

Міністерство освіти України
Національна гірнича академія України

М.М.Казачковський

КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Затверджено до видання науково-методичною радою
академії як навчальний посібник для студентів
спеціальності 7.092203 «Електромеханічні системи
автоматизації та електропривод»
(протокол №8 від 25.06.99)

Дніпропетровськ

1999

УДК 621.314.6

Керовані випрямлячі: Навчальний посібник/ М.М.Казачковський. – Дніпропетровськ: НГА України, 1999. – 229 с.

Розглянуто принцип дії, режими роботи та основні характеристики керованих випрямлячів, способи керування ними та їх захисту. Особливу увагу приділено специфіці використання керованого випрямляча в складі електропривода: при роботі на проти-ЕРС та в режимі переривистих струмів, регульовальним та зовнішнім характеристикам КВ, реверсивним випрямлячам, поліпшенню енергетичних показників КВ.

Рецензенти: д-р техн. наук, проф. Л.В.Дубінець та Г.М.Чілікін (Дніпропетровський державний технічний університет залізничного транспорту), канд. техн. наук, доц. М.І.Школа (Національна гірнича академія України)

© Національна гірнича
академія України, 1999

ПЕРЕДМОВА

Керовані випрямлячі (КВ) – найбільш складний різновид вентильних перетворювачів енергії, широко використовуваний в автоматизованих електроприводах. У посібнику розглядається принцип дії, режими роботи та основні характеристики керованих випрямлячів, вибір елементів силового кола, способи керування випрямлячами та їх захисту.

Необхідність цього видання обумовлена нестачею навчальних посібників, в яких узагальнюються специфіка роботи КВ у складі електропривода, а також відсутністю україномовної літератури з перетворювальної техніки взагалі. У зв'язку з цим особливу увагу приділено:

- роботі керованого випрямляча на проти-ЕРС у випрямному та інверторному режимах;
- особливостям роботи в режимі переривистих струмів;
- регульовальним та зовнішнім характеристикам КВ;
- системам керування випрямлячами;
- реверсивним випрямлячам;
- поліпшенню енергетичних показників КВ.

Особливість посібника – у великій кількості ілюстрацій, які пояснюють перебіг електромагнітних процесів у випрямлячах та подають приклади схем технічних рішень, використаних в комплектних електроприводах.

Посібник призначений для студентів спеціальності 7.092203 «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» та інших спеціальностей електромеханічного і електротехнічного профілю.

1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ВЕНТИЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕНЕРГІЇ

1.1. Вентильні перетворювачі енергії та їх місце в автоматизованому електроприводі

Вентильний перетворювач енергії (ВП) – силовий електронний пристрій, призначення якого – перетворення електричної енергії до вигляду, придатного для живлення обмоток електричних двигунів. За допомогою ВП також здійснюється керування швидкістю та моментом цих двигунів. У ВП відбувається керування потоком енергії шляхом періодичного вмикання та вимикання вентилів.

До складу ВП входять:

- силова частина (силові вентильні елементи – ключі, силовий трансформатор або дросель, схеми штучної комутації, силові фільтри);
- система керування перетворювачем;
- система діагностики та захисту від аварійних режимів.

Сучасні ВП виконуються, як правило, на базі напівпровідникових вентилів – тиристорів та силових транзисторів. ВП – це вузловий елемент автоматизованого електропривода, бо знаходиться на перехресті силових та інформаційних потоків (рис.1.1). Одночасно він – джерело живлення для електричного двигуна (ЕД), споживач енергії для системи електропостачання (СЕР), а разом з двигуном – виконавчий елемент (підсилювач потужності) для системи автоматичного керу-

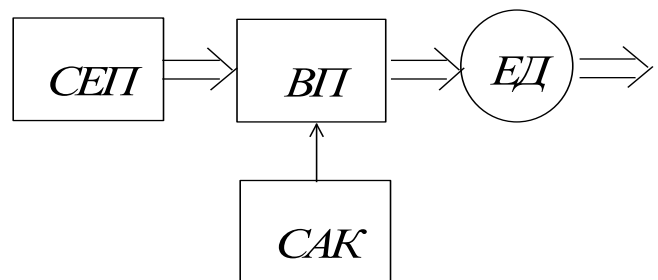


Рис.1.1. Загальна структура вентильного перетворювача енергії

вання (САК) електроприводом. Таким чином, через ВП відбувається взаємодія двигуна з СЕП та САК.

ВП має визначальний вплив на швидкодію, точність, надійність та енергетичні показники електропривода.

Найбільш поширений різновид систем електропостачання – промислові живильні мережі змінного струму. Вони мають постійні частоту живильної напруги (50 Гц) та її рівень (від 380В до десятків кВ). Менш поширені контактні мережі постійного струму (для магістрального, промислового і міського електричного транспорту) та автономні СЕП (бортова мережа постійного та змінного струму рухомих об'єктів).

Електричні двигуни, що живляться від ВП, споживають як постійний (двигуни постійного струму), так і змінний струм (асинхронні та синхронні двигуни).

Робота ВП у складі електропривода має ряд особливостей:

- наявність індуктивності та проти-ЕРС у ланцюгу навантаження ВП (наслідком цього є перенапруги під час комутації вентилів, переривистий характер струму);
- необхідність двобічної передачі енергії;
- необхідність регулювання вихідної напруги або частоти для забезпечення зміни швидкості електропривода;
- зміна навантаження у широких межах та можливість короткочасних перевантажень.

Вентильні перетворювачі класифікують:

- за видом перетворення енергії:
 - перетворювачі енергії змінного струму на енергію постійного струму (випрямлячі);
 - перетворювачі енергії постійного струму на енергію змінного струму (інвертори);

- перетворювачі енергії змінного струму однієї частоти на енергію змінного струму іншої частоти (перетворювачі частоти);
- перетворювачі енергії змінного струму однієї амплітуди на енергію змінного струму іншої (звичайно меншої) амплітуди (переривники або регулятори змінної напруги);
- перетворювачі енергії постійного струму одного рівня в енергію постійного струму іншого (частіше меншого) рівня (переривники постійної напруги або широтно-імпульсні перетворювачі);
- за кількістю ступенів перетворення енергії:
 - двоступінчасті (перетворювачі частоти з ланкою постійного струму);
 - одноступінчасті (більшість перетворювачів);
- за родом вихідного струму:
 - перетворювачі постійного або змінного струму.
- за типом напівпровідникових вентилів (ключів):
 - тиристорні;
 - транзисторні;
- за способом закриття ключів:
 - за допомогою керуючого сигналу на базі, затворі або керуючому електроді;
 - під впливом знакозмінних живильної напруги або ЕРС навантаження (природна комутація);
 - за допомогою спеціальних схем штучної комутації;
- за рівнем автономності:
 - ведені мережею або навантаженням (умови комутації силових ключів ВП визначаються формою та рівнем напруги мережі або ЕРС навантаження);

- автономні (умови комутації ключів не залежать від живильної мережі або навантаження);
- за способом модуляції вихідної напруги:
 - з фазово-імпульсною модуляцією ФІМ (випрямлячі, ведені мережею інвертори, безпосередні перетворювачі частоти, переривачі змінної напруги);
 - з широтно-імпульсною модуляцією ШІМ (переривачі постійної та змінної напруги, автономні інвертори з ШІМ, деякі безпосередні перетворювачі частоти);
 - з частотно-імпульсною модуляцією ЧІМ (деякі переривачі постійної напруги);
 - з амплітудно-імпульсною модуляцією АІМ (деякі перетворювачі частоти з ланкою постійного струму);
- за кількістю фаз первісного джерела живлення або навантаження:
 - однофазні;
 - трифазні;
 - багатофазні.

Оскільки існує багато варіантів реалізації перетворювачів енергії, важлива можливість їх порівняння за показниками якості. Використовують такі критерії оцінки якості ВП:

- * як джерела живлення обмоток двигуна:
 - ступінь наближення форми вихідної напруги (струму) до ідеальної (синусоїдної для ВП змінного струму та гладкої знаконезмінної для ВП постійного струму). Неідеальність збільшує втрати енергії в двигуні та викликає коливання моменту та швидкості;
 - лінійність та жорсткість зовнішніх характеристик (визначає стабільність швидкості та моменту двигуна при зміні навантаження на його валу);

- * як споживача енергії:
 - ступінь ідеальності форми споживаного з мережі струму;
 - коефіцієнт потужності;
 - викривлення форми живильної напруги (цей та два попередні показники якості характеризують міру впливу ВП на роботу інших споживачів енергії та системи електропостачання в цілому);
- * як елемента системи автоматичного керування:
 - швидкодія (здатність відпрацювання без викривлень керуючих впливів, що швидко змінюються);
 - діапазон регулювання вихідних напруги (струму) або їх частоти;
 - стійкість (відсутність істотних коливань вихідних напруги або струму, здатних порушити роботу системи автоматичного керування);
 - лінійність регульовальних характеристик;
- * загальні:
 - габарити та маса;
 - вартість;
 - надійність;
 - ремонтпридатність та простота обслуговування;
 - шум та вібрації;
 - рівень генерованих радіоперешкод.

Етапи розвитку силових перетворювачів енергії для електроприводів визначались у першу чергу розвитком їх силової елементної бази. Головні етапи:

- електромеханічні перетворювачі на базі електричного генератора та первісного приводного двигуна (з кінця XIX ст.);
- ВП на ртутних та газонаповнених вентилях (30 - 60-ті роки XX ст.);

- тиристорні перетворювачі (з 60-х років XX ст.);
- транзисторні перетворювачі та перетворювачі на двоопераційних тиристорах (насамперед перетворювачі змінного струму) з ШІМ (з 80-х років XX ст.).

Переваги вентильних перетворювачів перед електромеханічними:

- більша швидкодія;
- більший діапазон регулювання напруги та частоти;
- високий коефіцієнт корисної дії (ККД);
- безконтактність;
- майже повна відсутність шуму та вібрацій;
- немає потреби в фундаменті.

Недоліки:

- наявність вищих гармонік у споживаному з мережі струмі та низький коефіцієнт потужності (для ведених мережею перетворювачів з фазово-імпульсною модуляцією);
- неідеальність форми вихідних напруги та струму;
- генерація електромагнітних завад;
- потрібна більш висока кваліфікація обслуговуючого персоналу.

На сьогодні електроприводи з ВП найбільш поширені в таких галузях, як металургія (насамперед у механізмах прокатних станів), машинобудування (верстати з числовим програмним керуванням та промислові роботи), електротранспорт (магістральний та міський).

Окрім електропривода, вентильні перетворювачі досить широко використовуються:

- в електротехнології (електроліз, електрозварювання, електрохімічна та електрофізична обробка металів, сушіння деревини, термообробка та плавлення металів);

- у перетворювальних підстанціях для електротранспорту;
- у зарядних пристроях та джерелах живлення (бортові мережі наземного, повітряного та водного транспорту; пристрої безперебійного живлення електронних обчислювальних машин, автоматичних телефонних станцій, систем радіозв'язку тощо);
- у лініях електропередач постійного струму та змінного струму нестандартної частоти;
- у системах збудження турбо- та гідрогенераторів на електростанціях.

1.2. Силові ключі вентильних перетворювачів

Силові ключі (вентилі) мають два можливих стани: ввімкнено (опір близький до нуля) та вимкнено (опір наближається до безконечності). Вони поділяються на некеровані (діоди) та керовані (тиристори, транзистори). Стан некерованих ключів цілком визначається знаком прикладеної до них напруги, а стан керованих, крім того, – ще й наявністю керуючої напруги на базі (затворі, керуючому електроді). Використовуються керовані ключі двох різновидів. Цілком керовані ключі можна не тільки відкрити, а й закрити за допомогою керуючого сигналу (транзистори, двоопераційні тиристори). Ключі з обмеженим керуванням (напівкеровані) тільки відкриваються шляхом подачі до керуючого електрода керуючої напруги, а закритися здатні лише як практично зникне анодний струм (одноопераційні тиристори).

А. Одноопераційні тиристори

У сучасних ВП використовують два різновиди тиристорів – звичайні, або одноопераційні тиристори, та двоопераційні (тиристори, які запираються або повністю

керовані). Одноопераційні тиристори – напівкеровані ключі. Їх вольт-амперна характеристика (ВАХ) та схема вмикання наведені на рис.1.2.

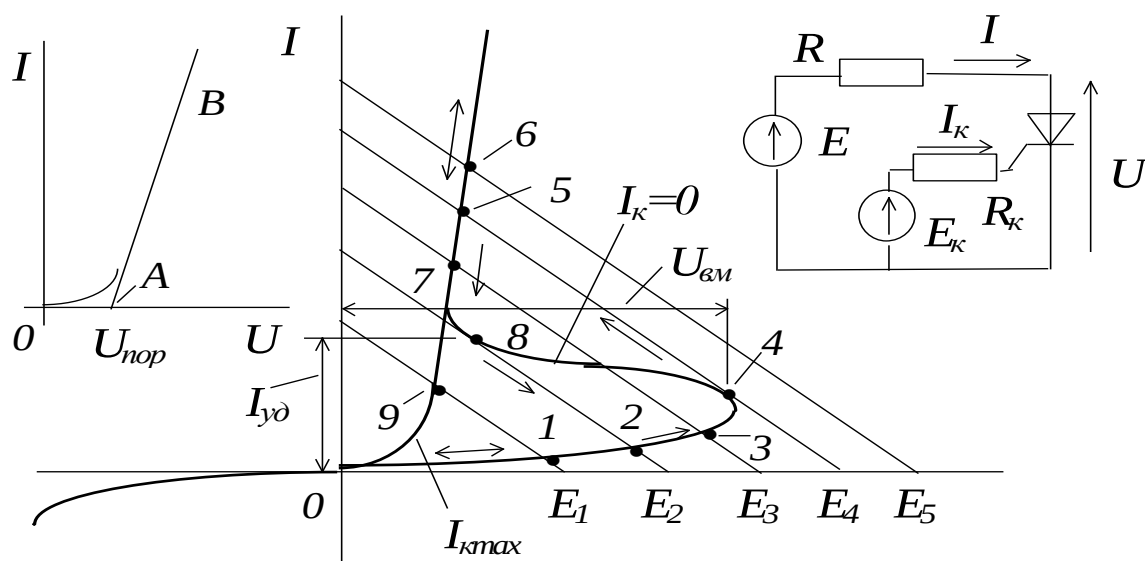


Рис.1.2. Вольт-амперні характеристики одноопераційного тиристора

Вигляд ВАХ тиристора залежить від рівня струму керування I_k . Якщо цей струм досить великий, вона нічим не відрізняється від ВАХ діода (лінія 0-9-7-5-6). Коли керуючий струм відсутній, то виглядає, як лінія 0-1-2-3-4-8-7-5-6. Як видно з рис.1.2, на відрізку ВАХ 0-1-2-3 внутрішній опір тиристора набагато більший, ніж на відрізку 9-7-5-6. Окрім ВАХ тиристора, тут зображені також ВАХ зовнішнього кола (джерело анодної напруги E та опір навантаження R). Це прямі лінії, які описуються рівнянням:

$$U = E - IR.$$

Розглянемо процеси відкриття та закриття тиристора зміною напруги у ланцюгу анода (керуючий струм відсутній). Якщо підвищувати анодну напругу від 0 до E_3 , тиристор працює в точках 0, 1, 2, 3, а струм анода майже відсутній (тиристор закритий). При $E=E_4$ ВАХ зовнішнього

кола торкається ВАХ тиристора у т.4. Найменше зростання напруги джерела призводить до стрибкоподібного переходу до т.5, яке супроводжується різким збільшенням анодного струму та зменшенням спаду напруги поміж анодом та катодом (тиристор відкривається). З подальшим збільшенням напруги анодний струм швидко зростає (т.6). Зниження напруги має наслідком переміщення робочої точки донизу (т.5, 7). Якщо $E=E_4$, ВАХ зовнішнього кола знову стає дотичною до ВАХ тиристора (т.8). Навіть невелике зменшення анодної напруги переводить тиристор з т.8 до т.2 (тиристор закривається, спад напруги поміж анодом та катодом різко зростає, а струм падає). Подальше зниження напруги пересуває робочу точку траєкторією 2-1-0. Таким чином, траєкторія закриття тиристора не збігається з траєкторією відкриття (ВАХ має гістерезис). Абсциса т.4 називається напругою вмикання $U_{вм}$, а ордината т.8 – струмом удержання $I_{уд}$.

Розглянутий спосіб вмикання не тільки не являє собою ніякої практичної цінності, але й може мати наслідком пошкодження *pn*-переходу. У вентильних перетворювачах тиристори вмикають шляхом збільшення керуючого струму. Хай джерело має напругу $E=E_3$, а керуючий струм відсутній (тиристор закритий і працює у т.3). Різке підвищення керуючого струму призводить до різкого зменшення напруги вмикання, і тиристор відкривається, переходячи в т.7. Навіть якщо після цього струм керування знову зникне, тиристор і надалі працюватиме у т.7, залишаючись відкритим. Закриється він тільки тоді, коли анодний струм стане меншим від струму удержання.

Отже, одноопераційні тиристори відкривають, подаючи до керуючого електрода короткий імпульс струму керування. Закриваються вони внаслідок зміни полярності ЕРС E джерела живлення (у перетворювачах з природною комутацією) або за допомогою спеціальних пристроїв штучної комутації, де струм розряду комутуючого конденсатора спрямовується назустріч струмові тиристора, щоб знизити його до рівня I_{y0} .

