). Інвертор працює в режимі інвертора струму та призначений лише для перемикання фаз статора. На рис. 6.9 наведена схема автоматичного регулювання БДПС з інвертором струму. Стабілізація струму – за допомогою регулятора РС та датчика ДС випрямленого струму керованого випрямляча КВ. Розподільник імпульсів РІ формує сигнали керування ключами

інвертора за алгоритмом (6.1), (6.2). Якщо інвертор тиристорний, подібну структуру САР (у цьому випадку – практично єдину з можливих) широко використовують при керуванні потужними ВД. Як видно, вона ідентична структурі САР колекторного двигуна постійного струму. Коли СМ має обмотку збудження, можна, як у двигуні постійного струму, регулювати потік. У малопотужних швидкодіючих електроприводах з ВД зі збудженням від постійних магнітів такий спосіб не використовують через інерційність тиристорного випрямляча.

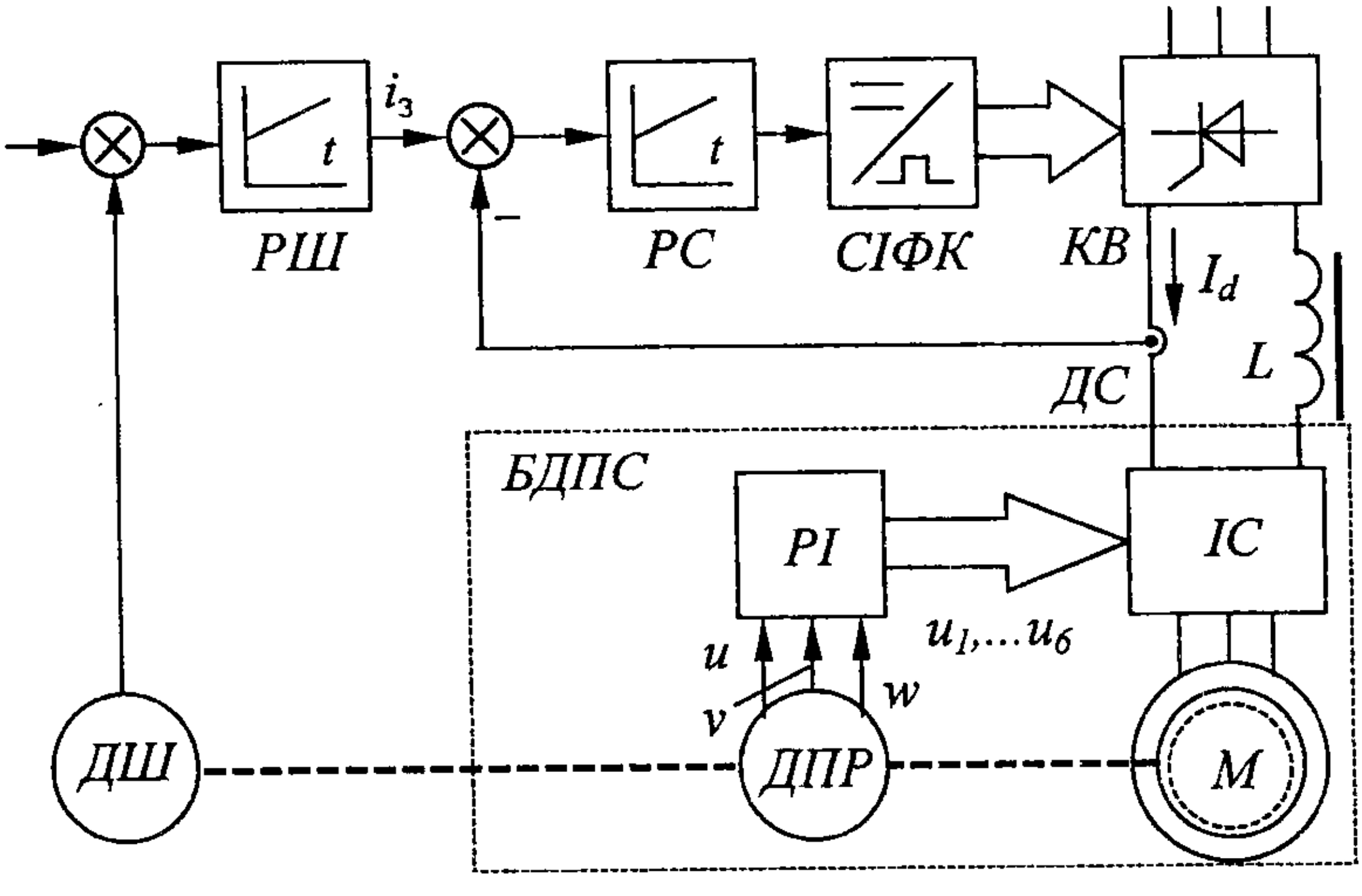



Рис. 6.9. Система автоматичного регулювання ВД з інвертором струму

Другий спосіб регулювання струму, широко розповсюджений у транзисторних електроприводах верстатів з ЧПК, промислових роботів та інших механізмів, базується на застосуванні ключів інвертора не тільки для перемикання фаз, а й для широтно-імпульсної модуляції напруги, поданої до статора (рис. 6.10). Тоді інвертор працює в режимі автономного інвертора напруги і повинен мати зворотні діоди (як на рис. 5.29). Керований випрямляч не потрібен, що дозволяє живити від одного некерованого випрямляча кілька інверторів.

Розподільник імпульсів у схемі рис. 6.10 виконує ті ж функції, що й у попередній, однак, крім сигналів ДПР, отримує широтно-модульований сигнал з регулятора струму РС. Широтна модуляція аналогового керуючого сигналу здійснюється або самим РС (якщо він релейний), або спеціальним модулятором, якщо регулятор належить до класу лінійних. Залежно від положення ротора РІ вмикає ту чи іншу пару фаз до РС, який стабілізує струм на заданому рівні шляхом періодичного вимикання одного або обох ключів, які є робочими на поточному міжкомутаційному інтервалі за формулами (6.1), (6.2). Можливий будь-який алгоритм ШІМ з тих, що використовують в широтно-імпульсних перетворювачах. Специфічне лише те, що ШІМ по черзі виконують ключі двох фаз, увімкнених у поточний момент до джерела живлення. Датчик струму ДС, вихо-

дачи з інформації про поточні фазні струму та положення ротора, виконує функцію фазочутливого випрямляча (демодулятора). Його вихідний сигнал