До основних параметрів тиристорів, які використовуються під час їх вибору, належать:

- * середній струм у відкритому стані $I_{вс.ср}$, I_{TAV} (обмежується допустимою температурою pn -переходу і досягає кількох кілоампер);

- * повторна пряма імпульсна напруга в закритому стані $U_{зс.п}$, U_D (характеризує рівень напруги, за якої тиристор не відкривається без керуючого імпульсу);

- * повторна імпульсна зворотна напруга $U_{зв.п}$, U_{RRM} (обмежується напругою пробією pn -переходу і досягає, як і попередній параметр, 5 кВ);

- * критична швидкість зростання анодного струму у відкритому стані $\left(\frac{di_{вс}}{dt}\right)_{кр}$, $\left(\frac{di_T}{dt}\right)_{crit}$, яка для низькочастотних тиристорів лежить у межах 50 – 100 А/мкс, а для швидкодієвих досягає 1250 А/мкс (перевищення цього параметра може викликати локальне перегрівання та пошкодження pn -переходу);

- * критична швидкість зростання напруги в закритому стані $\left(\frac{du_{зс}}{dt}\right)_{кр}$, $\left(\frac{du_D}{dt}\right)_{crit}$, що лежить у межах 50 – 1250

В/мкс (надто велика швидкість зростання прямої напруги може викликати самочинне відкриття тиристора без керуючого імпульсу, а зворотної – пробій *pn*-переходу);

- * тривалість вимикання або поновлення запірних властивостей $t_{вим}$, t_g (час після зникнення анодного струму, протягом якого прикладання до тиристора прямої напруги призводить до його самочинного відкриття, тобто до втрати керованості);

- * час вмикання $t_{вм}$, t_{gt} (необхідний для зростання прямого анодного струму до 90% його найбільшого значення при переході із закритого стану до відкритого).

Через кому у цьому переліку наведені позначення параметрів за міжнародними стандартами.

Крім того, у розрахунках використовуються також такі параметри:

- * порогова напруга $U_{пор}$, U_T та динамічний опір у відкритому стані $r_{дин}$, r_T – параметри вольт-амперної характеристики (характеризують форму лінеаризованої ВАХ);

- * імпульсний відкриваючий струм керування $i_{к.відкр.п}$, I_{GD} (необхідний для відкриття тиристора);

- * захисний показник I^2t (характеризує перевантажувальні властивості тиристора).

Якщо реальну ВАХ відкритого тиристора замінити її дотичною АВ (див. рис.1.2), то падіння напруги в тиристорі обчислюється так:

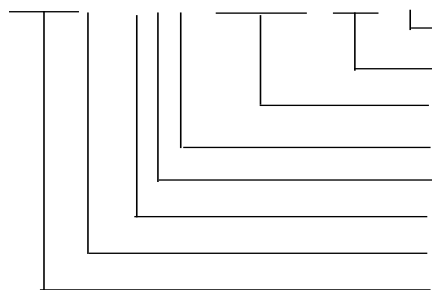
$$\Delta U = U_{пор} + I r_{дин}.$$

Порогова напруга $U_{пор}$ для більшості тиристорів складає 1-1,5 В. Динамічний опір тиристора $r_{дин} = dU/dI$ характеризує нахил ВАХ, тобто міру його неідеальності,

як ключа. Зі зростанням потужності тиристора він швидко зменшується. З достатньою точністю його можна вважати обернено пропорційним максимально допустимому середньому струму. Для низькочастотних тиристорів $r_{дин} \approx 291 / I_{м.вс.ср}$, МОм; для швидкодіючих $r_{дин} \approx 324 / I_{м.вс.ср}$, МОм.

Система позначень тиристорів різних типів базується на їх класифікації за принципом дії, конструкцією, допустимою напругою та швидкодією (рис.1.3).

XXXX XXX-XXXX-XX-X



група за швидкодією
клас за допустимою напругою
максимальний середній струм, А
умовне позначення конструктивного
різновиду
умовне позначення розміру
номер модифікації

Рис.1.3. Система позначень типів тиристорів

Види тиристорів:

- звичайний (Т);
- симетричний (ТС);
- оптронний (ТО);
- тиристор-діод (ТД).

Умовне позначення звичайного тиристора наведено на рис.1.4, а.

Симетричний тиристор (симистор) – прилад з двобічною провідністю (в одному кристалі кремнію реалізовано два тиристори, ввімкнені зустрічно-паралельно). Умовне графічне позначення симистора наведено на рис. 1.4, б. Використовується у реверсивних випрямлячах та переривниках змінного струму.

Оптронний тиристор (оптотиристор) – це з'єднання в одному приборі світлодіода (джерела світла) та фототиристора (тиристора, керованого світлом). Умовне позначення – рис.1.4, в.

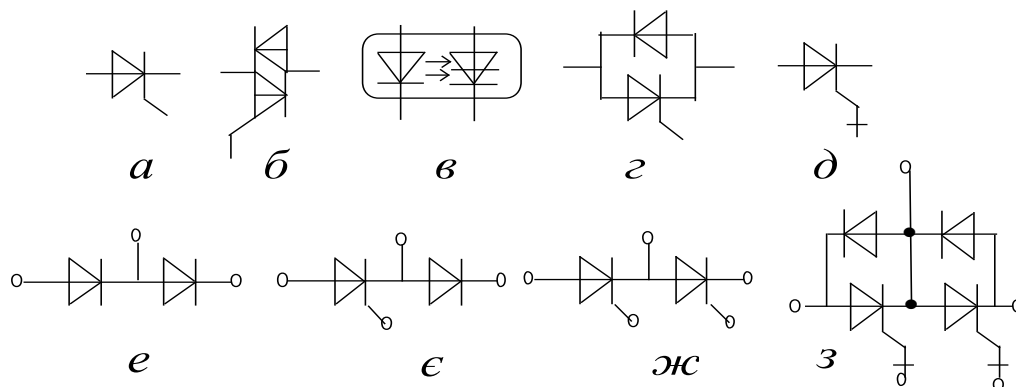


Рис.1.4. Графічні позначення тиристорів

Тиристор-діод – реалізовані в одному кристалі тиристор та діод, ввімкнені зустрічно-паралельно (див. рис.1.4, г). Використовуються в автономних інверторах та переривачах постійного і змінного струмів.

Підвиди тиристорів:

- швидкодіючий (ТВ) – час вимикання менший за 63 мкс, час вмикання менший за 4 мкс (використовуються в автономних інверторах з ШІМ та переривачах постійного струму з частотою комутації до 10 кГц);
- швидковимиканий, або високочастотний (Ч) – час вимикання менший за 63 мкс;
- швидковимиканий, або імпульсний (И) – час вмикання менший за 4 мкс.

Конструктивні виконання тиристорів:

- безкорпусний (для використання у тиристорних модулях);
- штирьовий з гнучким або жорстким випуском (рис.1.5, а);
- таблетковий (рис.1.5, в);
- фланцевий (рис.1.5, б).

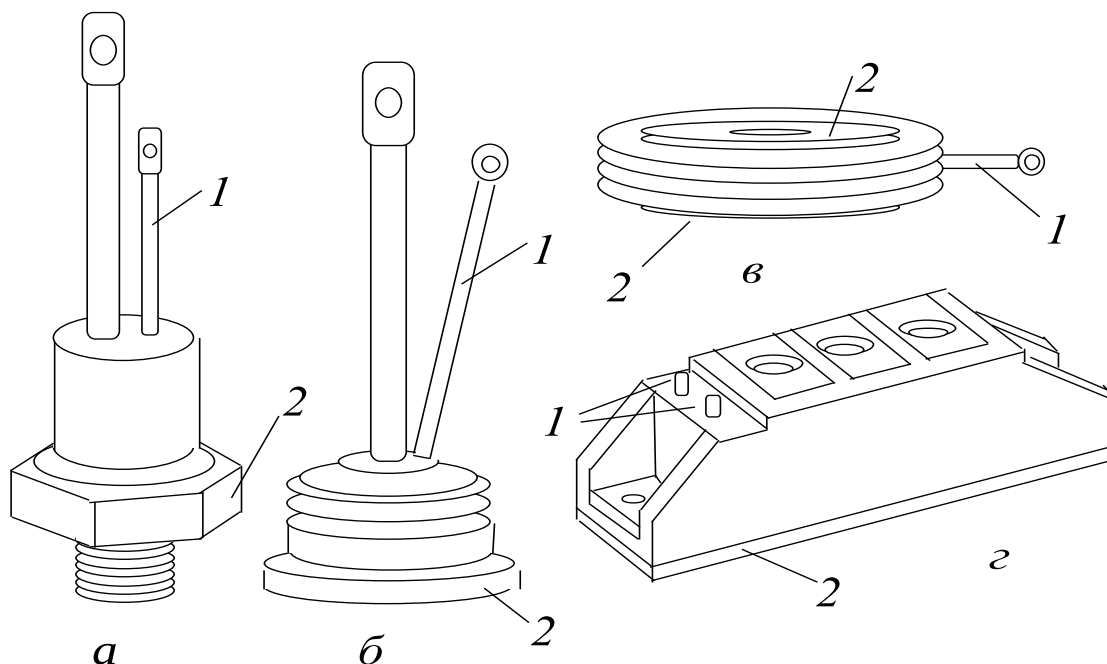


Рис.1.5. Конструктивні різновиди тиристорів

На рис.1.5 цифрою 1 позначений керуючий електрод, цифрою 2 - основа, що притискається до охолоджувача. Тиристор таблеткової конструкції має плоскі анод та катод, до яких з обох боків притиснуті охолоджувачі. Окрім поодиноких тиристорів, виготовляються також тиристорні, тиристорно-діодні та діодні модулі, схеми яких наведені на рис.1.4,е-ж. Замість звичайних тиристорів до складу модулів можуть входити оптотиристори.

Тиристорні модулі мають ізолювану від анода та катода основу, тому їх монтують на спільному охолоджувачі. Конструкція тиристорного модуля зображена на рис. 1.5,г. Використання модулів значно спрощує конструкцію силової частини перетворювачів.

Тиристори всіх видів та підвидів поділяються на класи за значеннями напруг U_D і U_{RRM} . Умовне позначення класу - число, яке дорівнює допустимій напрузі (у вольтах), поділеній на 100.

Групи тиристорів за швидкодією позначаються одно-значною цифрою від 0 до 9 (збільшення номера групи відповідає збільшенню швидкодії).

Приклад умовного позначення тиристора: ТБ151-63-6-445 - тиристор швидкодіючий, першої конструктивної модифікації, розмір шестигранника "під ключ" 27 мм, конструктивне виконання штирьове з гнучким випуском. Середній струм 63 А, напруга 600 В (6 клас), четверта група за критичною швидкістю зростання напруги, четверта група за часом вимикання, п'ята група за часом вми-кання.

Так само стандартизоване умовне позначення силових діодів (перша літера означає діод): ДЧ253-200-10-356.

Для обмеження похідної напруги під час закриття тиристора паралельно йому вмикають *RC*- або *RCD*-ланцюг (рис.1.6). Конденсатор, заряджаючись, уповільнює зро-стання напруги. Резистор обмежує розрядний струм кон-денсатора під час відкриття тиристора. *RC*- або *RCD*-ланцюги розташовують поряд з тиристором, щоб звести до мінімуму паразитні індуктивності сполучних проводів. Діод сприяє швидшому закриттю тиристора (анодний струм на початку закриття переходить через нього на кон-денсатор).

Якщо анодний струм перевищує допус-тимий струм тиристора, застосовують па-ралельне з'єднання. Внаслідок неідентич-ності параметрів окремих екземплярів тиристорів струм між ними (особливо під час вмикання) розподіляється нерівно-мірно. Для вирівнювання струмів вико-ристовують індуктивні подільники (рис.1.7, а).

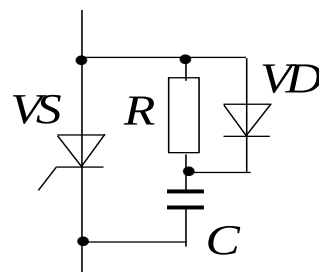


Рис.1.6

RCD-ланцюги

Якщо допустима напруга тиристорів недостатня, їх з'єднують послідовно. Для вирівнювання напруг на закритих тиристорах паралельно кожному з них вмикають ре-

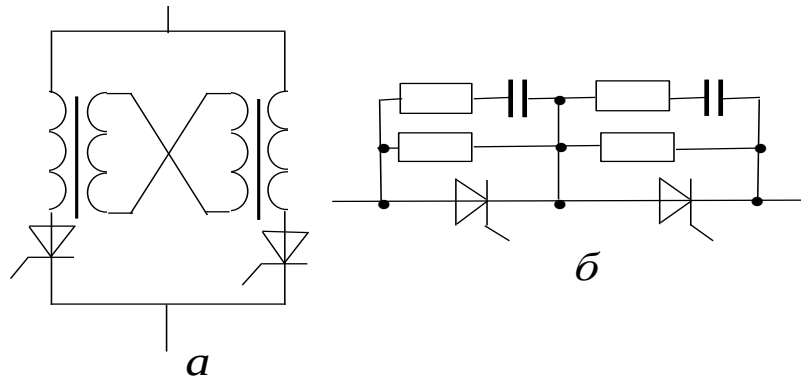


Рис.1.7. Паралельне та послідовне з'єднання тиристорів

зистор (рис.1.7,б). RC -ланцюги вирівнюють напруги у динамічних режимах.

Б. Двоопераційні тиристори

Двоопераційні тиристори, чи тиристори, що запираються (міжнародна назва - *GTO*- або *GTS*-тиристори), відрізняються від одноопераційних тим, що здатні вимикатися за допомогою керуючого електрода (тобто цілком керовані ключі). Відкриваються вони, як і одноопераційні тиристори, за допомогою позитивного потенціалу на керуючому електроді, а закриваються негативним потенціалом. Графічне зображення двоопераційного тиристора наведено на рис.1.4,д.

Окрім параметрів, спільних з одноопераційними тиристорами, до основних параметрів двоопераційних належать:

- струм, що запирається I_z , I_{TGQ} (досягає 3000 - 4500 А);
- струм керування, що запирає $I_{к.з.і}$, I_{RGM} (струм керуючого електрода, протікання якого має наслідком закриття тиристора);

- час вимикання за допомогою керуючого електрода $t_{к.вим.}$, $t_{гг}$.

Крім повної керованості, особливість двоопераційних тиристорів – підвищена порівняно з одноопераційними швидкодія (час вимикання сучасних тиристорів складає 6...25 мкс, час вмикання – 4 мкс, частота перемикань – 800...1000 Гц). Для їх закриття, проте, потрібен хоча й короткочасний, але досить великий струм керування (іноді досягає 20...100% такого, який запирається). Це потребує використання досить потужних схем керування. Крім того, для них характерні збільшене падіння напруги у відкритому стані, більші керуючий струм під час вмикання та струм удержання.

Дуже перспективний – двоопераційний тиристор, у колі керуючого електрода якого ввімкнено польовий транзистор (тиристор, керований полем, *SIT*-тиристор, *MCT*-тиристор, *MGT*-тиристор тощо). Для нього характерні невелике пряме падіння напруги, підвищені допустима температура, аварійне перевантаження та швидкодія.

Двоопераційні тиристори випускаються також у вигляді модулів (рис.1.4,з) разом зі зворотними діодами.

Типова сфера застосування – потужні та середньої потужності автономні перетворювачі постійного і змінного струмів (переривники, інвертори), а також випрямлячі та безпосередні перетворювачі частоти з примусовою комутацією. Використання двоопераційних тиристорів, які не потребують застосування схем примусової комутації, значно покращує масогабаритні показники перетворювачів енергії. Так, маса та габарити перетворювачів частоти знижуються на 25...40%.

В. Біполярні силові транзистори

Транзистори, на відміну від тиристорів, - це повністю керовані прилади. Вони також більш швидкодіючі, але менш потужні, менш стійкі до перевантажень та з меншою критичною швидкістю зростання струму. У перетворювачах енергії транзистори використовуються виключно у ключовому режимі. За принципом дії силовий біполярний транзистор нічим не відрізняється від малопотужного, що використовується в інформаційній електроніці. Деякі особливості конструкції та параметрів обумовлені саме їх більшою потужністю. Так, силові транзистори мають менший коефіцієнт передачі за струмом, бо для зменшення падіння напруги в них збільшено струм бази. Для зменшення потужності керуючого сигналу використовують т.з. схему Дарлінгтона, або складений транзистор (рис.1.8).

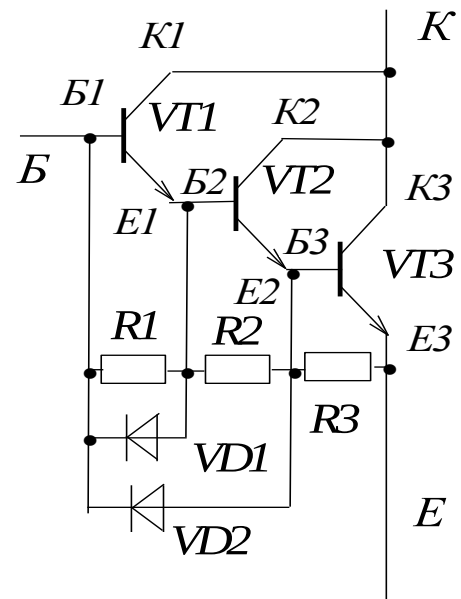


Рис.1.8. Схема
Дарлінгтона

До його складу входять два або три транзистори, ввімкнені каскадно. Найменш потужний транзистор $VT1$ керує транзистором $VT2$, той - найбільш потужним $VT3$. Схема Дарлінгтона поводить себе як поодинокий транзистор з досить великим коефіцієнтом передачі за струмом $\beta = \beta_1 \beta_2 \beta_3$, але має меншу швидкодію.