$$I = i_U u + i_V v + i_W w.$$

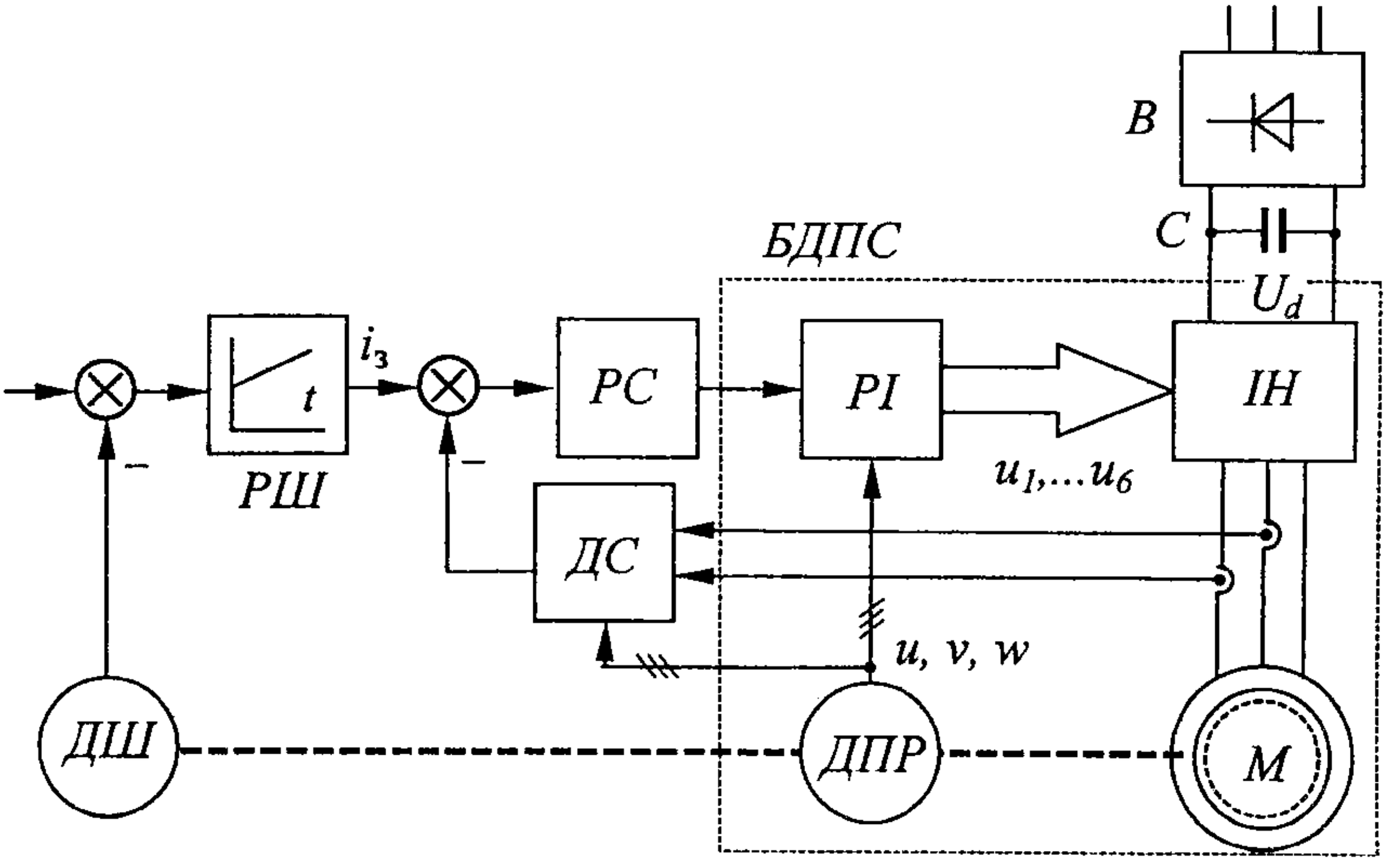



Рис. 6.10. Система автоматичного регулювання ВД з інвертором напруги з ШІМ

Можливі й інші варіанти схем керування струмом. Так, в електроприводах фірм *Indramat* та *Baumüller* контурів струму три, а розподільник імпульсів увімкнений на виході регулятора швидкості, щоб подавати завдання на струм до контурів струмів саме тих двох фаз, які повинні працювати при даному положенні ротора.

### 6.2. Принцип дії ВД з синусоїдною модуляцією струму

Аналіз процесів та синтез САР ВД з синусоїдними струмами зручніше виконувати не в нерухомій системі координат $UVW$, пов'язаній зі статором, а в системі $dq$, що рухається синхронно з ротором.

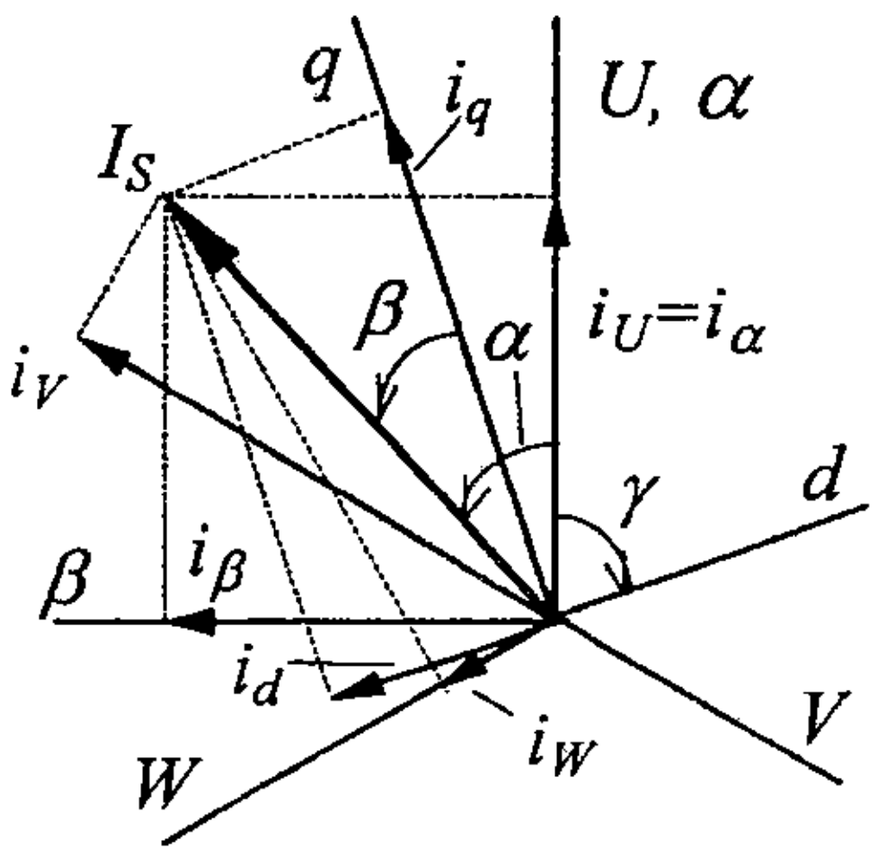



Рис. 6.11. Взаємне положення осей координат

На рис. 6.11 – взаємне положення осей координат. Осі $U$, $V$, $W$ збігаються з поздовжніми осями відповідних фаз статора, вісь $d$ – з поздовжньою віссю індуктора. Введена також система координат $\alpha\beta$, причому вісь $\alpha$ спрямована вздовж осі $U$.

Проекції струмів (або інших величин) у різних системах координат зв'язані залежностями:

$$\left.\begin{aligned} i_U &= i_d \cos\gamma - i_q \sin\gamma \\ i_V &= i_d \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) - i_q \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_W &= i_d \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) - i_q \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}\right\}; \tag{6.3}$$

$$\left.\begin{aligned} i_d &= \frac{2}{3}\left[ i_U \cos\gamma + i_V \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) + i_W \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ i_q &= \frac{2}{3}\left[ i_U \sin\gamma + i_V \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) + i_W \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{aligned}\right\}; \tag{6.4}$$

$$\left.\begin{aligned} i_U &= I_S \cos\alpha \\ i_V &= I_S \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_W &= I_S \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}\right\}; \tag{6.5}$$

$$\left.\begin{aligned} i_d &= i_\alpha \cos\gamma + i_\beta \sin\gamma \\ i_q &= -i_\alpha \sin\gamma + i_\beta \cos\gamma \end{aligned}\right\}; \tag{6.6}$$

$$\left.\begin{aligned} i_\alpha &= i_d \cos\gamma - i_q \sin\gamma \\ i_\beta &= i_d \sin\gamma + i_q \cos\gamma \end{aligned}\right\}. \tag{6.7}$$

За початок відліку взято вісь $U$.

Як показано раніше, при рівномірному зазорі ЕРС, наведена в секції, не залежить від положення останньої відносно ротора, доки ця секція перебуває під полюсом. Якщо ж зазор нерівномірний, індукція та пропорційна їй ЕРС, як максимальні на поздовжній осі індуктора, зменшуються з відхиленням від неї за законом

$$e_U = E_S \cos\varphi = E_S \cos(\gamma - \pi/2), \tag{6.8}$$

де $E_S$ – амплітуда ЕРС:

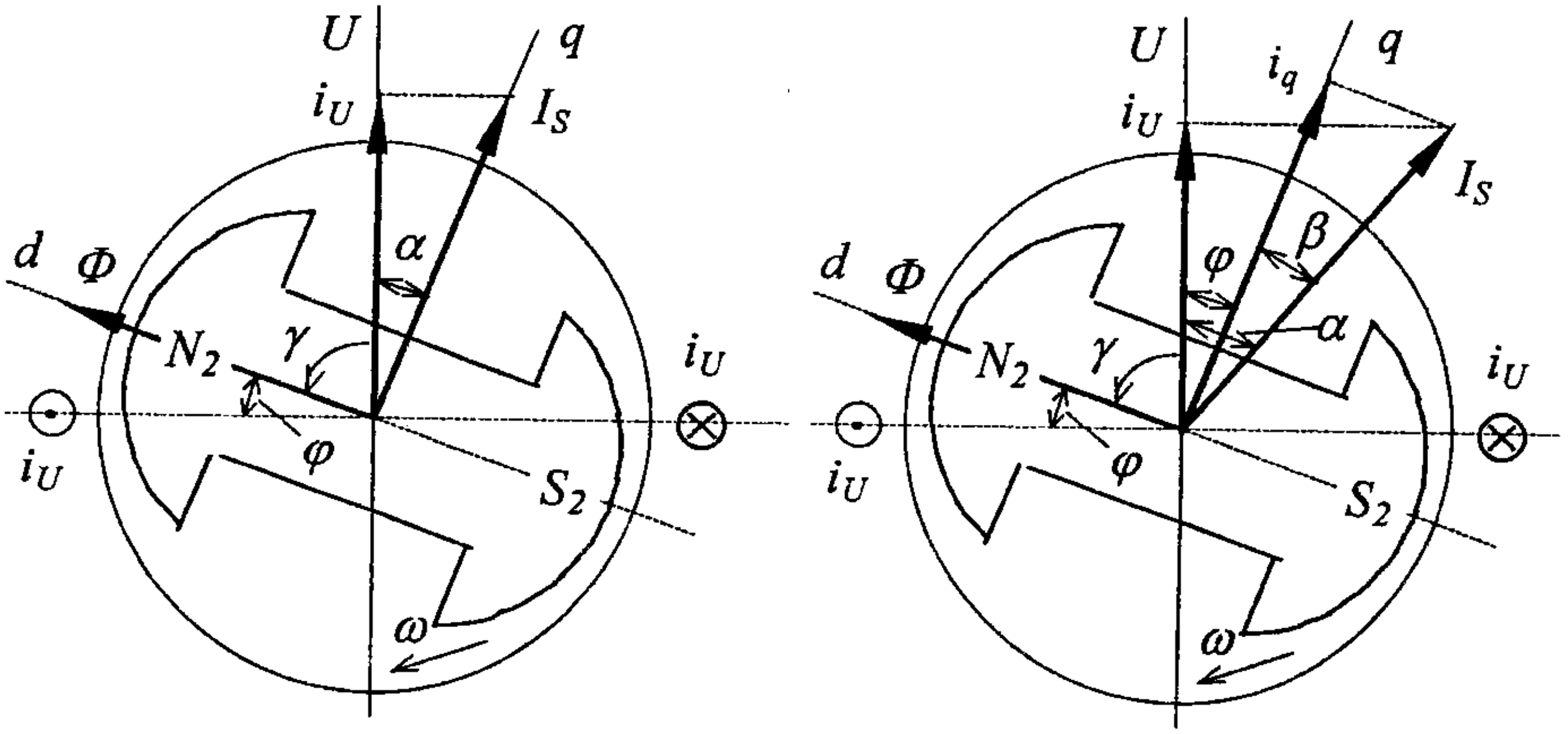
Відомо, що електромагнітний момент, що виникає від взаємодії двох магнітних полів, – максимальний, коли їх поздовжні осі перпендикулярні. Стосовно СМ це означає перпендикулярність результуючого вектора струму статора та поздовжньої осі ротора.

У ВД з рівномірним зазором завдяки незмінності ЕРС на міжкомутаційному інтервалі для забезпечення максимуму моменту достатньо утримувати вектор струму статора в межах $\pm 30^\circ$ навколо осі $q$ (тому припустимий стрибкоподібний рух вектора струму).

У ВД з синусоїдним просторовим розподілом індукції для забезпечення ортогональності полів статора та ротора необхідне безперервне обертання вектора струму. Для цього вектор струму статора повинен бути спрямованим вздовж поперечної осі $q$ індуктора, а струм фази $U$ – чисельно дорівнювати проекції цього вектора на вісь $U$ (рис. 6.12а) та змінюватися за законом

$$i_U = I_S \cos\alpha = I_S \cos(\gamma - \pi/2).$$

Для визначення струмів інших фаз до виразів (6.5) слід підставити $\alpha = \gamma - \pi/2$.




*а* *б*

Рис. 6.12. До принципу дії ВД з синусоїдною модуляцією струму

У ряді випадків результуючий вектор струму статора орієнтований не вздовж осі $q$, а дещо випереджає її (рис. 6.12б). Це трапляється у разі використання в інверторі одноопераційних тиристорів для забезпечення їх машинної комутації за допомогою ЕРС статора [21]. Тоді $\alpha = \gamma - \pi/2 + \beta = \varphi + \beta$ і рівняння (6.5) перетворюються до вигляду:

$$\left.\begin{aligned} i_U &= I_S \cos(\varphi + \beta) \\ i_V &= I_S \cos\left(\varphi + \beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_W &= I_S \cos\left(\varphi + \beta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}\right\}. \qquad (6.9)$$

Кут $\beta$, як між віссю $q$ та вектором струму, одночасно характеризує фазовий зсув між струмом фази та її ЕРС.

При використанні цілком керованих ключів потреби у їх випереджувальній комутації немає і кут $\beta = 0$.

Моменти, що утворені внаслідок взаємодії полів індуктора та кожної з фаз статора, дорівнюють:

$$M_U = \frac{i_U e_U}{\omega} = \frac{I_S E_S}{\omega}\cos\varphi\cos(\varphi+\beta);$$

$$M_V = \frac{i_V e_V}{\omega} = \frac{I_S E_S}{\omega}\cos\left(\varphi+\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\varphi+\beta+\frac{2\pi}{3}\right);$$

$$M_W = \frac{i_W e_W}{\omega} = \frac{I_S E_S}{\omega}\cos\left(\varphi-\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\varphi+\beta-\frac{2\pi}{3}\right).$$

Неважко показати, що сумарний момент ВД не залежить від кута повороту ротора $\varphi$:

$$M = M_U + M_V + M_W = \frac{3}{2}\frac{E_S I_S}{\omega}\cos\beta.$$

Отже, для забезпечення постійного та незалежного від кута повороту моменту необхідно визначати поточне положення ротора $\varphi$ та формувати струми фаз згідно (6.3) або (6.9). Щоб якнайбільше наблизити форму фазних струмів до синусоїди, точність вимірювання положення повинна бути набагато вищою, ніж в БДПС. Тому в подібних електроприводах використовують інкрементальні фотоімпульсні датчики, сельсини та синус-косинусні трансформатори, роздільна здатність яких сягає десятих та сотих часток градуса.

Струм можна регулювати як у нерухомій системі координат $UVW$, так і в пов'язаній з ротором системі $dq$.

У першому випадку до входів усіх трьох контурів струмів треба подати синусоїдні завдання. На рис. 6.13 наведена блок-схема регулювання струму в системі координат статора, причому завдання на фазні струми $i_U^*$, $i_V^*$, $i_W^*$ сформовані за (6.9). Завдання на модуль струму статора формується векторним суматором ВС як сума векторів

$$I_S = \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}.$$

Завдання на поперечну складову струму $i_q^*$ може надходити від регулятора швидкості. Завдання на поздовжню складову $i_d^*$ визначається потрібним кутом випередження $\beta$. Блок формування гармонійних сигналів БФГС (обчислювальний пристрій), зважаючи на сигнал датчика положення, пропорційного куту повороту ротора $\varphi$, формує косинусоїди відповідної фази, які подані до блоків множення для отримання синусоїдних завдань на струми.

У системі за рис. 6.13 можуть бути використані не тільки двоступеневі ПЧ з інвертором напруги, а й безпосередні ПЧ. Якщо СМ – двофазна, у подібній до рис. 6.13 структурі будуть лише два контури струму, а завдання на струм формують за (6.7). У схемі рис. 6.14 завдання на струми $i_q^*$, $i_d^*$ перетворюються перетворювачем координат ПК у завдання на струми фаз (6.3). Як ДПР тут доцільно використовувати синус-косинусний трансформатор з демодулятором,

який виділяє низькочастотні обвідні з сигналу первинного датчика, пропорційні $cos\gamma$ та $sin\gamma$.