Для підвищення швидкості закривання ключа використовують т.з. «активне запирання» (вимикання зворотним струмом бази). Для цього, крім зняття з бази позитивно-

го потенціалу, до неї подають короткий імпульс негативного струму. Діоди $VD1$, $VD2$ забезпечують одночасну подачу негативного потенціалу на бази всіх транзисторів. Резистори $R1$, $R2$, $R3$ призначені для прискорення відкриття ключа. У закритому стані через транзистори тече невеликий струм відсічки (наприклад, струм відсічки $VT2$ – ланцюгом К-К2-Е2- $R3$ -Е). Внаслідок падіння напруги у резисторах до переходів «база – емітер» прикладений невеликий позитивний потенціал, який дещо зміщує його у напрямку відкриття. Це призводить до збагачення pn -переходу носіями зарядів та прискорення процесу відкриття після отримання на базу позитивного потенціалу.

У сучасних ключах схема рис.1.8 реалізується в одному кристалі кремнію. Транзисторні модулі (рис.1.9) мають два складених транзистори зі зворотними діодами. За їх допомогою може бути реалізована фаза трифазного автономного інвертора або плече широтно-імпульсного перетворювача. Конструкція модулів схожа з конструкцією тиристорних модулів (див. рис. 1.5, г).

На рис.1.10,а лініями 1 та 2 зображені ВАХ транзистора з мінімальним та максимальним рівнями базового струму, лінією 3 – ВАХ зовнішнього кола (джерела живлення та навантаження) $U_{ке} = U_d - I_k R_n$. Точка А

відповідає режиму насичення, коли транзистор цілком відкритий, а точка В – режиму відсічки, коли він закритий.

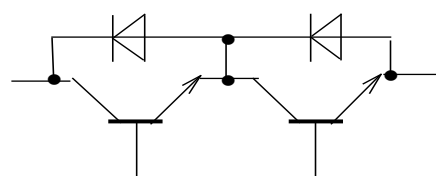


Рис.1.9

Транзисторний
модуль

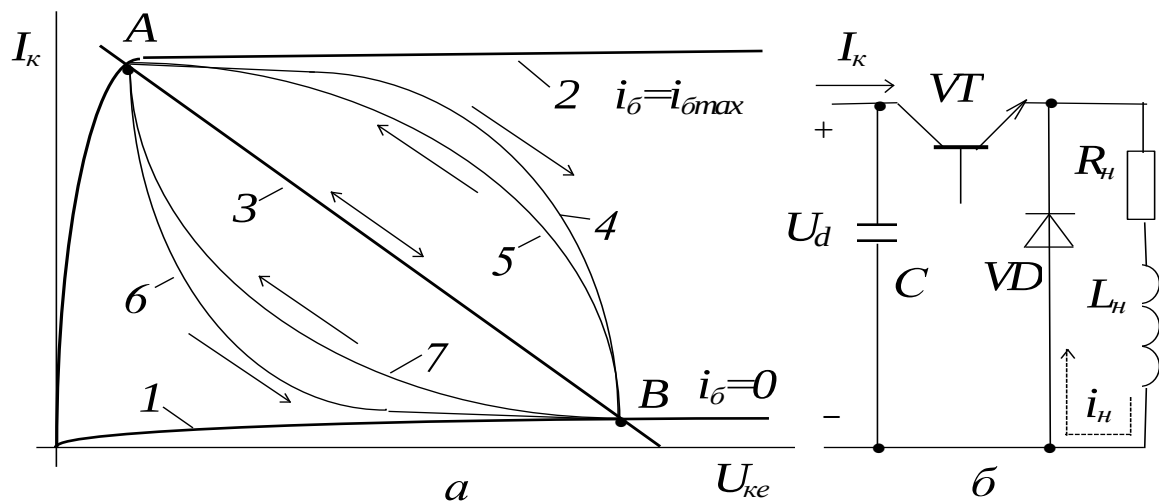


Рис.1.10. Траєкторії перемикання транзисторного ключа

Коли i_B струм бази змінювався повільно, транзистор переходив би з відкритого стану до закритого і навпаки через активний режим уздовж лінії 3, переходячи з однієї своєї проміжної статичної ВАХ до іншої. Та стрибкоподібне зникнення базового струму не може викликати миттєве закриття транзистора, бо колекторний струм завдяки індуктивним елементам L_H у складі навантаження швидко не падає. Тому траєкторією вимикання буде лінія 4, вздовж якої напруга на транзисторі змінюється швидше, ніж струм. Коли транзистор закритий, струм навантаження i_H продовжує текти, але вже через діод VD (рис.1.10, б). Цей струм звичайно не встигає впасти до нуля на той момент, коли транзистор знову отримує відкриваючий імпульс. Тому його відкриття розпочинається при ще відкритому діоді і супроводжується короточасним коротким замиканням зарядженого конденсатора C через VT та VD . Оскільки у контурі короткого замикання індуктивність відсутня, струм колектора швидко зростає, а процес відкриття відбувається вздовж траєкторії 5. Обидві ці траєкторії (4 та 5) проходять у глибині області ак-

тивного режиму, де втрати енергії ще більші, ніж на лінії 3.

Для зниження похідної напруги на транзисторі та втрат у ньому під час вимикання використовують RLCD-ланцюги (т.з. снаббери), схема яких така, як і для тиристорів (див. рис.1.6), або ж як на рис.1.11.

Дросель, ввімкнений послідовно з транзистором, обмежує швидкість зростання струму під час його вмикання. Діод *VD1* виконує функції зворотного. Через *VD2* електромагнітна енергія, накопичена в дроселі під час відкритого стану транзистора, віддається конденсатору, коли транзистор закривається.

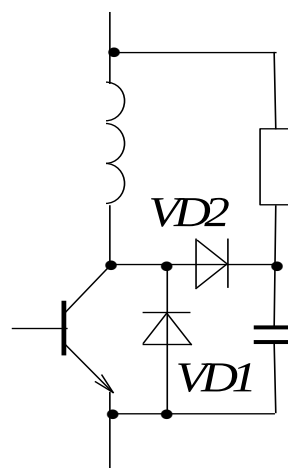


Рис.1.11

Завдяки наявності RLCD-ланцюгів струм під час вмикання та напруга під час RLCD-ланцюги вимикання транзистора зростають не так швидко, і перемикавання відбувається по траєкторіях 6 та 7. Ці траєкторії розташовані поблизу областей насичення та відсічки з малими рівнями струму та падіння напруги і тому мають набагато менші втрати енергії, ніж усі розглянуті траєкторії. Таким чином, використання RLCD-ланцюгів дозволяє полегшити тепловий режим ключів та збільшити допустиму частоту їх перемикавання.

Подальший розвиток транзисторних ключів - захищені транзисторні ключі. Вони являють собою функціонально закінчений вузол, до складу якого входять:

- * силовий транзистор;
- * RLCD-ланцюги;

- * керуючий пристрій для попереднього підсилення сигналу, отриманого від системи автоматичного регулювання (САР), та формування керуючого імпульсу;
- * система захисту (за потужністю, розсією ключем, температурою pn -переходу, максимальним струмом, від імпульсних перенапруг тощо);
- * потенційна розв'язка керуючого пристрою від САР;
- * блок живлення.

Для зменшення паразитних індуктивностей $RLCD$ -ланцюги максимально наближені до транзистора, а силові шини мають мінімальну довжину. Використовується активне запирання ключа. Внаслідок присутності попереднього підсилювача керування цими ключами можливе безпосередньо від інтегральних мікросхем, що значно спрощує процес розробки перетворювача та забезпечує його високу надійність.

Г. Силові польові транзистори

Польовий транзистор - напівпровідниковий прилад з чотирма виводами (джерело, стік, затвор, підкладка). Графічне позначення польового транзистора з індукованим каналом n -типу показано на рис.1.12. Джерело та стік - силові виводи (подібно до колектора та емітера біполярних транзисторів), затвор виконує функцію керуючого електрода. Підкладка звичайно з'єднується зі стоком.

Польові транзистори, реалізовані за технологією "метал-окис-напівпровідник" ($MOSFET$ -транзистори або транзистори, керовані полем) порівняно з біполярними транзисторами мають малу потужність керування, малий струм відсічки, вищі швидкодії (у декілька разів), переважувальну здатність (у 2...2,5 разів),

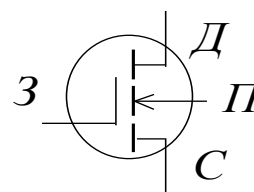


Рис.1.12

термостійкість. Все ж вони недостатньо потужні та мають досить великий опір у відкритому стані. Тому сфера їх застосування обмежується високочастотними перетворювачами невеликої потужності.

Д. Біполярні транзистори з ізольованим затвором

Біполярні транзистори з ізольованим затвором (*IGBT*-транзистори) – своєрідний гібрид силового біполярного та керуючого польового транзисторів, реалізованих в одному кристалі. Вони поєднують у собі переваги обох типів приладів і мають більшу швидкодію та меншу потужність керування, ніж тиристори та біполярні транзистори, більший номінальний струм, ніж польові транзистори. Цей тип ключей є найбільш перспективним для перетворювачів середньої, а згодом, мабуть і великої потужності.

IGBT-транзистори випускаються у вигляді модулів разом зі зворотними діодами (рис.1.13). Керування *IGBT*-модулями здійснюється через спеціальні мікросхеми – драйвери, які виконують функції формування та підсилення потужності керуючого сигналу. До входу драйверів можна подавати ТТЛ- або КМОП-сигнал з системи автоматичного керування.

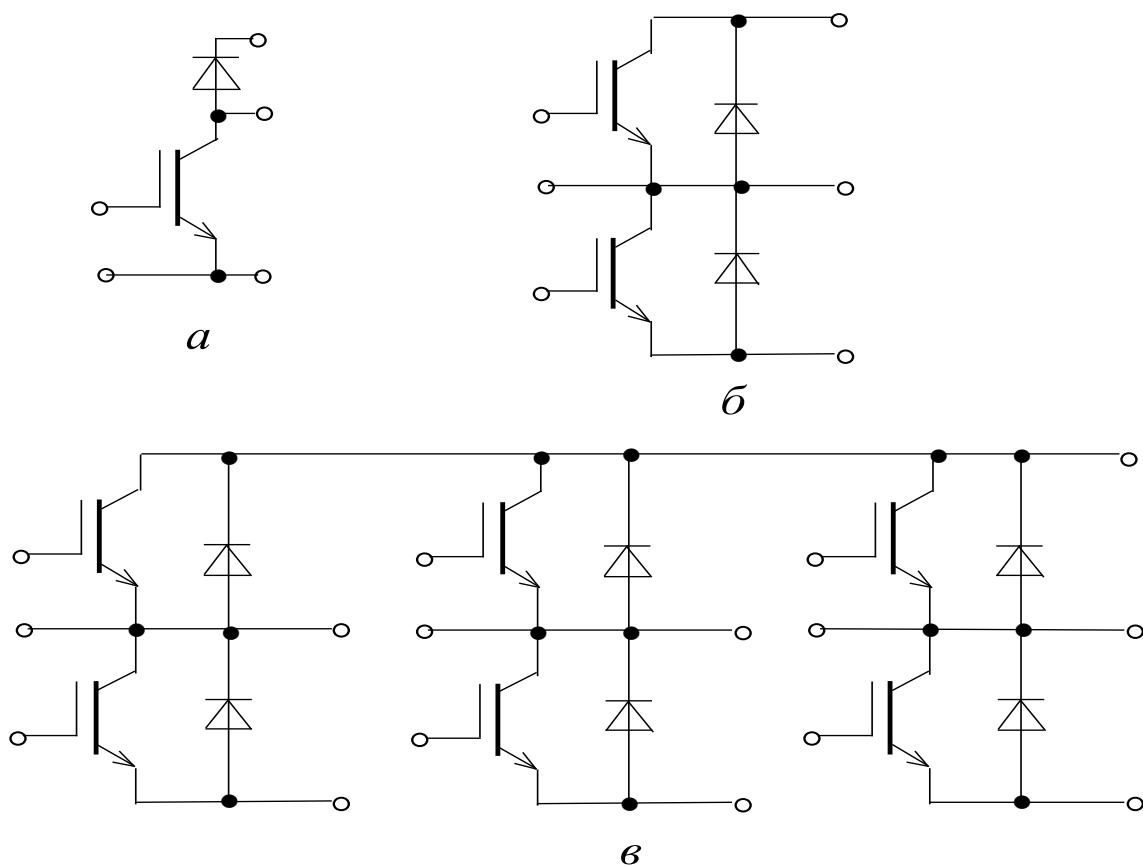


Рис.1.13. *IGBT*-модулі

До недоліків *IGBT*-транзисторів слід віднести підвищені втрати у відкритому стані та в процесі переми-
кання.

1.3. Особливості електромагнітних процесів в електричних ланцюгах з вентилями

Робота напівпровідникового перетворювача енергії супроводжується безперервними перехідними процесами внаслідок періодичних комутацій силових вентилів. Характер цих процесів визначається формою напруги, яка живить перетворювач, характером його навантаження (тобто того ланцюга, що живиться від перетворювача) та послідовністю перемикання вентилів. Більшість перетворювачів живиться від джерел змінної напруги. До складу навантаження перетворювача (принаймні в електроприводі) входять індуктивні елементи, активні опори та джерела

проти-ЕРС. Тому далі аналізуватимуться схеми , які містять у собі джерело живильної напруги, вентиля та навантаження.

Розглянемо спочатку найпростіший випадок живлення RL -ланцюга (рис.1.14) від джерела знакозмінної ЕРС e прямокутної форми (рис.

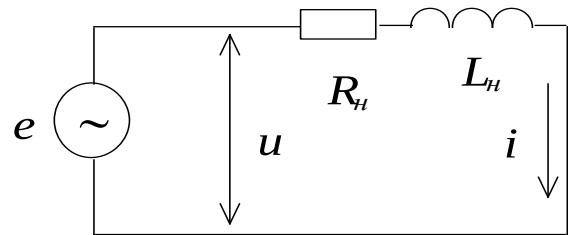


Рис.1.14

1.15). Вентилі в цій схемі поки що відсутні, а процеси в ній описуються диференціальним рівнянням

$$e = iR_n + L_n \frac{di}{dt}. \quad (1.1)$$

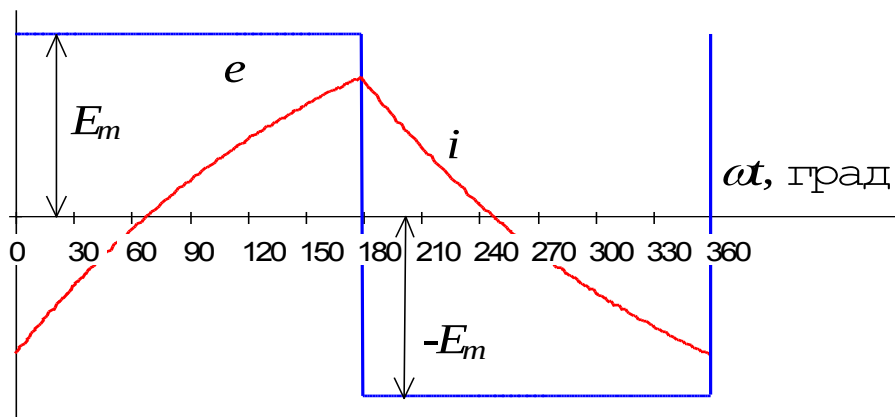


Рис.1.15. Процеси в RL -ланцюзі при прямокутній напрузі

Звичайно, під впливом знакозмінної ЕРС $e = f(t)$ струм також буде знакозмінним і матиме вигляд відрізків експонент зі сталими часу $T_e = \frac{L_n}{R_n}$. Якби напруга періодично не змінювала свого знака, струм встиг би досягти одного з своїх усталених значень:

$$I_{y1} = \frac{E_m}{R_n} \text{ або } I_{y2} = -\frac{E_m}{R_n}.$$

Хоча прикладена до RL -ланцюга напруга змінюється стрибком, струм після зміни знака ЕРС e миттєво не може змінитися, бо одразу виникає ЕРС самоіндукції $e_L = -L_H \frac{di}{dt}$, яка протидіє будь-якій зміні струму. Звичайно, ЕРС самоіндукції може лише затримати процес зміни струму, але не запобігти йому.

На інтервалах часу, коли знаки живильної напруги та струму збігаються, енергія споживається навантаженням від джерела. Вона витрачається на створення електромагнітного поля котушок та перетворюється на тепло в активному опорі. Якщо

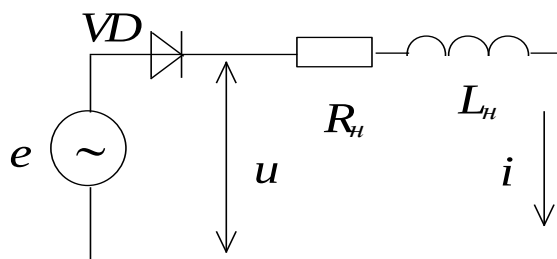


Рис.1.16

знаки напруги та струму різні, енергія електромагнітного поля повертається до джерела (за винятком втраченої у вигляді тепла).

Коли до схеми ввести діод VD (рис.1.16), струм зможе протікати лише в одному напрямку. Тому на початку періоду зміни ЕРС e зростання струму завжди розпочинатиметься з нульового значення. Поки ЕРС позитивна, характер зміни струму такий самий (за винятком початкового значення), що і в попередній схемі. Після зміни знака ЕРС так само розпочинається зменшення струму (рис. 1.17).

Коли струм знижується до нуля, діод закривається, навантаження відокремлюється від джерела. Напруга, прикладена до RL -ланцюга, $u=0$ (див. рис.1.17).

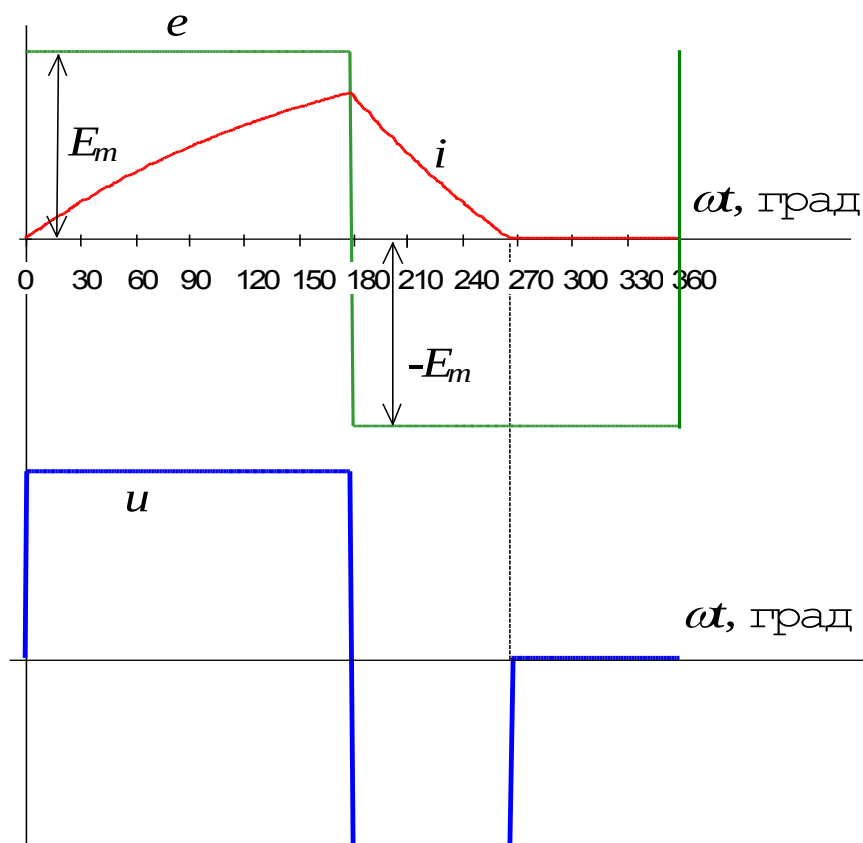


Рис.1.17. Процеси в RL -ланцюзі при наявності діода

Струм знижується до нуля швидше, ніж зростає від нуля до максимального значення, бо згідно з рівнянням (1.1) модуль похідної струму на інтервалі його зростання

$$\left| \frac{di}{dt} \right| = \left| \frac{(e - iR_n)}{L_n} \right| < \left| \frac{e}{L_n} \right|,$$

оскільки знаки складових у чисельнику різні. На інтервалі зниження струму

$$\left| \frac{di}{dt} \right| = \left| \frac{(e - iR_n)}{L_n} \right| > \left| \frac{e}{L_n} \right|,$$

адже знак ЕРС змінився. Це - наслідок падіння напруги в активному опорі R_n . Тому не вся енергія, спожита з мережі на першому інтервалі, повернулася до неї на другому. Деяка її частка перетворилася на тепло в активно-

му опорі. Під час наступного періоду процеси повторюються.

Як видно, наявність діода сприяє тому, що зростання струму завжди розпочинається в момент переходу ЕРС через нуль, а напруга на навантаженні u не завжди збігається з ЕРС джерела e . Середнє значення напруги на навантаженні більше від нуля, оскільки наприкінці періоду негативна напруга до навантаження не прикладається.

Тепер розглянемо більш реальну ситуацію, коли в схемі рис.1.16 від джерела надходить синусоїдна ЕРС $e = E_m \sin \omega t$. На рис.1.18 зображені діаграми напруг та струму.

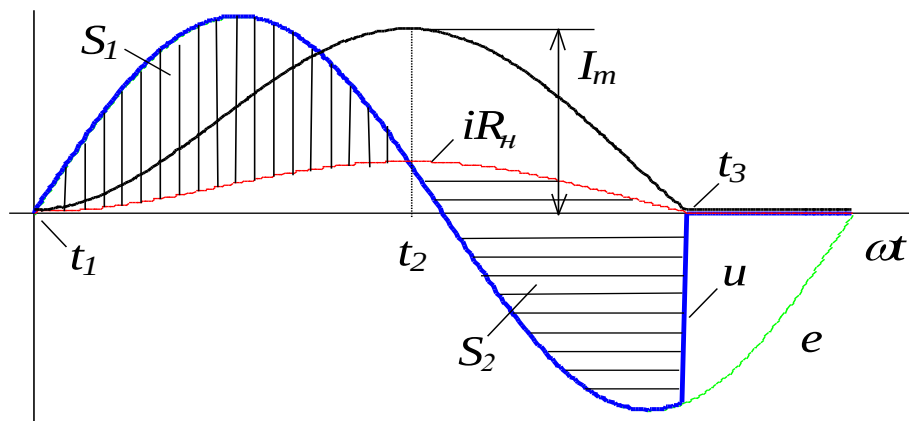


Рис.1.18. Процеси в RL -ланцюзі при синусоїдній напрузі

На цьому прикладі простежуються деякі закономірності, які надалі допоможуть аналізувати електромагнітні процеси у випрямлячах. Ці закономірності витікають з рівняння (1.1):

- Похідна струму $\frac{di}{dt} = \frac{e - iR_n}{L_n}$. Оскільки в схемі рис.1.16 при синусоїдній напрузі початкові значення струму та

напруги нульові, нульове і початкове значення похідної.

- Струм має екстремум, коли падіння напруги в активному опорі дорівнює напрузі живильної мережі. За рівнянням

$$(1.1) \quad \text{похідна струму} \quad \frac{di}{dt} = \frac{e - iR_n}{L_n} = 0 \quad \text{тоді, коли} \quad e = iR_n$$

(на рис.1.18 це відбувається у момент перетину лінії ЕРС кривою падіння напруги iR_n). У багатьох реальних ситуаціях падіння в активному опорі набагато менше від прикладеної напруги. Тому вважатимемо (приблизно), що екстремум струму настає тоді, коли прикладена напруга дорівнює нулю. На рис.1.18 видно, що положення екстремуму струму ($t = t_2$) досить близьке до моменту переходу напругою через нуль.

- У кривій струму перегин, коли різниця $e - iR_n$ сягає екстремуму. Якщо передбачається попереднє припущення, перегин настає тоді, коли екстремум має крива ЕРС.
- Щоб струм після зростання повернувся до свого попереднього значення, треба, аби площа

$$S_1 = \int_{t_1}^{t_2} (e - iR_n) dt = L_n \int_{i_1}^{i_2} di = (i_2 - i_1) L_n \quad (1.2)$$

між лініями e та iR_n до їх перетину дорівнювала площі

$$S_2 = \int_{t_2}^{t_3} (e - iR_n) dt = L_n \int_{i_2}^{i_3} di = (i_3 - i_2) L_n \quad (1.3)$$

між ними після перетину. В останніх двох рівняннях i_1 , i_2 та i_3 - струми, які відповідають моментам часу t_1 , t_2 та t_3 . Порівнявши вирази (1.2) та (1.3), можна довести,

що $i_3 = i_1$ тільки тоді, коли $S_1 = -S_2$. На рис.1.18 площі S_1 та S_2 виділені штриховкою.

- Струм зникає тоді, коли ЕРС самоіндукції та ЕРС джерела живлення мають різні знаки та дорівнюють одна од-

ній. За рівняннями (1.1) $i = \frac{e - L_n \frac{di}{dt}}{R_n} = 0$ лише тоді, коли

$$e = -e_L = L_n \frac{di}{dt}.$$

Збільшення індуктивності або зменшення активного опору має практично однаковий ефект: зменшення ролі активного опору та наближення характеру навантаження до суто індуктивного. Наслідок - збільшення періоду зниження струму, зменшення середніх значень напруги та струму (рис.1.19).

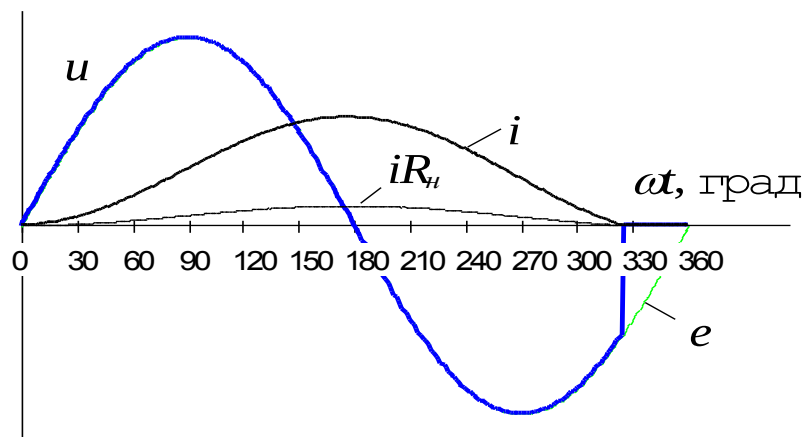


Рис.1.19. Вплив збільшення індуктивності

Досить парадоксально виглядають діаграми напруг та струму при суто індуктивному навантаженні, коли $R_n = 0$ (рис.1.20). Струм зникає тоді, коли, за (1.2) та (1.3), площа під негативною напівхвилею ЕРС джерела зрівняється з площею під її позитивною напівхвилею, тобто наприкінці періоду. Середній струм більший нуля, хоч середня напруга на навантаженні дорівнює нулю.

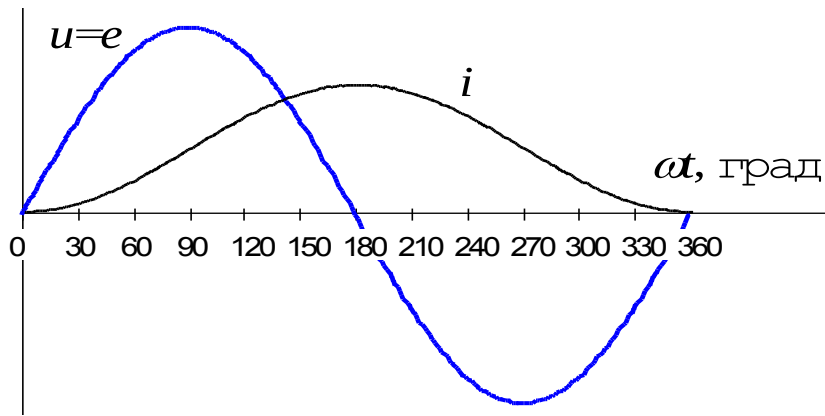


Рис.1.20. Процес при суто індуктивному навантаженні

Миттєве значення струму знайдемо з (1.1) при $R_H = 0$

$$i = \frac{1}{L_H} \int_0^t e dt = \frac{1}{L_H} \int_0^t E_m \sin \omega t dt = -\frac{E_m}{\omega L_H} \cos \omega t \Big|_0^t = \frac{E_m}{\omega L_H} (1 - \cos \omega t).$$

Оскільки втрати енергії в активному опорі відсутні, вся енергія, спожита з мережі, повертається назад протягом другого напівперіоду.

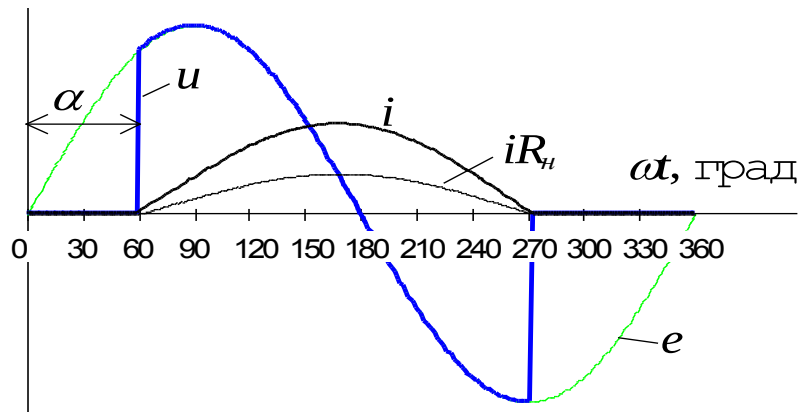


Рис.1.21. Процеси в RL -ланцюзі після затримки подачі напруги

Якщо напруга була надана до RL -ланцюга не у момент $\omega t = 0$, а пізніше (коли $\omega t = \alpha$, рис.1.21), початкова похідна струму вже відмінна від нуля, але сформульовані вище закономірності мають силу і тут.

2. ПРИНЦИП ДІЇ ТА ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕРЕВЕРСИВНИХ КЕРОВАНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ

2.1. Класифікація випрямлячів

Випрямлячі - це одноступінчасті ведені мережею перетворювачі постійного струму, побудовані на базі тиристорів або діодів.

Випрямлячі класифікують за такими критеріями.

1. Керованість:

- цілком керовані (тиристорні);
- некеровані (діодні);
- напівкеровані (тиристорно-діодні).

2. Кількість фаз живильної напруги:

- однофазні (використовуються звичайно для живлення обмоток якоря двигунів малої потужності та обмоток збудження двигунів малої та середньої потужностей);
- трифазні (для живлення обмоток якоря двигунів середньої і великої потужностей та обмоток збудження двигунів великої потужності);
- шестифазні (використовуються рідко).

3. Кількість робочих напівперіодів:

- однонапівперіодні (однотактні) - струм через вентилі тече протягом одного з напівперіодів живильної напруги);
- двонапівперіодні (двотактні) - струм через вентилі тече протягом обох напівперіодів.

4. Здатність змінювати знак вихідного струму:

- реверсивні;

- неререверсивні.
5. Спосіб розподілу електричної енергії:
- прості (від одного випрямляча живиться одне навантаження);
 - складені (одне навантаження одночасно живиться від кількох простих випрямлячів, ввімкнених паралельно або послідовно);
 - групові (кілька навантажень одночасно живиться від одного простого або кількох випрямлячів із спільною катодною чи анодною групою);
6. Спосіб регулювання вихідної напруги:
- фазово-імпульсна модуляція;
 - широтно-імпульсна модуляція.
7. Кількість зон регулювання вихідної напруги:
- однозонні;
 - багатозонні.
8. Наявність живильного трансформатора:
- трансформаторні (випрямляч живиться через силовий трансформатор);
 - безтрансформаторні (живлення – через реактор, який обмежує комутаційні струми).
9. Спосіб з'єднання з вторинною обмоткою трансформатора:
- зі спільною точкою (або нульові) – катоди або аноди вентилів з'єднані з нульової точкою вторинної обмотки;
 - мостові (завжди двотактні) – з'єднання з нульовою точкою відсутнє.
10. Наявність зворотного діода чи тиристора, що шунтує навантаження випрямляча.

11. Спосіб комутації одноопераційних тиристорів:

- з природною комутацією (тиристори закриваються під впливом знакозмінної живильної напруги);
- зі штучною комутацією (для закриття тиристорів використовують спеціальні схеми штучної комутації).

В електроприводах найчастіше застосовують однофазні та трифазні керовані мостові випрямлячі з фазоімпульсною модуляцією та природною комутацією.

2.2. Робота однофазного мостового випрямляча у випрямному режимі

А. Активне навантаження

Схема однофазного мостового керованого випрямляча зображена на рис.2.1, а.