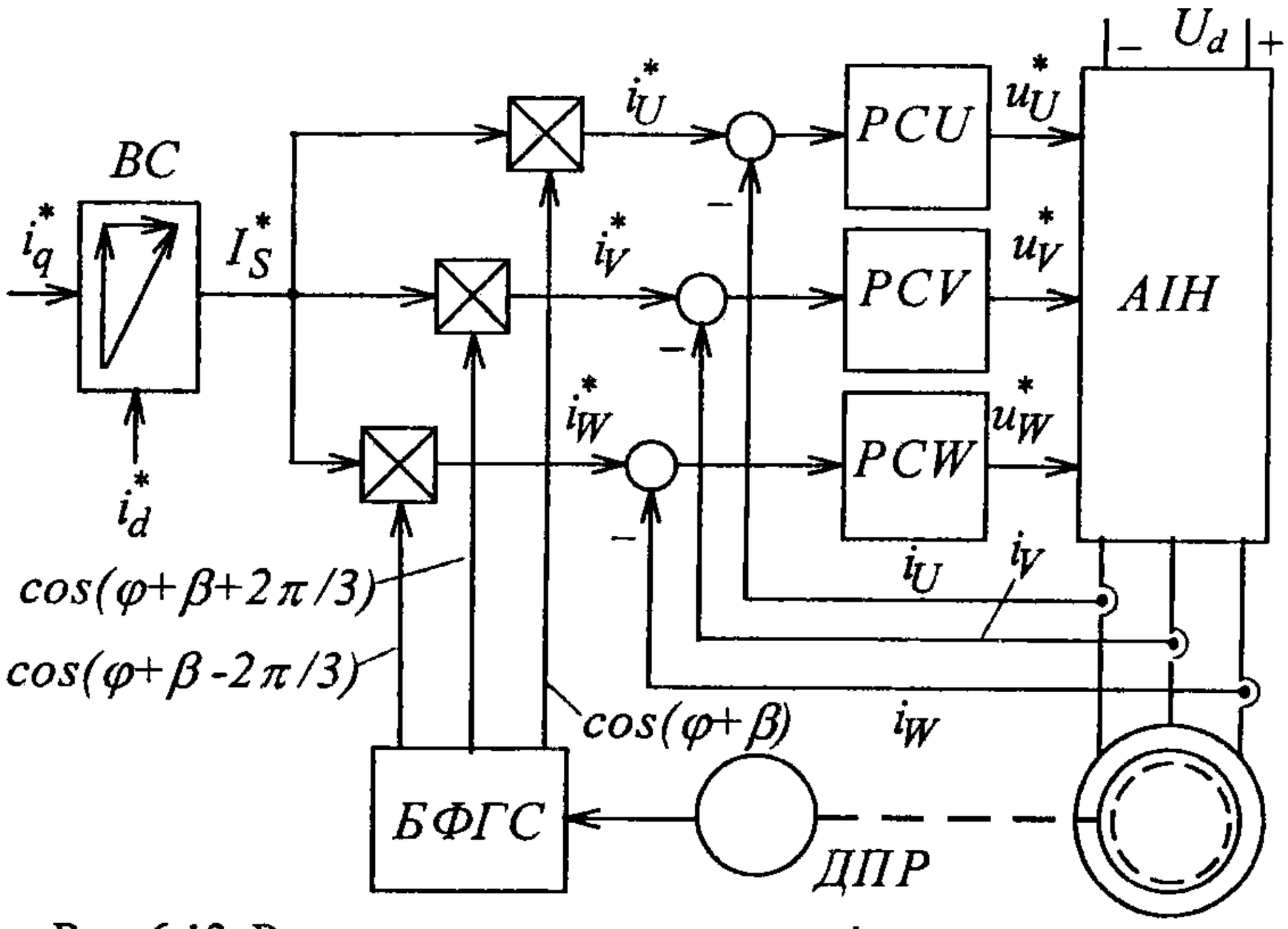



Рис. 6.13. Регулювання струму в системі координат статора (варіант I)

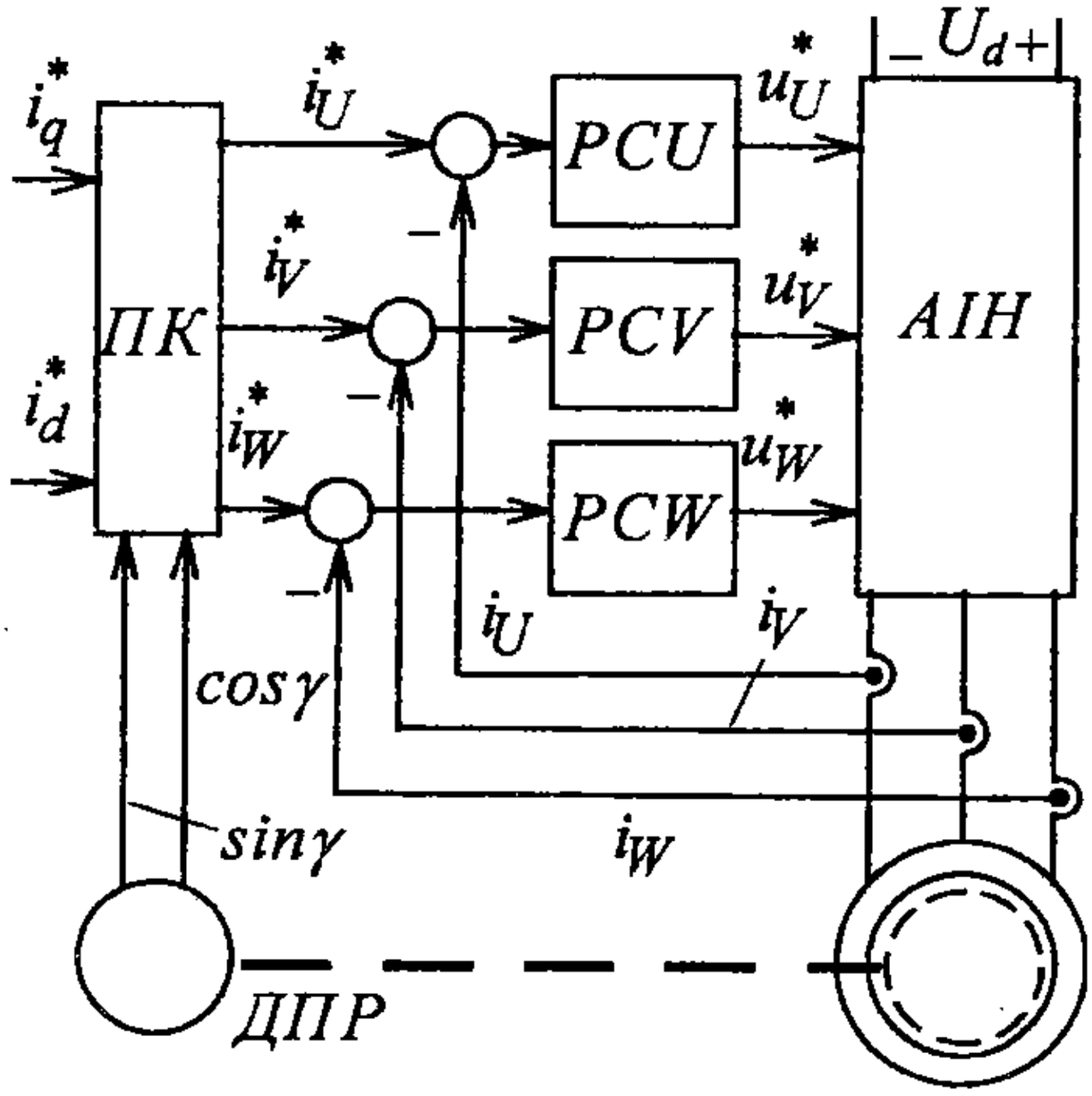



Рис. 6.14. Регулювання струму в системі координат статора (варіант II)