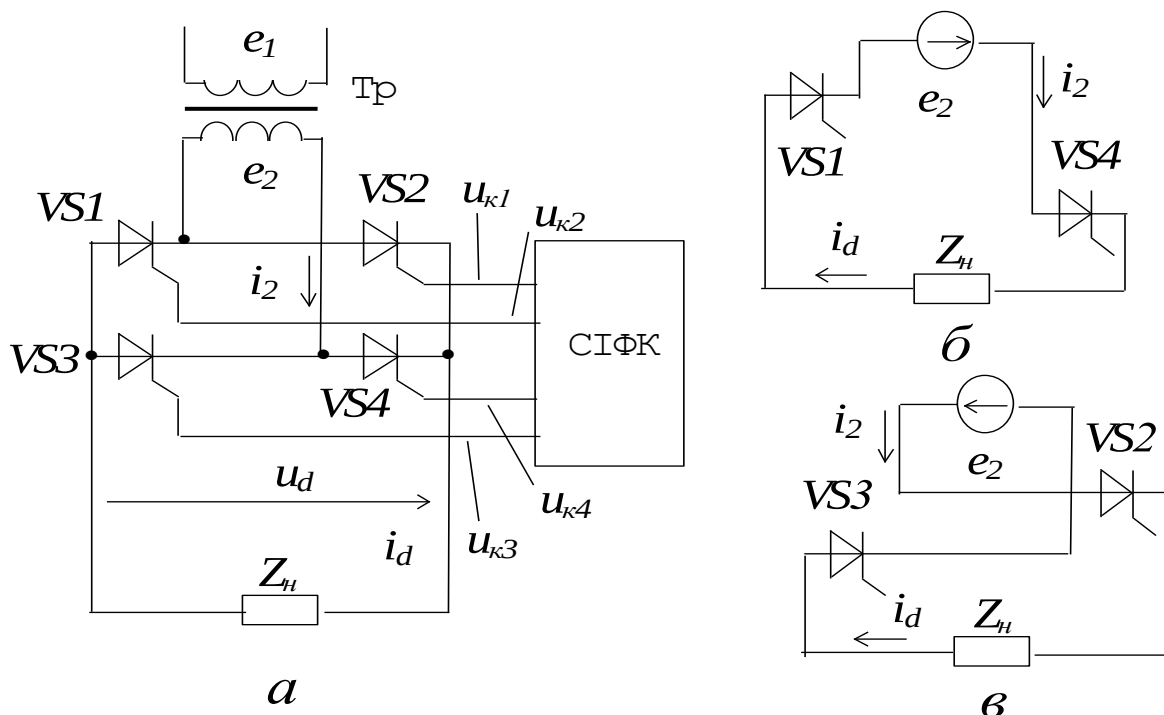


Рис.2.1. Однофазний мостовий випрямляч

Випрямляч живиться від живильної мережі через силовий трансформатор Tr . За допомогою системи імпульсно-фазового керування (СИФК) у потрібний момент до керу-

чих електродів тиристорів $VS1-VS4$ подаються керуючі сигнали, які сприяють їх відкриттю (у подальших схемах випрямлячів СІФК не наводиться).

Під час розглядання процесів у випрямлячі вважати-
 мемо, що активний опір R_2 та індуктивність L_2 вторинної обмотки трансформатора дорівнюють нулю, тиристори – ідеальні вентиля. Оскільки навантаження випрямляча – чисто активне, індуктивність у складі Z_H відсутня. ЕРС вторинної обмотки трансформатора e_2 синусоїдна. За таких умов процеси в колі навантаження описуються рівнянням

$$u_d = i_d R_H.$$

На рис.2.2 та 2.3 зображені часові діаграми напруг та струмів з кутом керування $\alpha=30^\circ$ та 120° .

На інтервалі $0 < \omega t < \alpha$ всі тиристори закриті, струм відсутній, а до тиристора $VS1$ (та послідовно з'єданого з ним $VS4$) прикладена пряма напруга $u_{VS1} = \frac{e_2}{2}$ (напруга до навантаження не прикладається).

У момент $\omega t = \alpha$ тиристори $VS1$ та $VS4$ отримують на свої керуючі електроди позитивний потенціал і відкриваються. На інтервалі $\alpha < \omega t < 180^\circ$ під дією ЕРС трансформатора по колу «Тр – $VS4$ – навантаження – $VS1$ – Тр» (див. рис.2.1,б) протікає струм і до навантаження прикладається напруга $u_d = e_2$.

У момент $\omega t = \pi$ ЕРС трансформатора змінює знак, і тиристори $VS1$ та $VS4$ закриваються. Протягом інтервалу $180 < \omega t < 180 + \alpha$ струм та напруга на навантаженні відсут-

ні, а до закритого тиристора (наприклад, $VS1$) прикладена негативна напруга $u_{VS1} = e_2/2$.

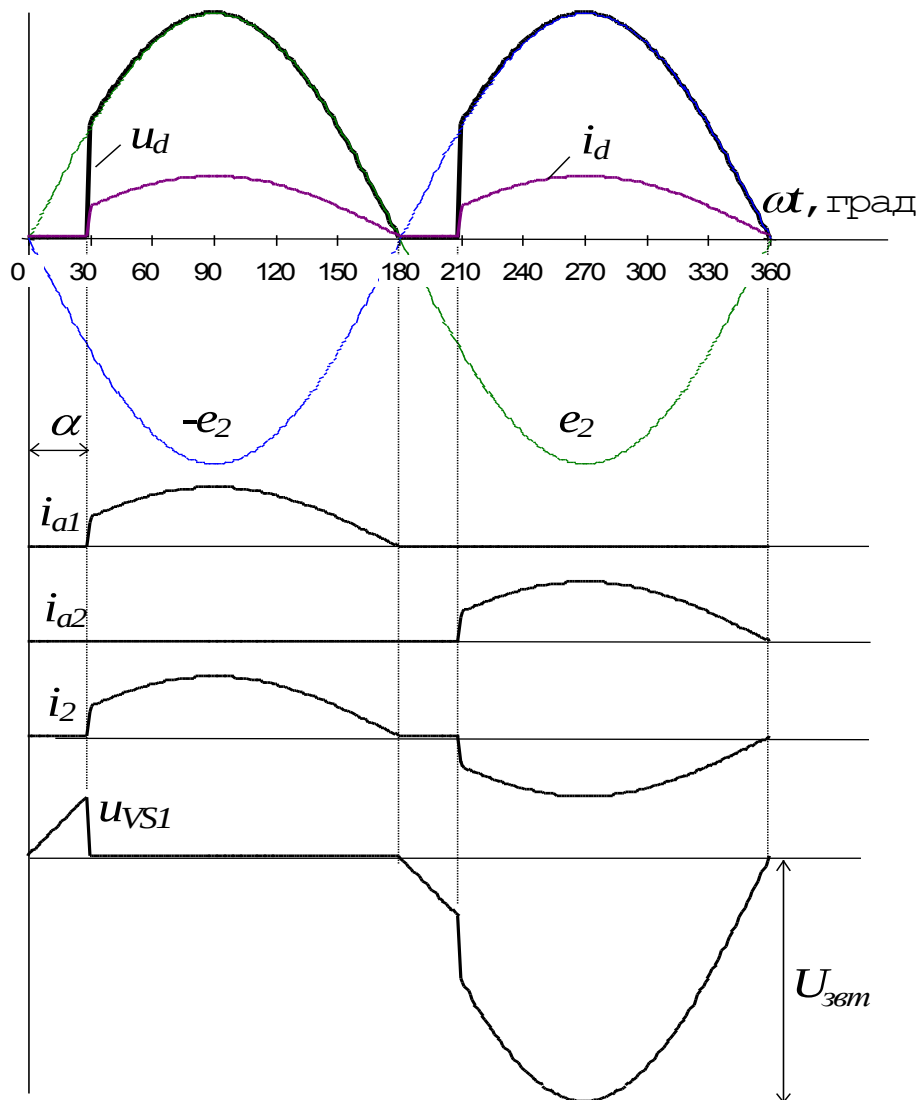


Рис.2.2. Процеси в однофазному мостовому випрямлячі при $\alpha=30^\circ$ та активному навантаженні

У момент $\omega t = 360^\circ$ знак ЕРС трансформатора знову змінюється, і тиристири $VS2$ та $VS3$ закриваються. Наступного періоду процеси повторюються.

На інтервалі $180^\circ + \alpha < \omega t < 360^\circ$ відкриті $VS2$ та $VS3$ (див. рис.2.1, в), до навантаження прикладена напруга тієї ж полярності, що й на попередньому напівперіоді. Випрямлений струм i_d має також незмінну полярність, але

струм i_2 вторинної обмотки трансформатора тепер тече у протилежному напрямку. До закритого тиристора $VS1$ через відкритий $VS3$ прикладена негативна напруга $u_{VS1} = e_2$.

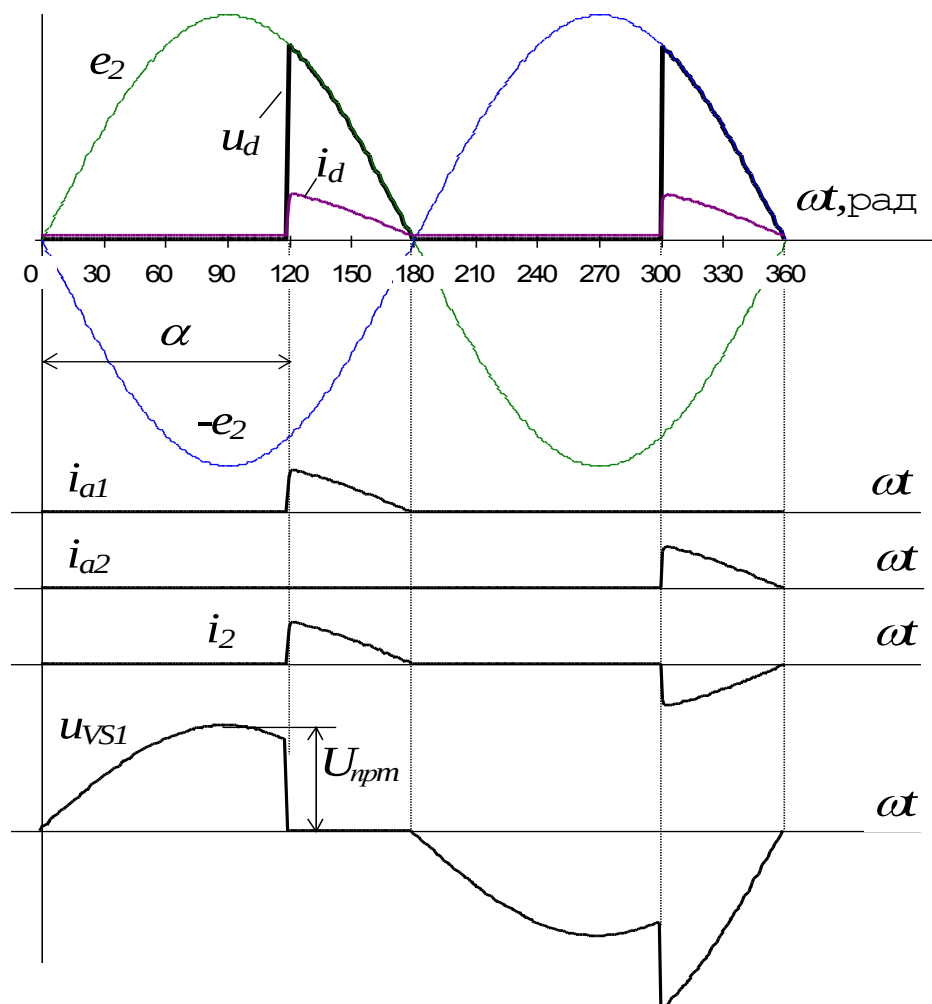


Рис.2.3. Процеси в однофазному мостовому випрямлячі при $\alpha=120^\circ$ та активному навантаженні

Середня випрямлена напруга

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} e_2 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{E_{2m}}{\pi} [-\cos \pi + \cos \alpha] = \\
 &= \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{U_{d0}(1 + \cos \alpha)}{2}, \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

де $U_{d0} = \frac{2E_{2m}}{\pi}$ - середня випрямлена напруга з нульовим кутом керування (чисельно дорівнює середній випрямленій напрузі некеруваного випрямляча).

Середній випрямлений струм

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_d d\omega t = \frac{U_d}{R_n}.$$

Середній струм тиристора $I_a = I_d / 2$.

Максимальна величина зворотної напруги між анодом та катодом

$$U_{звт} = E_{2m} = \frac{\pi U_{d0}}{2}.$$

Максимальна величина прямої напруги на закритому тиристорі (під час безструмової паузи)

$$U_{прт} = \frac{E_{2m}}{2} = \frac{\pi U_{d0}}{4}.$$

Чим більший кут керування, тим більша тривалість безструмової паузи, а середні випрямлений струм та випрямлена напруга менші. Такий спосіб регулювання називають фазовою або фазово-імпульсною модуляцією.

Слід зауважити, що знак i_d завжди збігається зі знаком u_d , а знак i_2 - зі знаком e_2 . Це свідчить про те, що потік енергії в кожен момент часу має один напрямок - від живильної мережі до навантаження. Форма миттєвого випрямленого струму при активному навантаженні подібна до форми миттєвої випрямленої напруги. Струм вторинної обмотки трансформатора - знакозмінний, але несинусоїдний. Його фазовий зсув відносно кривої ЕРС збільшується зі зростанням кута керування α . Тому навіть при суто

активному навантаженні керований випрямляч для живильної мережі як споживач енергії має індуктивний характер. До того ж, споживаний з мережі струм містить у собі вищі гармоніки. Все це при досить великій потужності випрямляча ускладнює режим роботи живильної мережі та збільшує втрати енергії в ній.

Б. Активно-індуктивне навантаження

Наявність у складі навантаження індуктивності істотно змінює характер електромагнітних процесів у випрямлячі. Це насамперед стосується форми миттєвих струмів та процесу закриття тиристорів. Процеси в колі навантаження описуються диференціальним рівнянням

$$u_d = i_d R_n + L_n \frac{di_d}{dt}.$$

На рис.2.4 - 2.6 зображені діаграми напруг та струмів з різними кутами керування.

За досить малих α випрямлений струм, зменшуючись завдяки зниженню ЕРС, не встигає впасти до нуля на той момент, коли u_d вже змінює свій знак ($\omega t = 180^0$). Це обумовлене наявністю в контурі випрямленого струму не тільки негативної вже ЕРС e_2 , а й позитивної ЕРС самоіндукції

$$e_L = -L_n \frac{di_d}{dt}.$$

На інтервалі часу $180^0 < \omega t < 180^0 + \alpha$ енергія, яку накопичили індуктивні елементи навантаження на попередньому етапі, віддається до живильної мережі. Про це свідчить те, що знаки відповідних миттєвих струмів та напруг (e_2 та i_2 , u_d та i_d) не збігаються.

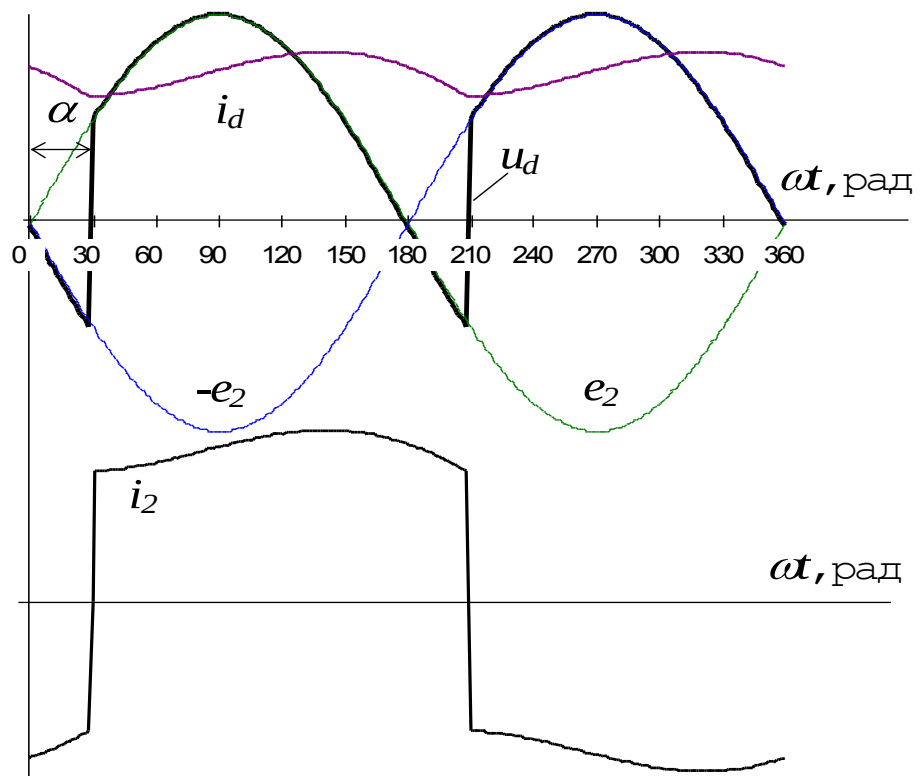


Рис.2.4. Процеси в однофазному мостовому випрямлячі при $\alpha=30^\circ$ та активно-індуктивному навантаженні

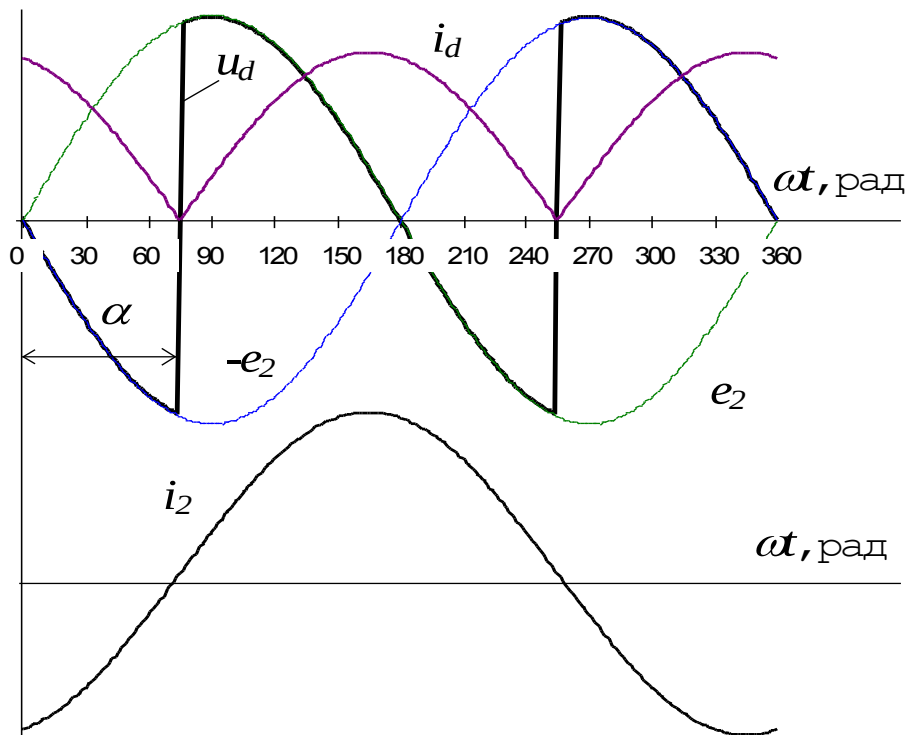


Рис.2.5. Процеси в однофазному мостовому випрямлячі при $\alpha=75^\circ$ та активно-індуктивному навантаженні

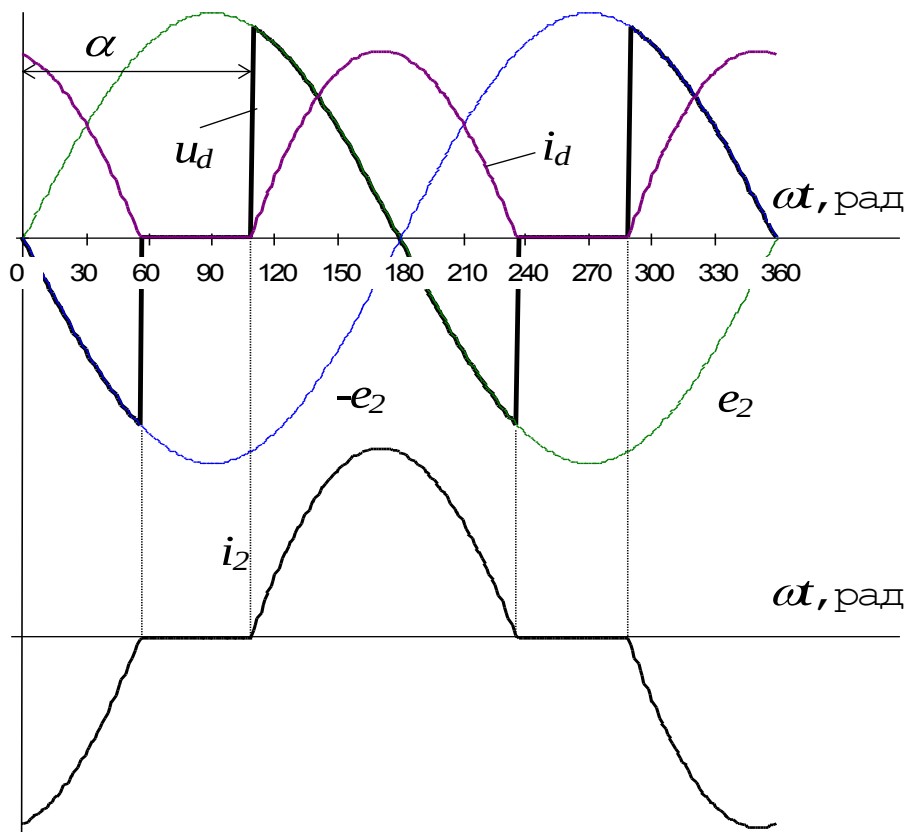


Рис.2.6. Процеси в однофазному мостовому випрямлячі при $\alpha=110^\circ$ та активно-індуктивному навантаженні

Доки ЕРС самоіндукції більша від ЕРС трансформатора, струм буде текти, підтримуючи у відкритому стані тиристори $VS1$ та $VS4$. Тому можливий режим, коли на момент отримання тиристорами $VS2$, $VS3$

керуючих імпульсів $VS1$ та $VS4$ ще відкриті (рис.2.4). Утворюється два так звані контури природної комутації (рис.2.7). У цих контурах під впливом ЕРС трансформатора, яка вже встигла змінити знак, виникають комутаційні струми i_{k1} та i_{k2} . Обидва сприяють вимкненню тих тиристорів, що були відкриті досі ($VS1$ і $VS4$), та від-

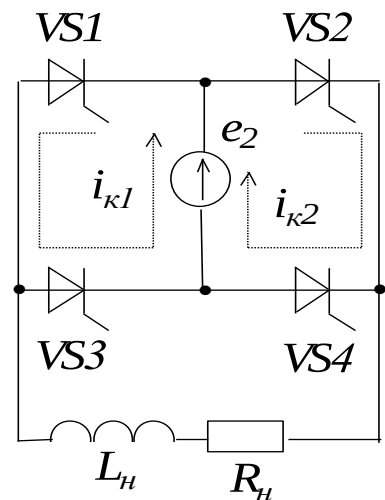


Рис.2.7. Контури комутації

криттю тих, які щойно отримали керуючі імпульси. Оскільки ми знехтували індуктивністю вторинної обмотки трансформатора, процес зниження струму в $VS1$ та $VS4$ і його збільшення в $VS2$ та $VS3$ треба вважати миттєвим.

Після відкриття наступної пари тиристорів протікання випрямленого струму триває, але вже без паузи, на відміну від активного навантаження.

На інтервалі часу $180^0 < \omega t < 180^0 + \alpha$ до навантаження прикладена негативна напруга. Тому середня випрямлена напруга при активно-індуктивному навантаженні завжди менша, ніж при активному:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{E_{2m}}{\pi} [-\cos(\pi + \alpha) + \cos \alpha] = \\ = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha.$$

Коливання випрямленого струму значно менші, ніж при активному навантаженні. Ось чому при розрахунках випрямлячів з RL -навантаженням та під час аналізу їх процесів цими коливаннями часто нехтують, вважаючи випрямлений струм незмінним у часі. Споживаний випрямлячем струм має практично прямокутний характер.

З подальшим збільшенням кута керування складається ситуація, коли миттєвий випрямлений струм знижується до нуля саме в момент отримання черговими тиристорами керуючого імпульсу. Настає так званий граничний режим. Паузи в струмі ще відсутні (рис.2.5). Якщо збільшувати α і надалі, енергії, накопиченої в індуктивних елементах під час зростання струму, вже не вистачає для підтримки його протікання до моменту відкриття наступної пари тиристорів. У кривій струму з'являються

паузи, починається режим переривистого струму (рис.2.6).

Збільшення співвідношення L_H/R_H сприяє розширенню області безперервного струму та зменшенню пульсацій i_d . Тому послідовно з навантаженням часто вмикають додаткову індуктивність - згладжувальний дросель.

В. Робота на проти-ЕРС

Найчастіше керовані випрямлячі використовуються для живлення обмоток якоря двигуна постійного струму. Їх характерна особливість, як і акумуляторних батарей, - наявність проти-ЕРС у колі випрямленого струму (рис.2.8). Залежно від напрямку проти-ЕРС відносно напрямку середнього випрямленого струму керований випрямляч може працювати

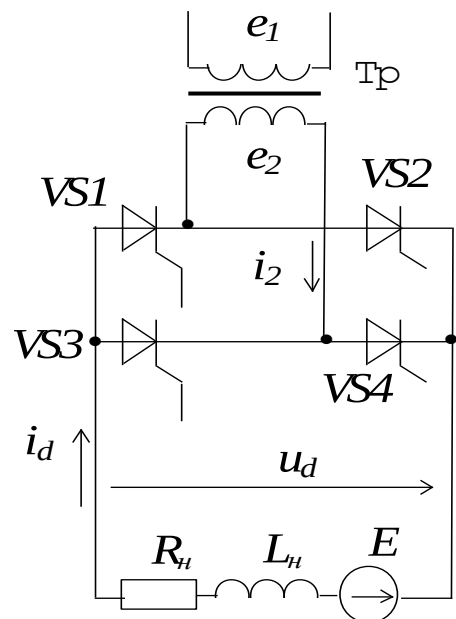


Рис.2.8

у випрамному (знаки E та I_d протилежні) або інверторному режимі (знаки збігаються).

Протікання струму в навантаженні у випрамному режимі можливе тільки у випадку, коли $U_d > E$.

Диференціальне рівняння миттєвих напруг кола випрамленого струму має вигляд:

$$u_d = E + i_d R_H + L_H \frac{di_d}{dt}, \quad (2.2)$$

рівняння середніх напруг -

$$U_d = E + I_d R_H. \quad (2.3)$$

Перебіг електромагнітних процесів має багато спільного з процесами при RL -навантаженні, але наявність у складі навантаження випрямляча проти-ЕРС обумовлює специфіку режимів його роботи. Залежно від співвідношення середніх U_d, I_d, E , а також R_H та L_H випрямлений струм може бути безперервним, гранично-безперервним або переривистим.

Збереженню безперервності струму сприяють:

- зменшення α ;
- зменшення E ;
- збільшення співвідношення L_H/R_H .

Слід зауважити також, що індуктивність обмотки якоря порівняно незначна, і тому режим переривистого струму виникає при більших середніх струмах та менших кутах керування, ніж при живленні обмоток збудження з набагато більшою індуктивністю.

На рис.2.9 та 2.10 зображені діаграми напруг і струмів для випадку RL -навантаження ($E=0$) та з наявністю проти-ЕРС.

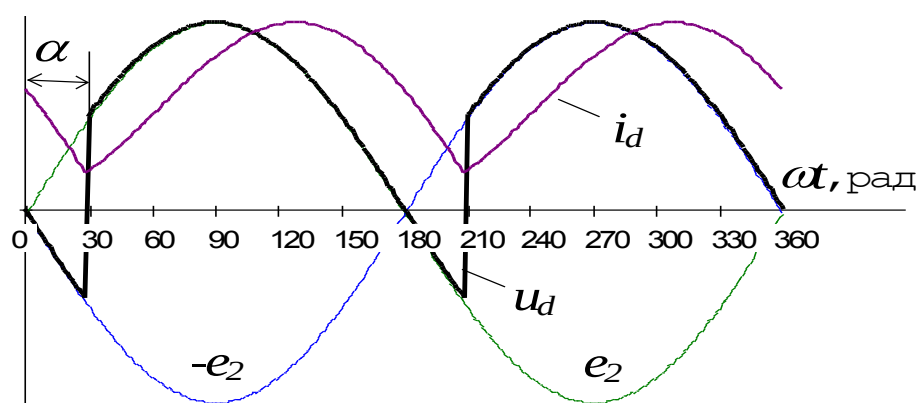


Рис.2.9. Процеси в однофазному мостовому випрямлячі при активно-індуктивному навантаженні ($E=0$)

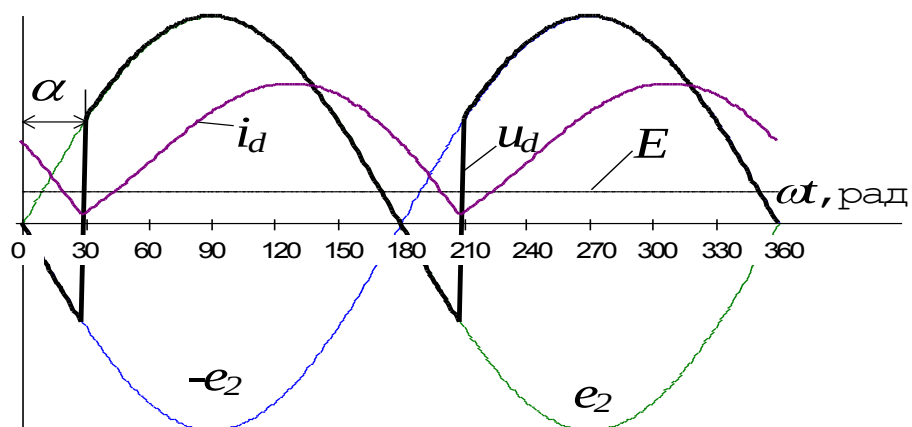


Рис.2.10. Процеси в однофазному мостовому випрямлячі при роботі на проти-ЕРС (безперервний струм)

Як видно, введення проти-ЕРС, спочатку мало змінюючи в цілому форму струму, зменшує його середнє значення. Хоча миттєва випрямлена напруга і стає подекуди меншою від проти-ЕРС, але струм завдяки електромагнітній інерції навантаження не встигає впасти до нуля. Подальше збільшення кута керування (рис.2.11) або проти-ЕРС (рис.2.12) має, однак, наслідком зменшення похідної струму

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d - E - i_d R_H}{L_H}$$

та ЕРС самоіндукції і появу пауз у струмі.

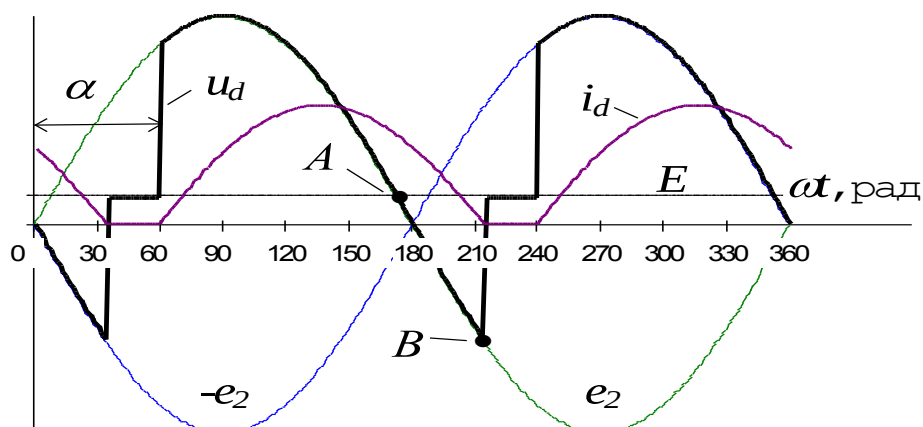


Рис.2.11. Процеси в однофазному мостовому випрямлячі під час роботи на проти-ЕРС (переривистий струм)

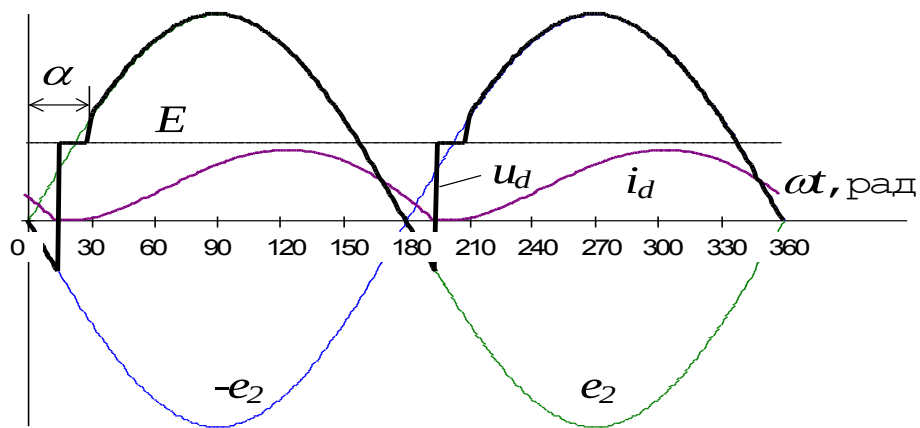


Рис.2.12. Процеси в однофазному мостовому випрямлячі після збільшення проти-ЕРС

Коли миттєва випрямлена напруга стає меншою від проти-ЕРС (т.*A* на рис.2.11), струм тече у попередньому напрямку завдяки ЕРС самоіндукції, полярність якої збігається при зниженні струму з полярністю випрямленої напруги. Між точками *A* та *B* електромагнітна енергія, накопичена в індуктивному елементі навантаження (обмотці якоря), віддається назад до мережі. У момент часу, що відповідає т.*B*, алгебраїчна сума ЕРС у колі якоря дорівнює нулю, і струм зникає:

$$i_d = \frac{u_d - E - L_n \frac{di_d}{dt}}{R_n} = 0.$$

Протягом безструмової паузи (праворуч т.*B*) тири-стори закриті, і напруга на навантаженні дорівнює проти-ЕРС. Зростання проти-ЕРС зменшує середнє значення струму та збільшує тривалість безструмової паузи. Коли проти-ЕРС збільшується настільки, що перевищує максимальну миттєву випрямлену напругу, до анодів тиристорів завжди прикладений негативний потенціал, і поява струму взагалі неможлива.

У випрямному режимі енергія споживається випрямлячем з мережі змінного струму та передається навантаженню (свідчить збіг знаків I_d та U_d). Далі вона перетворюється на хімічну енергію зарядженої акумуляторної батареї або на механічну в електричному двигуні.

Г. Основні співвідношення

Для спрощення розрахунків випрямлячів користуються коефіцієнтами, які відображають співвідношення між струмами та напругами, що діють у схемі.

Коефіцієнт випрямленої напруги

$$k_U = \frac{U_{d0}}{U_{2л}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9.$$

Коефіцієнт зворотної напруги на тиристорі

$$k_{U_{3в}} = \frac{U_{3вm}}{U_{d0}} = \frac{\pi}{2} = 1,57.$$

Коефіцієнт лінійного діючого струму вторинної обмотки трансформатора

$$k_{i2} = \frac{I_{2л}}{I_d} = 1.$$

Коефіцієнт лінійного діючого струму первинної обмотки трансформатора

$$k_{i1} = \frac{I_{1л}}{I_d} = \frac{1}{k_T},$$

де $k_T = \frac{w_1}{w_2}$ – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Коефіцієнт середнього струму вентиля

$$k_e = \frac{I_e}{I_d} = 0,5.$$

Коефіцієнт типової потужності силового трансформатора

$$k_s = \frac{S_T}{U_{do} I_d} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11,$$

де $S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}$ - типова потужність трансформатора;

$S_1 = m U_{1\phi} I_{1\phi}$, $S_2 = m E_{2\phi} I_{2\phi}$ - розрахункові потужності первинної та вторинної обмоток.