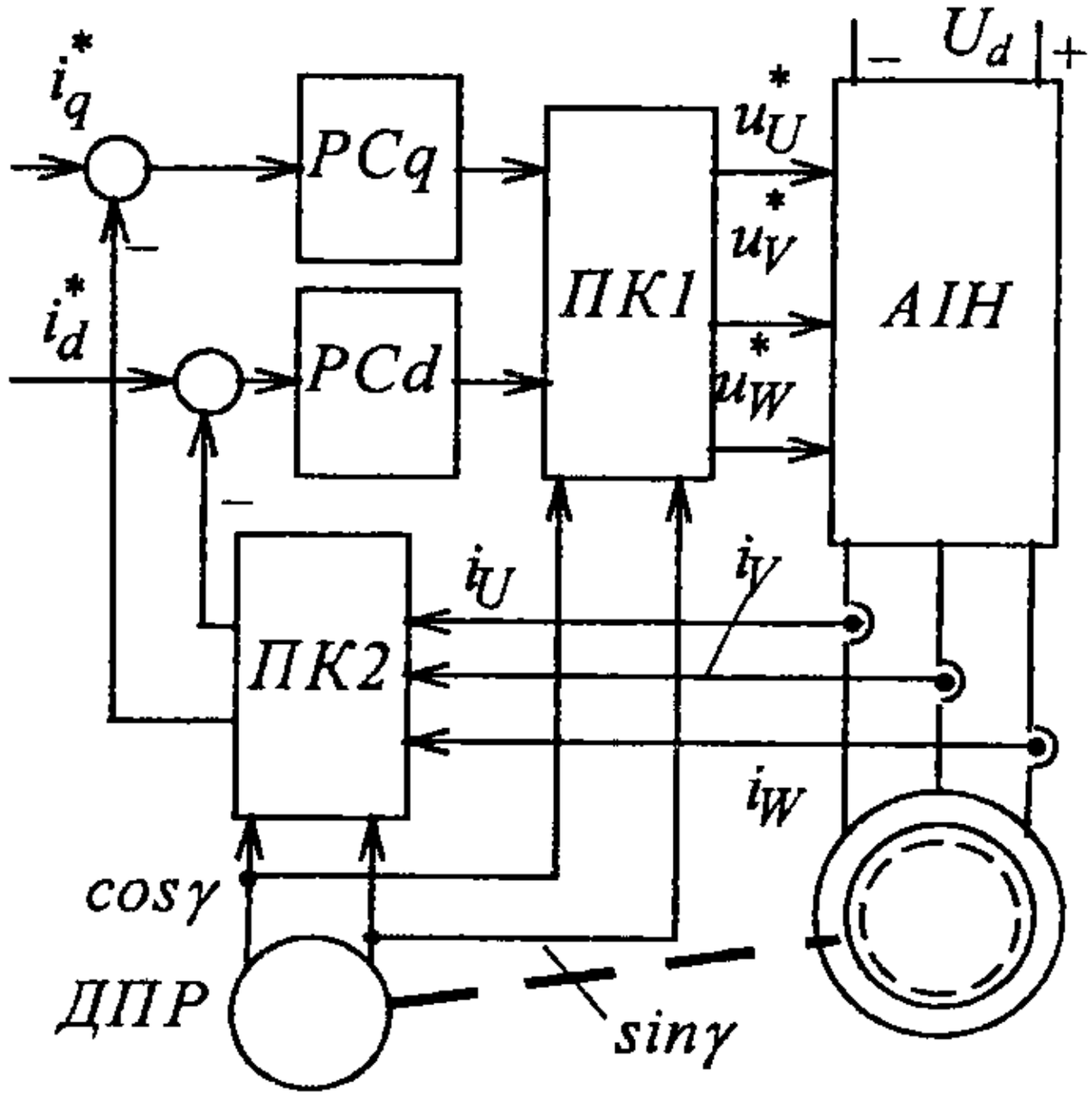



Рис. 6.15. Регулювання струму в системі координат ротора

У системі, зображеній на рис. 6.15, регулюють не синусоїдні струми фаз, а незалежні від кута повороту ротора проекції $i_d$ та $i_q$. Сигнали датчиків фазних струмів перетворюються перетворювачем координат ПК2 з трифазної системи координат до обертової $dq$ за алгоритмом (6.4) та подаються до входів регуля-

торів струму РС$q$ і РС$d$. Вихідні сигнали регуляторів струму $u_q^*$, $u_d^*$, що є завданнями на напруги, перетворювач координат ПК1 зводить до нерухомої системи $UVW$ (6.3) та подає до керуючих входів інвертора. Завдяки синусоїдній модуляції напруг $u_q^*$, $u_d^*$ напругою ДПР вихідні сигнали ПК1 – це синусоїдні функції положення ротора, а при рівномірному його русі – і часу.

### 6.3. Переваги та сфери застосування електроприводів з ВД

Унаслідок відсутності механічного колектора та оберненої конструкції електричної машини ВД має значні переваги перед колекторним двигуном постійного струму:

- повна безконтактність та вибухонебезпечність (при збудженні від постійних магнітів);
- висока надійність та відсутність потреби технічного обслуговування;
- поліпшені умови охолодження (джерело тепла розташоване на периферії машини – статорі);
- знято обмеження на максимальну швидкість та перевантажувальну здатність, які накладаються з боку колектора;
- більш висока швидкодія, обумовлена зменшеним моментом інерції та збільшеним моментом;
- можливість підвищення напруги живлення та відмови від силового трансформатора;
- вищий ККД через відсутність втрат у щітковому контакті;
- менші маса, габарити та трудомісткість виготовлення.

До того ж, за своїми регулювальними властивостями ВД нічим не поступається колекторній машині. Тому в області малих та середніх потужностей електроприводи з ВД (насамперед БДПС) не тільки успішно конкурують з електроприводами постійного струму, а й витісняють їх з традиційних сфер застосування. На базі БДПС реалізовані слідкуючі електроприводи подач верстатів з числовим програмним керуванням та промислових роботів, мотор-колеса транспортних засобів, електроприводи побутових приладів (високоякісні програвачі, магнітофони та відеомагнітофони, плеєри, вентилятори комп'ютерних блоків живлення, дисководи, лазерні принтери тощо). Перспективне використання потужних ВД як для високошвидкісних механізмів (насоси, вентилятори), так і низькошвидкісних (млини, бурові та шахтні підйомні установки), для частотного запуску синхронних двигунів інерційних механізмів (навіть коли регулювання швидкості за технологією не потрібне), для приводу гребних гвинтів криголамів та атомних підводних човнів, у металургійній промисловості тощо.

Порівнюючи ВД з прямокутною та синусоїдною модуляцією струму, слід відзначити, що перші (тобто БДПС) можуть мати більші пульсації моменту, проте у них значно простіші датчик положення та система регулювання струмів. Для БДПС малої та середньої потужності широко використовують СМ із зосередженою обмоткою статора. За однакових напруг живлення при цьому на 25%

менші витрати обмоткової міді (що дає змогу зменшити висоту пазів, габарити та масу машини), а також на стільки ж відсотків менша електромагнітна інерція обмоток (як наслідок – збільшення швидкодії, прискорення комутаційних процесів та підвищення припустимої потужності на великих частотах обертання).

Безконтактні двигуни постійного струму навіть мають певні переваги перед асинхронними частотно-керованими електроприводами: простіша та дешевша система автоматичного керування і можливість застосовувати інвертори струму без шкоди для рівномірності обертання. Недолік ВД з висококоерцитивними магнітами – у високій вартості магнітів, однак зі збільшенням потужності їх відносна вартість знижується (до 3% при потужності 25 МВт).

### 6.4. Однокристальні високовольтні мікросхеми для побутових електроприводів з вентильним двигуном

Один з напрямків розвитку сучасних комплектних електроприводів – реалізація функціональних вузлів (як силових, так і керуючих) у вигляді інтегральних мікросхем для зменшення габаритів, підвищення надійності та спрощення у створенні і експлуатації електроприводів. До таких вузлів належать:

- силові транзисторні модулі (дво-, три-, шестиключові та модулі перетворювачів частоти) [21];
- драйвери, призначені для формування та підсилення керуючих імпульсів окремих силових ключів, груп ключів та інверторів у цілому;
- інтелектуальні силові мікросхеми, які об'єднують інвертор, його систему керування та допоміжні вузли.

На рис. 6.16 показано внутрішню структуру одного з варіантів однокристальних мікросхем для побутового електропривода [22], яка містить трифазний мостовий інвертор напруги, драйвери верхніх та нижніх ключів(ДВК, ДНК), розподільник імпульсів РІ, широтно-імпульсний модулятор ШІМ, формувач імпульсів ФІ для обробки сигналів ДПР, датчики швидкості ДШ та напрямку обертання ДНО (інформацію отримано шляхом обробки імпульсів ДПР), схема захисту від КЗ у силовому колі. Для роботи мікросхеми необхідно ввімкнути двигун (клеми *MU, MV, MW*), ДПР (*HU, HV, HW*), джерело живлення інвертора $U_d \le 500\ B$ та власних потреб *VCC*, шунт *RS*, допоміжний ланцюг для ШІМ-генератора та мікропроцесор МП. Останній, виходячи з сигналу зворотного зв'язку за швидкістю та вибраного алгоритму керування, формує аналоговий сигнал завдання на напругу інвертора, який ШІМ-модулятор перетворює на широтно-модульований сигнал. Передбачена можливість перекомутації силової частини інвертора у разі використання двофазної синхронної машини. Частота ШІМ може сягати 20 кГц, а робочий силовий струм – 1 А. У деяких варіантах мікросхем функції обробки відсутні, а сигнали зворотних зв'язків надходять безпосередньо до мікропроцесора.

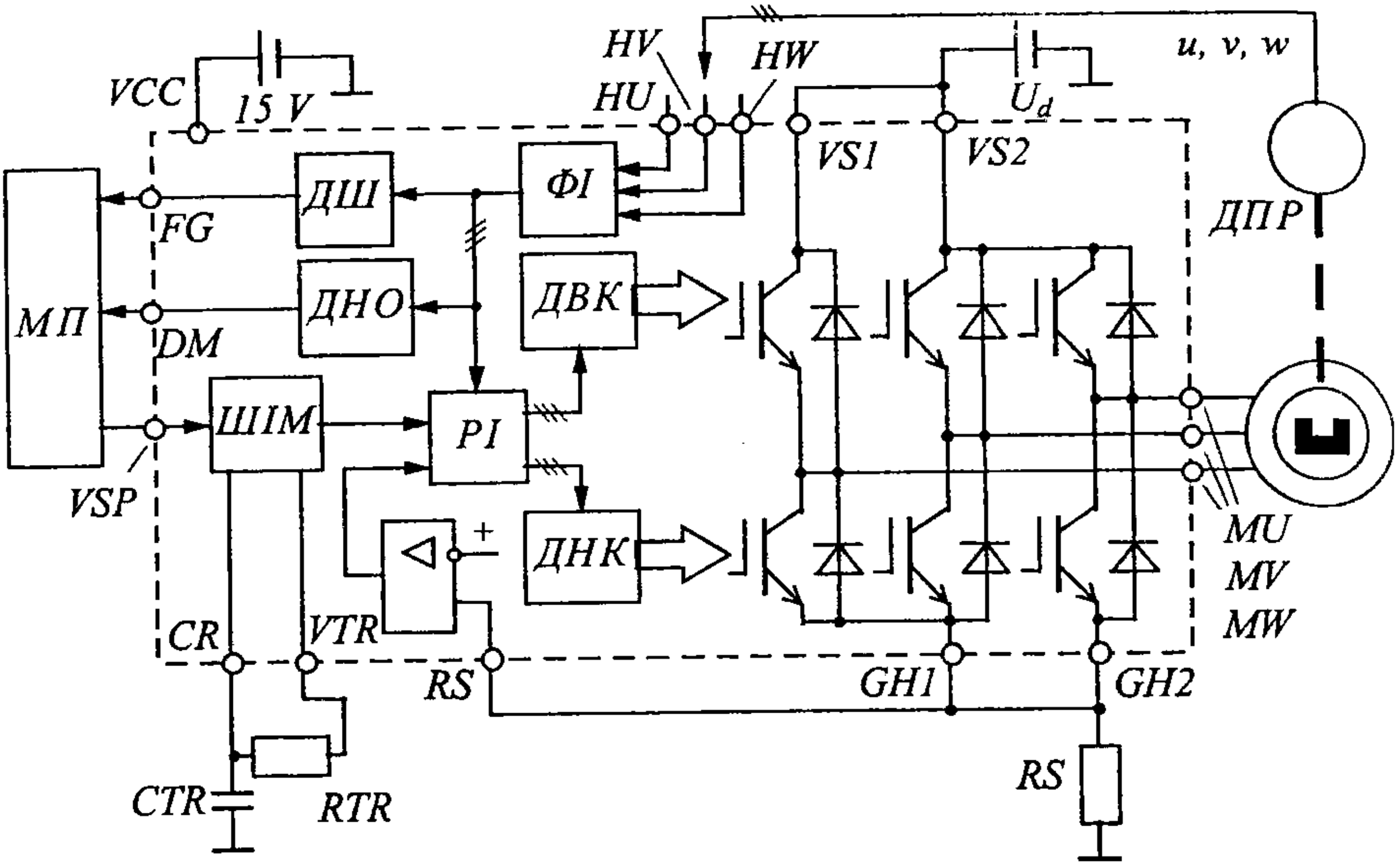



Рис. 6.16. Однокристальна мікросхема для керування вентильним двигуном

Для потужніших ВД (до 30 А) призначені мікросхеми т.з. драйверів силової частини, до складу яких можуть входити ті ж елементи, що й на рис. 6.16, але без силової частини інвертора.

### *6.5. Комплектні електроприводи ЭТС1*

Комплектні тиристорні синхронні електроприводи ЭТС1 [32] реалізовані на основі спеціальних двофазних синхронних двигунів зі збудженням від постійних магнітів та безпосередніх перетворювачів частоти з природною комутацією. Вони призначені для механізмів подач важких металорізальних верстатів. Живлення безтрансформаторне (через струмообмежувальні реактори) від трифазної промислової мережі змінного струму напругою 380 В. Номінальний струм 50 та 100 А. Діапазон регулювання швидкості 1:10000.

Чотириполюсні синхронні двигуни серії 4С з висотами осей 132, 160, 180 мм та номінальними моментами 47...170 Н·м розроблені на конструктивній основі асинхронних двигунів серії 4А з двома гальванічно не зв'язаними обмотками статора, розташованими у просторі під кутом 90° одна відносно одної. Подібне рішення дає можливість значно спростити силову схему БПЧ. Двигуни мають вмонтований датчик зворотного зв'язку ПДФ-9 (див. пп. 3.5, 3.7), до складу якого входять безконтактний датчик швидкості, датчик положення ротора двигуна та інкрементальний датчик кута повороту. Охолодження двигунів з висотою осі 132 мм – природне, а більш потужних – примусове від окремого вентилятора.

Функціональна схема електропривода наведена на рис. 6.17.