У табл. 2.1 зведені значення цих коефіцієнтів для найбільш поширених схем випрямлення.

Таблиця 2.1

Схема	k_U	$k_{U_{3\phi}}$	$k_{i\phi}$	k_{i2}	k_{i1}	k_s
Однофазна мостова	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9$	$\frac{\pi}{2} = 1,57$	0,5	1	$\frac{1}{k_T}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$
Трифазна нульова	$\frac{3}{\sqrt{2}\pi} = 0,67$	$\frac{2\pi}{3} = 2,09$	$\frac{1}{3} = 0,33$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,82$	$\frac{\sqrt{2}}{k_T \sqrt{3}} = \frac{0,82}{k_T}$	$\frac{\pi(\sqrt{3} + \sqrt{2})}{3\sqrt{6}} = 1,345$
Трифазна мостова	$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} = 1,35$	$\frac{\pi}{3} = 1,045$	$\frac{1}{3} = 0,33$	$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,58$	$\frac{\sqrt{2}}{k_T \sqrt{3}} = \frac{0,82}{k_T}$	$\frac{\pi}{3} = 1,045$

2.3. Робота трифазних випрямлячів у випрямному режимі

А. Трифазний однонапівперіодний випрямляч

У трифазному однонапівперіодному випрямлячі (інакше - трифазному випрямлячі зі спільною точкою або трифазному нульовому) тиристори ввімкнені послідовно з кожною фазною обмоткою трансформатора (рис.2.13, а). Для ввімкнення навантаження потрібна спільна точка вторинної обмотки трансформатора.

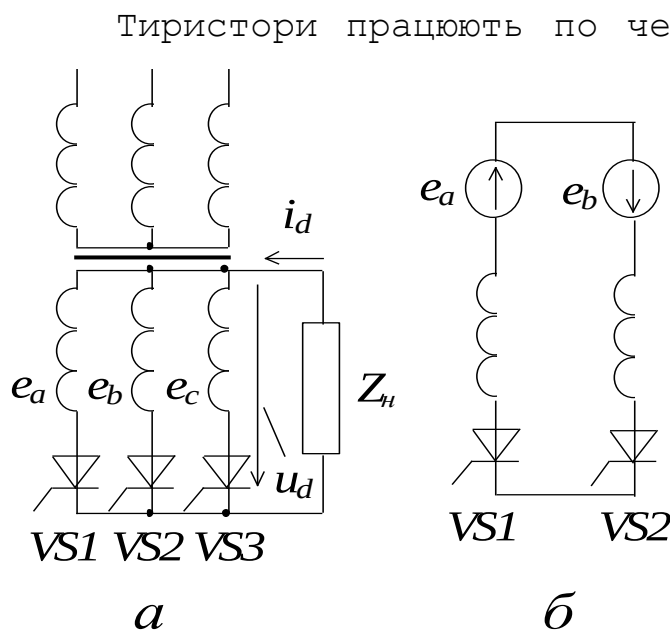


Рис.2.13. Трифазний нульовий
випрямляч

Тиристори працюють по черзі. Відкритися може лише той тиристор, напруга на аноді якого найбільш позитивна. Це можливо тільки праворуч від точок природної комутації (точки *A*, *B*, *C* на рис. 2.14 для тиристорів *VS1*, *VS2*, *VS3* відповідно). Саме від цих точок і відраховується кут керування.

У час отримання наступним тиристором (наприклад, *VS2*) керуючого імпульсу фазна напруга $e_b > e_a$. Тому в контурі комутації, який утворюється між обмотками фаз *a* та *b* (рис.2.13,б) алгебраїчна сума ЕРС $e_b - e_a > 0$ сприяє закриттю тиристора *VS1* та відкриттю *VS2*. При безперервному випрямленому струмі тривалість відкритого стану кожного тиристора 120° . Якщо кут керування $\alpha < 30^\circ$, випрямлений струм може бути тільки безперервним (навіть за суто активного навантаження), оскільки миттєва випрямлена напруга при такому куті завжди більша від нуля.

Середній струм тиристора $I_{VS} = I_d/3$. До закритого тиристора прикладається одна з лінійних напруг (до *VS1* e_{ab} через відкритий *VS2* або e_{ca} через *VS3*). Максимальна зворотна напруга на тиристорі $U_{зв\max} = \sqrt{2}\sqrt{3}E_{2\phi}$.

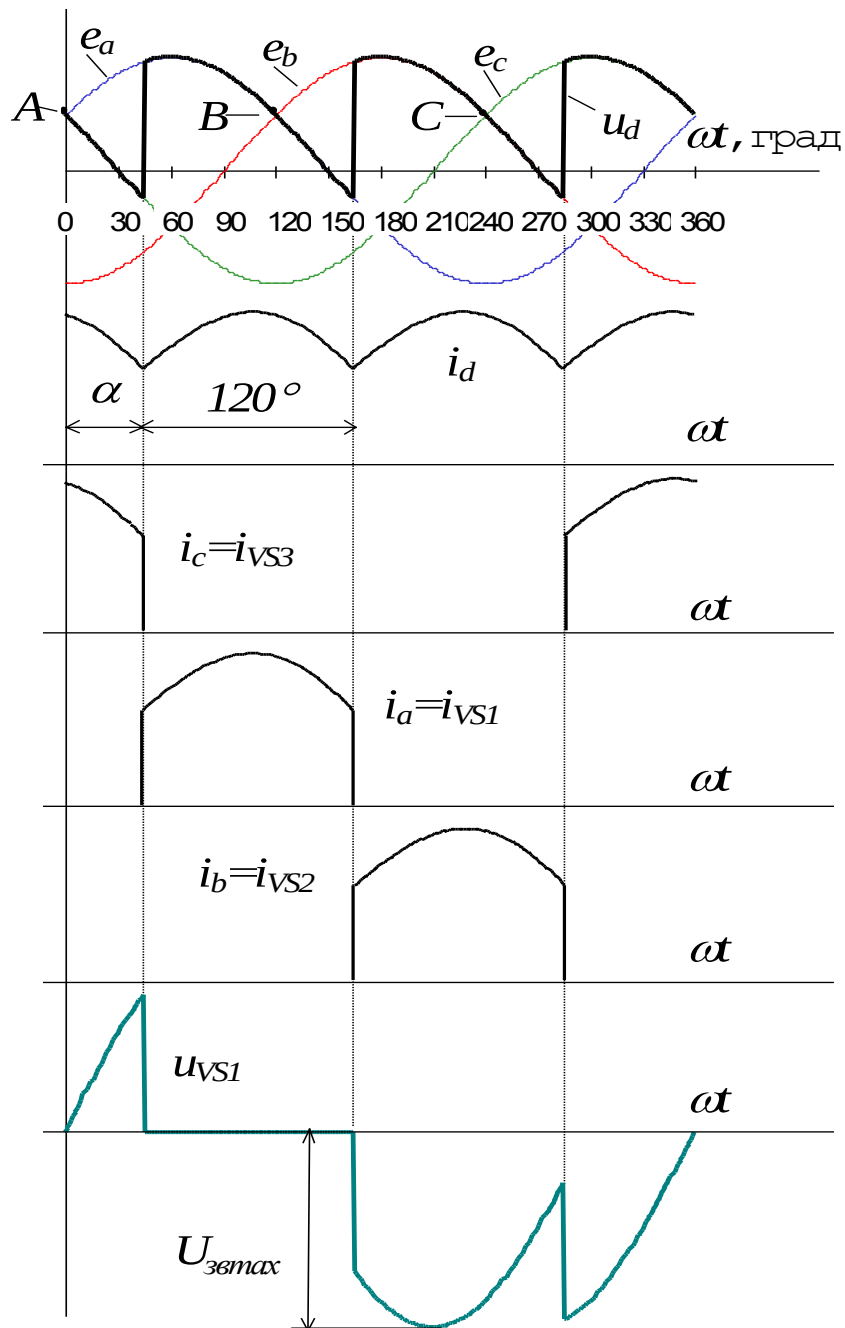


Рис.2.14. Процеси в трифазному нульовому випрямлячі при безперервному струмі

Частота пульсацій випрямленого струму втричі вища від частоти живильної напруги ($f_n = 3f_{жс}$). Найбільший можливий кут керування у випрямному режимі - 150° .

При зростанні кута керування або проти-ЕРС навантаження настає режим переривистого струму (рис.2.15).

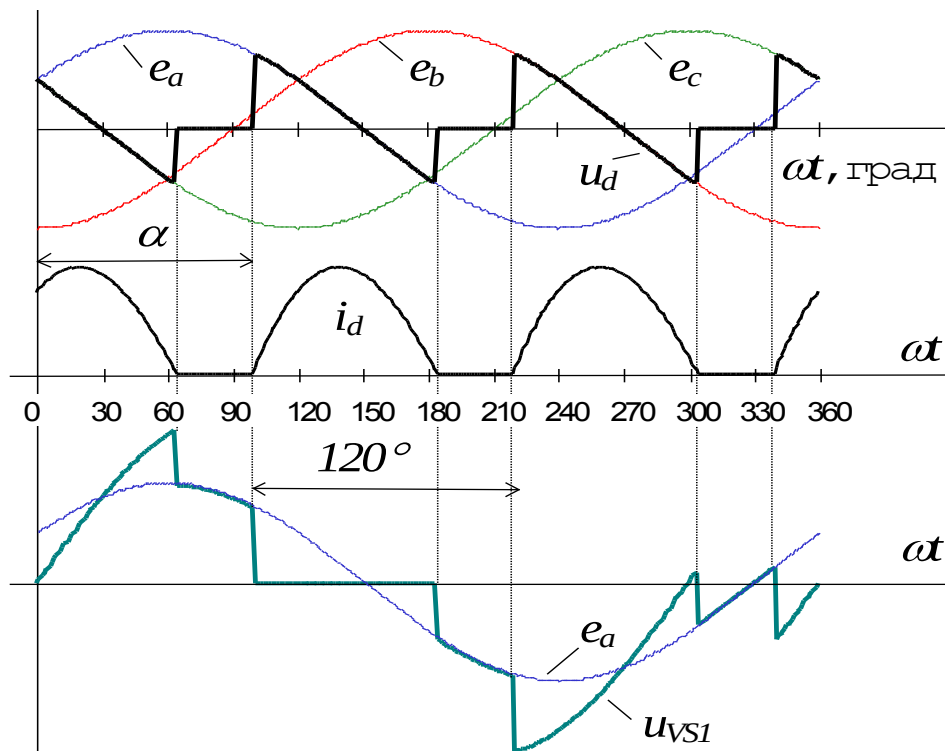


Рис.2.15. Процеси в трифазному нульовому випрямлячі в режимі переривистого струму

Протягом безструмової паузи всі тиристори закриті, навантаження трансформатора симетричне і до кожного тиристора прикладена фазна напруга відповідної вторинної обмотки.

Б. Трифазний мостовий випрямляч

Схема трифазного мостового випрямляча зображена на рис.2.16,а. Її можна подати як послідовне з'єднання двох нульових випрямлячів: в одному об'єднанні катоди, в іншому – аноди (рис.2.16,б). Випрямлені напруги цих випрямлячів u_{dk} та u_{da} дорівнюють потенціалам спільних точок тиристорів відносно нульової точки трансформатора. Тому випрямлена напруга всієї схеми як різниця потенціалів між точками з'єднання катодів та анодів $u_d = u_{dk} - u_{da}$. Середня випрямлена напруга вдвічі більша порівняно з трифазною однонапівперіодною схемою.

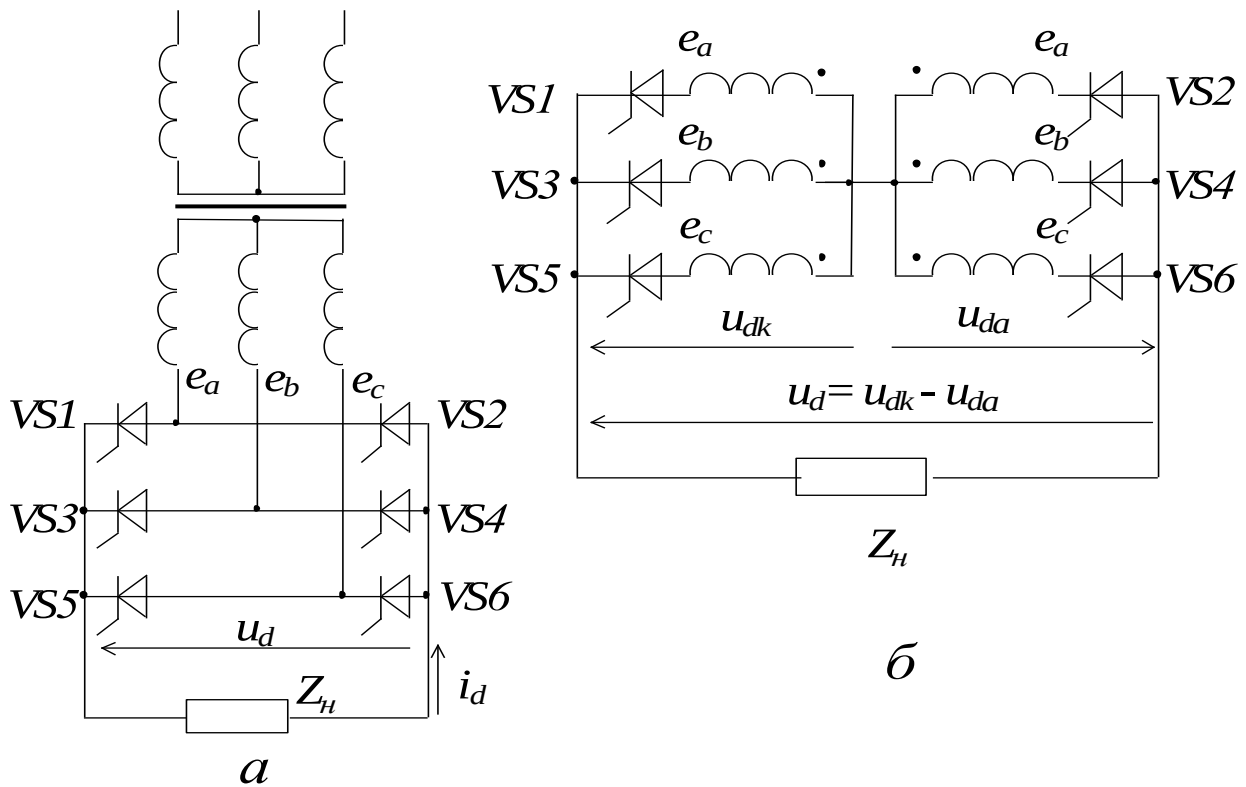


Рис.2.16. Трифазний мостовий випрямляч

Одночасно відкрито два тиристори: з катодної групи ($VS1, VS3, VS5$), та з анодної ($VS2, VS4, VS6$), причому склад цих пар після кожної комутації змінюється. Внаслідок цього до навантаження по черзі прикладається та чи інша лінійна напруга трансформатора. Тривалість відкритого стану тиристора, як і в трифазній нульовій схемі, 120° . Точки природної комутації для катодної групи A_k, B_k, C_k , а для анодної - A_a, B_a, C_a (рис.2.17).

Середній струм тиристора $I_{VS} = I_d/3$. Найбільший можливий кут керування у випрямному режимі - 120° . Напруга на тиристорі має таку саму форму, як і в трифазній нульовій схемі. Процеси комутації тиристорів в обох трифазних схемах аналогічні. У режимі переривистого струму кожен тиристор вмикається двічі за період

(рис.2.18). З кутом керування $\alpha < 60^\circ$ режим переривистого струму неможливий.