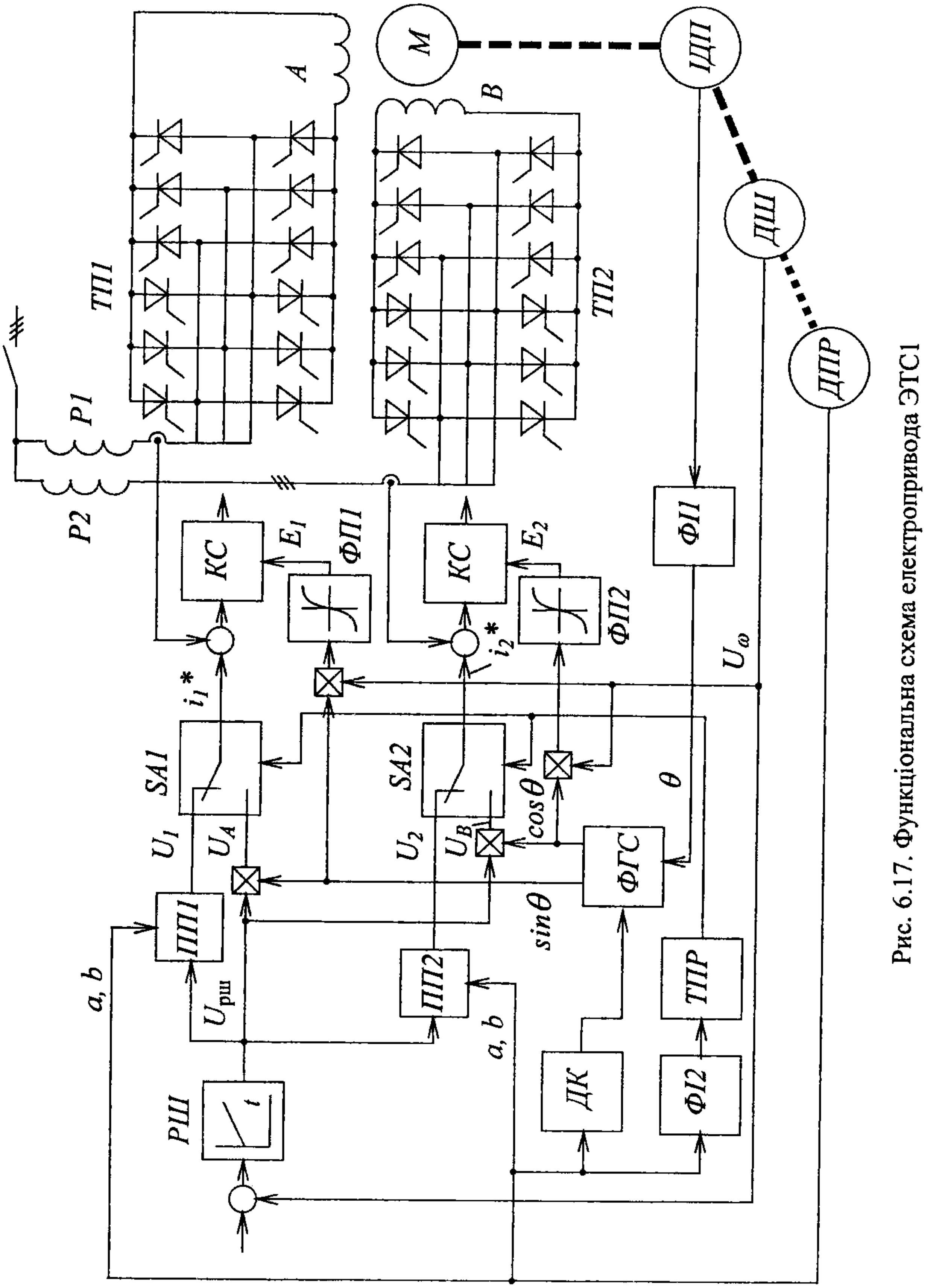



Рис. 6.17. Функціональна схема електропривода ЭТС1

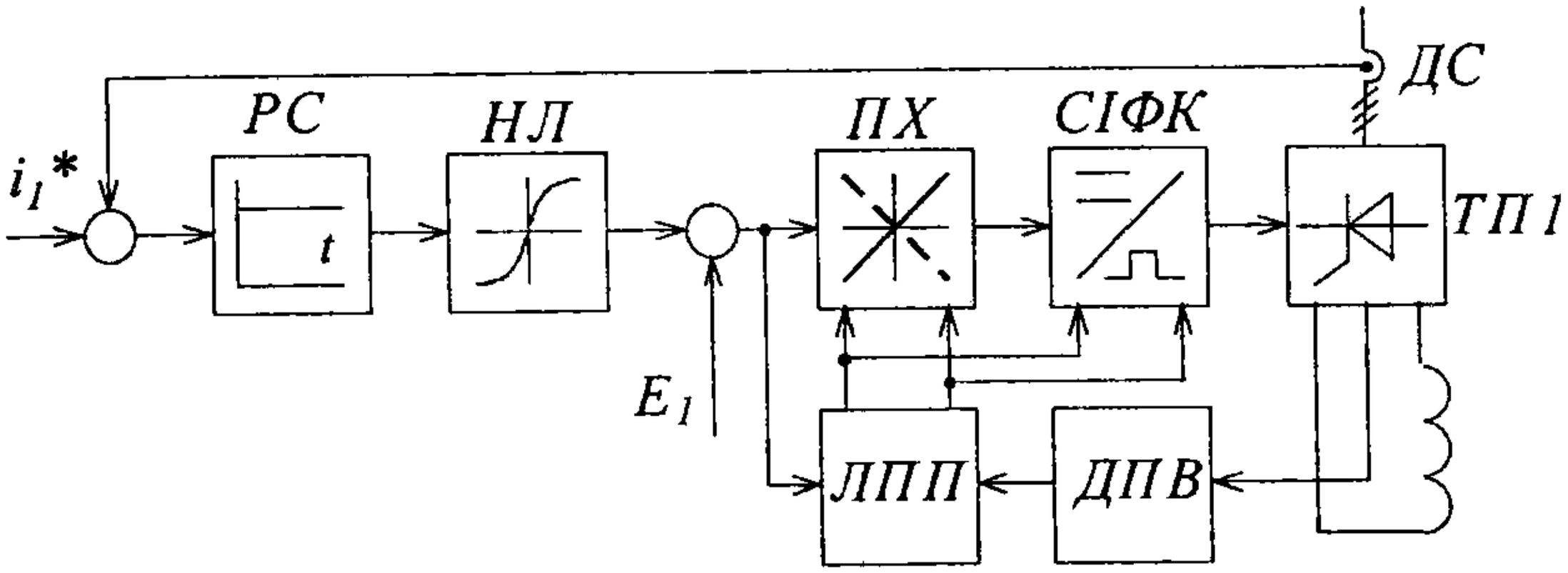



Рис. 6.18. Схема контуру струму

Трифазно-однофазний БПЧ (ТП1, ТП2) для кожної фази статора реалізований як трифазний мостовий реверсивний випрямляч із зустрічно-паралельним з'єднанням мостів та роздільним керуванням. Система керування електроприводом – двоконтурна частотно-струмова (подібно до зображеної на рис. 6.13). Кожен з фазних БПЧ охоплений негативним зворотним зв'язком за струмом. Структура контуру струму зображена на рис. 6.18. Він практично ідентичний контуру струму електропривода постійного струму ЭТУ2 (рис. 4.31) і відрізняється лише синусоїдним характером струму та проти-ЕРС.

Принцип дії цифрового формувача гармонійних сигналів ФГС базується на зчитуванні з постійних запам'ятовуючих пристроїв записаних туди ординат синусоїди та косинусоїди після отримання реверсивним лічильником наступного імпульсу з інкрементального датчика. Таким чином, ФГС, виходячи з сигналу датчика поточного кута повороту ротора $\theta$, формує два гармонійних сигнали ($\sin\theta$, $\cos\theta$), які через цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП) подають до входів контурів струму КС1 та КС2. Цифро-аналогові перетворювачі на рис. 6.17 показані як блоки множення. Вихідна напруга $U_{\text{рш}}$ регулятора швидкості РШ є завданням на амплітуду струму і використовується як опорна напруга ЦАП. Ті ж самі сигнали $\sin\theta$, $\cos\theta$ застосовують також для формування коригувальних сигналів $E_1$, $E_2$ позитивного зворотного зв'язку за ЕРС.

Система керування електроприводом працює в двох режимах: пусковому та робочому, які відрізняються формою завдання на струм. Оскільки датчик кута повороту інкрементальний, на початку пуску поточне абсолютне положення ротора не може бути визначеним. Тому спочатку завдання на струм формуються за допомогою кодового датчика положення ротора ДПР та перемикачів полярності ПП1, ПП2. Ці завдання ($U_1$, $U_2$) замість синусоїдного мають прямокутний знакозмінний характер з періодом, що дорівнює періоду обертання ротора, та пропорційною $U_{\text{рш}}$ амплітудою.

Перший (після зрушення ротора) фронт сигналів $a$, $b$ ДПР визначає абсолютне положення ротора. Тому тригер пускового режиму ТПР перемикає ключі SA1, SA2, подаючи до входів контурів струмів уже синусоїдні завдання $U_A$, $U_B$.

Дешифратор кодів ДК визначає код положення ротора та формує допоміжний сигнал, необхідний для синхронізації роботи ФГС з поточним положенням ротора.

В електроприводі передбачені захисти:

- максимально-струмовий (для захисту тиристорів від перевантаження та двигуна від розмагнічування постійних магнітів);
- від обриву кола тахогенератора;
- від неприпустимого зниження або зникнення напруги в силовому колі та системі керування;
- від неправильного чергування фаз живильної мережі;
- тепловий (від перегрівання тиристорного блока, двигуна та струмообмежувальних реакторів).

### *Запитання для самоконтролю*

1. В яких випадках слід підтримувати синусоїдний струм статора ВД, а в яких – прямокутний?
2. Скільки положень у просторі може мати поле статора ВД з прямокутною модуляцією струму?
3. Як буде рухатися ротор на рис. 6.2, якщо у фазах статора *U* та *W* змінити напрямок струму?
4. Який фазовий зсув доцільно підтримувати між струмом статора ВД та потоком ротора?
5. Скільки разів за один оберт ротора відбувається чергове перемикання фаз у 6-полюсному БДПС?
6. Які функції виконують інвертори в схемах рис. 6.9 та 6.10?
7. Чим відрізняються датчики положення ротора для ВД з прямокутною та синусоїдною модуляцією струму?
8. Як поводить себе у часі та просторі поле статора ВД з синусоїдною модуляцією струму?
9. Для чого в електроприводі ЭТС1 потрібні два датчики положення: інкрементальний ІДП та кодовий ДПР?
10. Як у системах рис. 6.13...6.15 змінити положення вектора струму статора відносно поля ротора, щоб момент залишився незмінним?

### *Вправи*

1. Зобразьте часові діаграми БДПС, подібні до поданих на рис. 6.4, якщо диск ДПР зсунутий на 30 ел. град за напрямком обертання ротора відносно оптимального положення (рис. 6.5). Зверніть особливу увагу на форму рушійного моменту окремих фаз та двигуна в цілому.
2. Накресліть логічну схему розподільника імпульсів БДПС, який реалізує логічні формули (6.1), (6.2).

# СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ


1. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник / И.Х.Евзеров, А.С.Горобец, Б.И.Мошкович и др.; Под ред. В.М.Перельмутера. –М.: Энергоатомиздат, 1988. – 319 с.
2. Чернов Е.А., Кузьмин В.П. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ: Справочное пособие. – Горький: Волго-Вят. кн. изд-во, 1989. – 320 с.
3. Перельмутер В.М., Сидоренко В.А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. –М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
4. Лебедев А.М., Орлова Р.Т., Пальцев А.В. Следящие электроприводы станков с ЧПУ. –М.: Энергоатомиздат, 1988. – 223 с.
5. Бригиневич Б.В., Голованов А.К. Наладка тиристорных электроприводов с раздельным управлением. –М.: Энергоатомиздат, 1991. – 152 с.
6. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / Под. ред. В.И.Круповича, Ю.Г.Барыбина и М.Л.Самовера. –М.: Энергоиздат, 1982. – 416 с.
7. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392 с.
8. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
9. Евзеров И.Х., Перельмутер В.М., Ткаченко А.А. Тиристорные электроприводы серии КТЭУ мощностью до 2000 кВт. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 96 с.
10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. –М.: Мир, 1983. – 512 с.
11. Комплексные датчики для электроприводов постоянного и переменного тока / В.М.Никитин, А.С.Федотов, В.М.Пим и др. // Электротехника. – 1988. – №2. –С.18-20.
12. Ильин О.П., Козловский К.И., Петренко Ю.Н. Системы числового программного управления производственными установками и робототехническими комплексами. –Минск: Вышэйш. шк., 1988. – 285 с.
13. Автоматика и управление в технических системах: В 11 кн. – К.: Вища шк., 1990. – Кн. 1/ А.А.Краснопрошина, В.А.Скаржепа, В.Б. Яковлев. Электрические элементы систем управления промышленными роботами. – 248 с.
14. Шёнфельд Р., Хабигер Э. Автоматизированные электроприводы. –Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 464 с.
15. Терехов В.М. Элементы автоматизированного электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 224 с.
16. Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф. Электрические генераторы с постоянными магнитами. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 280 с.

17. Сабинин Ю.А. Электромашинные устройства автоматики. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 408 с.
18. Справочник по электрическим машинам: В 2-х т. / Под общ. ред. И.П.Копылова и Б.К.Клокова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. –Т.1.– 655 с.; т.2. – 495 с.
19. Опыт разработки и внедрения *IGBT*-инверторов для асинхронных электроприводов / Б.Е.Калашников, В.М.Лещенко, В.И.Ольшевский, И.И.Фейгельман // Электротехника. – 1998. – №7. – С. 24-32.
20. Райхман А.Е. *POWERTRAN* – современное решение проблемы управления электроприводами // Электротехника. – 1998. – №2. – С. 57-59.
21. Казачковський М.М. Автономні перетворювачі та перетворювачі частоти: Навч. посібник. – Дніпропетровськ: НГА України, 2000. – 196 с.
22. Чоловский Д. Однокристальные высоковольтные микросхемы *Hitachi* для маломощных электроприводов // Chip-News. – 2000. – №5. – С. 17-19.
23. Фираго Б.И., Готовский Б.С., Лисс З.А. Тиристорные циклоконверторы. – Минск: Наука и техника, 1973. – 296 с.
24. Ткачук В.І. Електромеханотроніка. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту «Львівська політехніка», 2001. – 404 с.
25. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
26. Сабинин Ю.А., Грузов В.Л. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы. –Л.: Энергоатомиздат, 1985. –128 с.
27. Гарнов В.К., Рабинович В.Б., Вишневецкий Л.М. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии. – М.: Металлургия, 1971. – 216 с.
28. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 192 с.
29. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические переходные процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.
30. Яуре А.Г., Певзнер Е.М. Крановый электропривод: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 344 с.
31. Певзнер Е.М., Яуре А.Г. Эксплуатация крановых электроприводов. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 104 с.
32. Тиристорные электроприводы серии ЭТС1 с синхронными двигателями / В.В.Горчаков, М.И.Альтшуллер, А.А.Сушенцов, В.Л.Саевич, В.А.Каширский // Электротехника. – 1988. – №2. – С.14-17.

## *Основні скорочення*

АД – асинхронний двигун
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
АІН – автономний інвертор напруги
АІС – автономний інвертор струму
БВМ – блок виділення модуля
БДПС – безконтактний двигун постійного струму
БЗ – блок захисту
БПЧ – безпосередній перетворювач частоти
ВД – вентильний двигун
ГОН – генератор опорної напруги
ДЕ – датчик ЕРС
ДН – датчик напруги
ДНС – датчик нуля струму
ДП – датчик положення
ДПР – датчик положення ротора
ДПС – двигун постійного струму
ДС – датчик струму
ДФ – датчик потоку
ДШ – датчик швидкості
ЕРС – електрорушійна сила
ЗІ – задавач інтенсивності
ІН – інвертор напруги
ІС – інвертор струму
КВ – керований випрямляч
КВВ, КВН – комплекти випрямні для напрямків «вперед» чи «назад»
КЕП – комплектний електропривод
КЗ – коротке замикання
ККД – коефіцієнт корисної дії
ЛПП – логічний перемикальний пристрій
НЕ – нелінійний елемент
НЛ – нелінійна ланка
НО – нуль-орган
ОП – операційний підсилювач
ОТ – обертальний трансформатор
ПІ – пропорційно-інтегральний
ПІД – пропорційно-інтегро-диференціальний
ПНЧ – перетворювач «напруга–частота»
ПХ – перемикач характеристик
ПЧ – перетворювач частоти
ПЧН – перетворювач «частота–напруга»
РЕ – регулятор ЕРС
РІ – розподільник імпульсів
РН – регулятор напруги
РП – регулятор положення
РС – регулятор струму
РСЗ – регулятор струму збудження
РСЯ – регулятор струму якоря
РФ – регулятор потоку
РШ – регулятор швидкості
САР – система автоматичного регулювання
СІФК – система імпульсно-фазового керування
СМ – синхронна машина
СО – схема обмеження
СЧК – система частотного керування
ТГ – тахогенератор
ФВЧ – фільтр високих частот
ФНЧ – фільтр низьких частот
ФП – функціональний перетворювач
ФЧВ – фазочутливий випрямляч
ФЧХ – фазово-частотна характеристика
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція, широтно-імпульсний модулятор

## ЗМІСТ


Передмова ..... 3

Розділ 1. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ КОМПЛЕКТНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ..... 4

1.1. Концепція комплектного електропривода ..... 4

1.2. Електричні двигуни регульованих електроприводів ◆ ..... 9

1.3. Конструктивні особливості комплектних електроприводів ..... 15

1.4. Вибір комплектних електроприводів ..... 17

1.5. Системи захисту комплектних електроприводів ..... 18

Розділ 2. ФУНКЦІОНАЛЬНІ ВУЗЛИ САР ..... 24

2.1. Операційні підсилювачі та схеми їх вмикання ..... 24

2.2. Функціональні перетворювачі ◆ ..... 31

2.3. Схеми обмеження ◆ ..... 44

2.4. Задавачі інтенсивності ◆ ..... 51

2.5. Генератори періодичних сигналів ◆ ..... 57

2.6. Блоки множення та схеми на їх основі ..... 65

2.7. Фільтри ◆ ..... 67

2.8. Регулятори ◆ ..... 76

2.9. Джерела еталонних напруг та струмів ..... 81

2.10. Суматори частот ..... 82

Розділ 3. ДАТЧИКИ ЗВОРОТНИХ ЗВ'ЯЗКІВ ..... 87

3.1. Датчики струму ◆ ..... 87

3.2. Датчики напруги та ЕРС ◆ ..... 101

3.3. Датчики магнітного потоку ◆ ..... 106

3.4. Датчики пружного та статичного моментів ..... 109

3.5. Датчики швидкості ..... 110

3.6. Електромагнітні датчики положення ..... 116

3.7. Фотоелектричні датчики положення ..... 122

Розділ 4. КОМПЛЕКТНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ..... 132

4.1. Обмеження струму (моменту) у комплектних електроприводах ... 132

4.2. Регулювання струму в реверсивних електроприводах з сумісним керуванням ..... 136

4.3. Структурні особливості реверсивних електроприводів з роздільним керуванням ..... 139

4.4. Особливості двозонних електроприводів ◆ ..... 142

4.5. Комплектні електроприводи КТЭ ..... 152

4.6. Комплектні електроприводи серії КТЭУ ..... 156

4.7. Трифазні комплектні електроприводи ЭТУ2 (ЭПУ1) ..... 157

4.8. Комплектні транзисторні електроприводи ЭШИМ ..... 160

Розділ 5. АСИНХРОННІ ЧАСТОТНО-КЕРОВАНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ 166

5.1. Закони частотного керування ..... 166

5.2. Скалярні системи частотного керування ◆ ..... 171

5.3. Частотно-струмові системи ◆ . . . . . 179
5.4. Утилізація гальмівної енергії в частотно-керованих електроприводах . . . . . 191
5.5. Комплектні частотно-регульовані електроприводи ЭКТ2 . . . . . 193
5.6. Комплектні електроприводи ТТС . . . . . 195
5.7. Сучасні асинхронні частотно-керовані електроприводи з ШІМ . . . . 198
Розділ 6. ЕЛЕКТРОПРИВОДИ З ВЕНТИЛЬНИМ ДВИГУНОМ . . . . . 203
6.1. Принцип дії ВД з прямокутною модуляцією струму . . . . . 204
6.2. Принцип дії ВД з синусоїдною модуляцією струму . . . . . 211
6.3. Переваги та сфери застосування електроприводів з ВД . . . . . 216
6.4. Однокристальні високовольтні мікросхеми для побутових електроприводів з вентильним двигуном . . . . . 217
6.5. Комплектні електроприводи ЭТС1 . . . . . 218
Список літератури . . . . . 222
Основні скорочення . . . . . 224

Навчальне видання

*Казачковський Микола Миколайович*

**КОМПЛЕКТНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ**

*(Навчальний посібник)*

Редакційно-видавничий комплекс
Редактор С.С.Графська

Підписано до друку 29.01.03. Формат 30×42/4.
Папір Captain. Ризографія. Умовн. друк. арк. 12,6.
Обліково-видавн. арк. 12,6. Тираж 300 прим. Зам. № 5.
Ціна договірна

Підготовлено до друку та видрукувано
у Національному гірничому університеті

49027, м. Дніпропетровськ–27, просп. К.Маркса, 19.