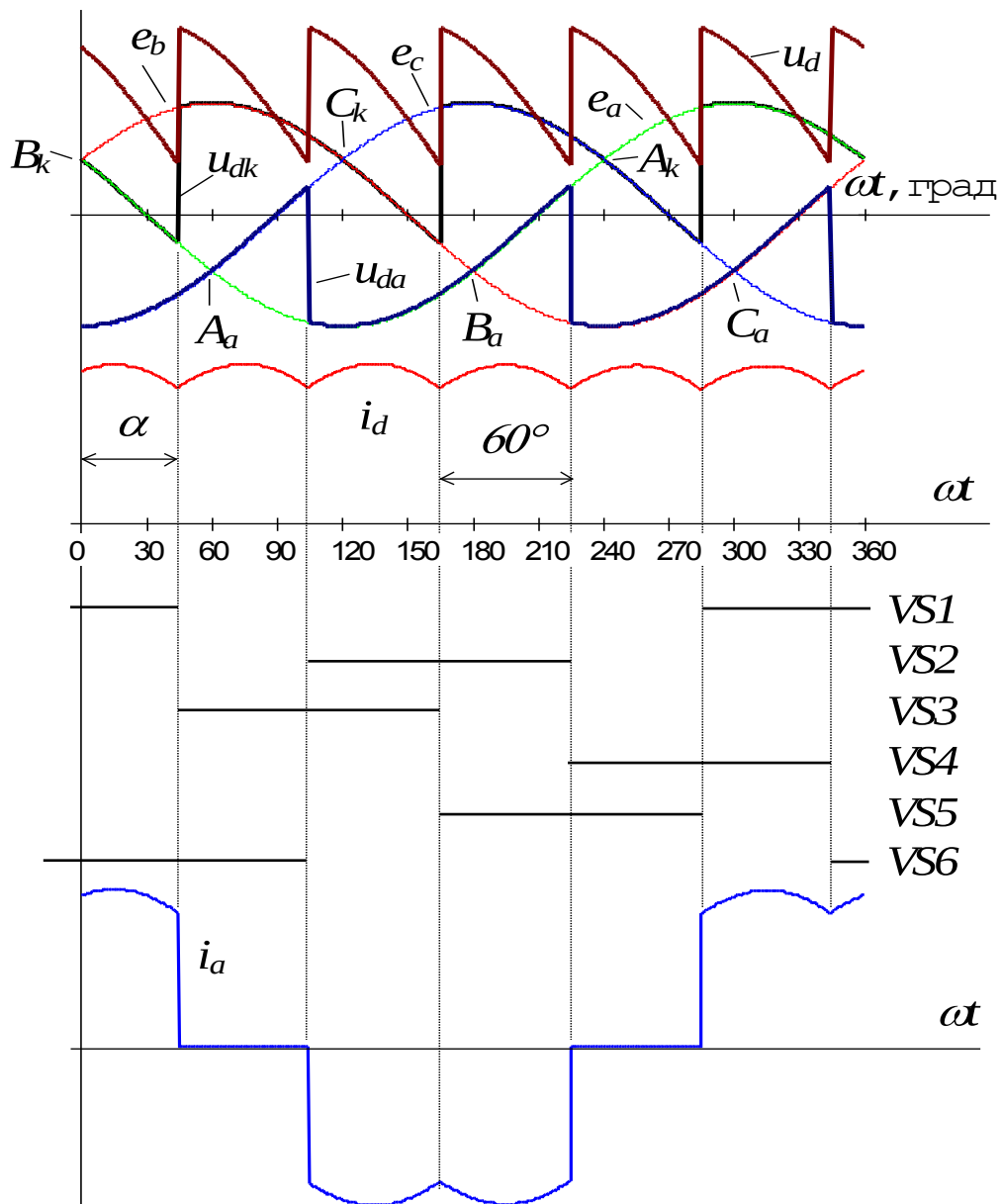


Рис.2.17. Процеси в трифазному мостовому випрямлячі при безперервному струмі

Мостова схема, хоча й містить вдвічі більшу кількість тиристорів, має багато переваг перед нульовою, які обумовили її ширшу розповсюдженість в електроприводі:

- струм вторинної обмотки трансформатора знакозмінний (завдяки цьому відсутнє підмагнічування магнітопрово-

ду, менші втрати в трансформаторі та необхідна потужність);

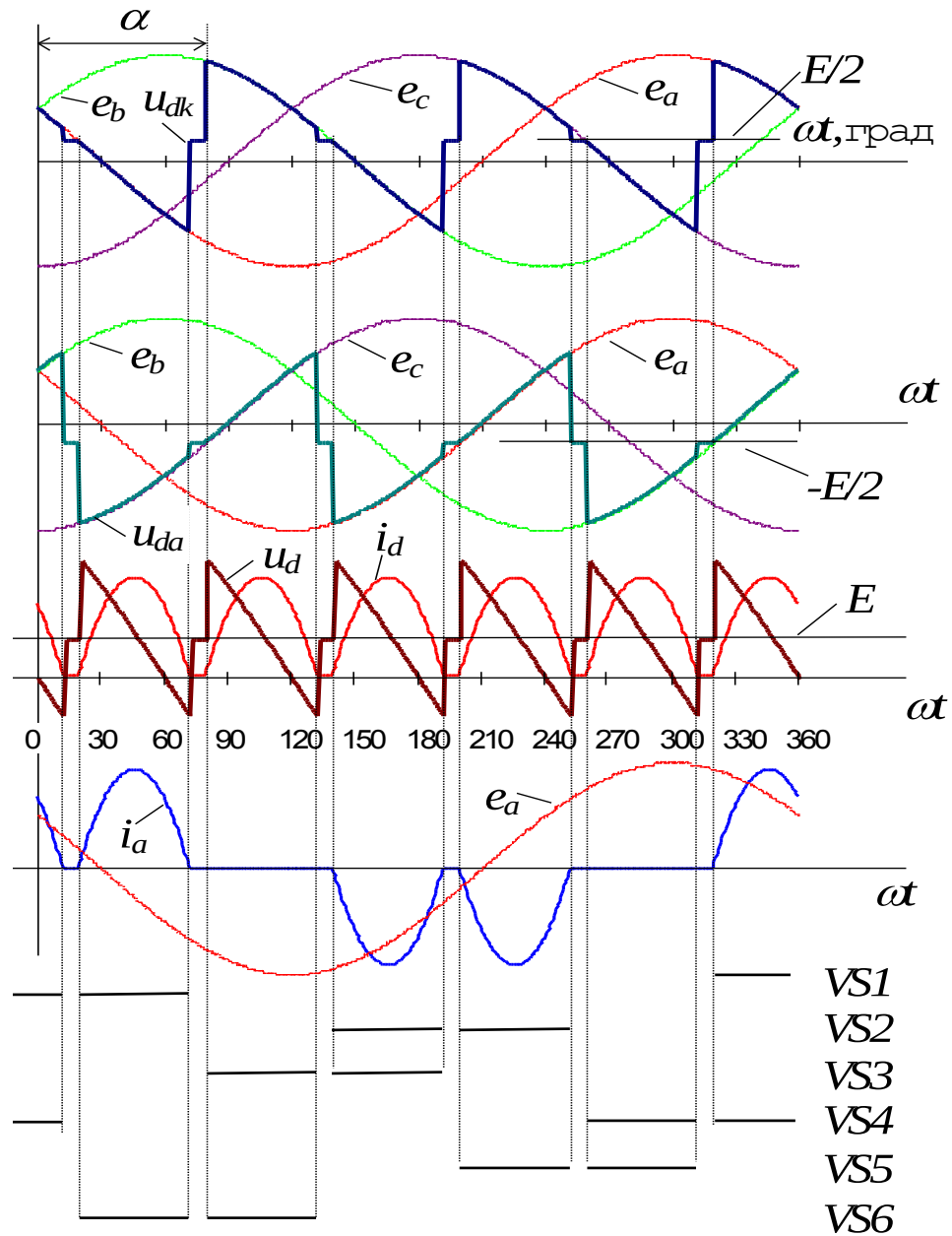


Рис.2.18. Процеси в трифазному мостовому випрямлячі при переривистому струмі

- частота пульсацій випрямлених напруги та струму вдвічі більша, а амплітуда пульсацій настільки ж менша;
- зона переривистого струму вужча, бо паузи з'являються в ньому при більших кутах керування або більших проти-ЕРС навантаження;

- середня випрямлена напруга при однакових напругах живлення вдвічі більша.

2.4. Випрямлячі зі зворотним діодом

У нереверсивних схемах (звичайно мостових) з переважно індуктивним навантаженням на виході випрямляча вмикають т.з. зворотний діод VD (рис.2.19). Діаграми напруг та струмів у такій схемі зображені на рис.2.20 та 2.21.

Одразу після відкриття тиристорів характер процесів такий самий, як і в схемі без діода, але як тільки напруга вторинної обмотки змінює знак, вона відкриває діод, який шунтує навантаження випрямляча. Процеси в цьому колі описуються рівнянням

$$0 = i_d R_H + L_H \frac{di_d}{dt}.$$

Струм навантаження під дією ЕРС самоіндукції, експоненціально знижуючись, продовжує текти у попередньому напрямку, але вже через діод. Він змінюється повільніше, ніж у схемі без діода, коли негативна випрямлена напруга сприяла швидкому зменшенню струму. На момент відкриття наступної пари тиристорів струм навантаження не встигає дійти нуля, оскільки похідна струму спадає зі зниженням струму:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{i_d R_H}{L_H}.$$

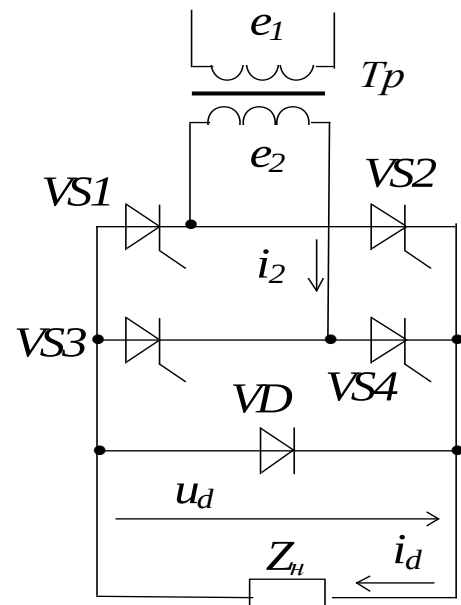


Рис.2.19. Випрямляч зі зворотним діодом

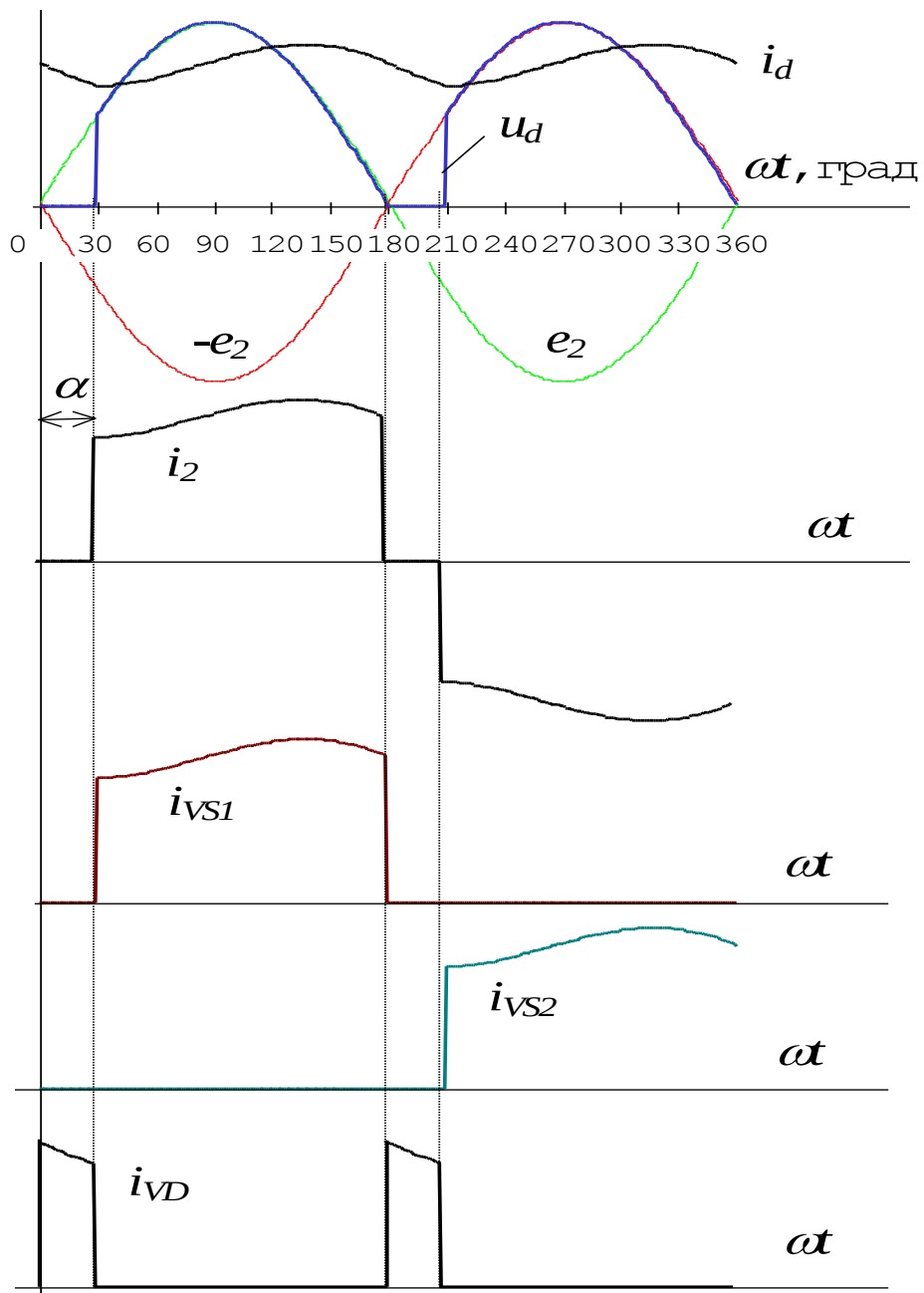


Рис.2.20. Процеси в схемі зі зворотним діодом при $\alpha=30^\circ$

Тому при активно-індуктивному характері навантаження паузи у струмі взагалі неможливі.

Після відкриття діода всі тиристори закриваються, а випрямлена напруга залишається нульовою.

При роботі на проти-ЕРС після відкриття зворотного діода рівняння напруг для кола навантаження матиме вигляд:

$$0 = E + i_d R_n + L_n \frac{di_d}{dt}.$$

Крім того, під впливом проти-ЕРС як середнє значення струму $I_d = \frac{U_d - E}{R_H}$, так і його похідна при відкритому діоді зменшуються:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{E + i_d R_H}{L_H}.$$

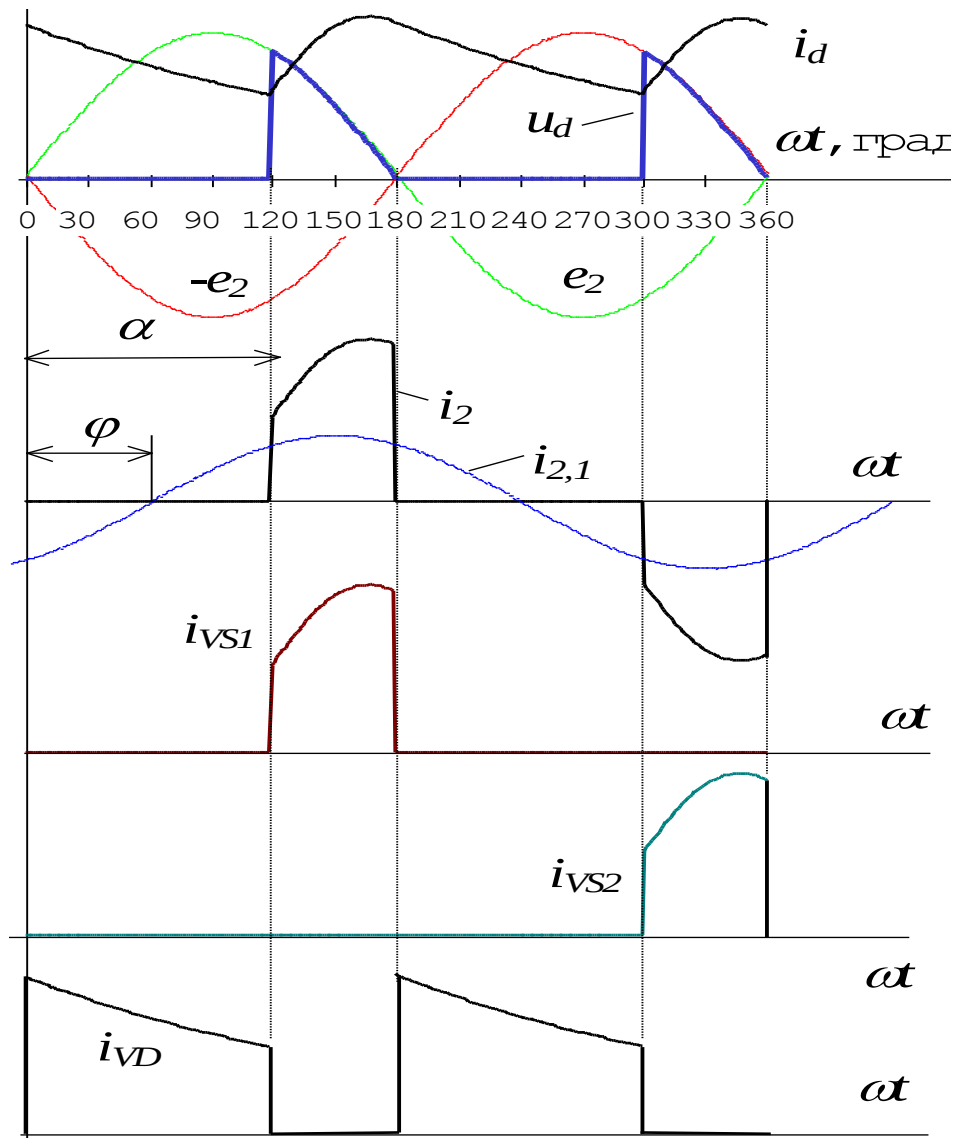


Рис.2.21. Процеси в схемі зі зворотним діодом при

$$\alpha = 120^\circ$$

Тому при досить великому значенні проти-ЕРС струм встигає впасти до нуля раніше, ніж відкриється наступна

пара тиристорів. Наслідок цього – поява безструмових пауз (рис. 2.22).

Переваги схеми з діодом:

- * більша середня випрямлена напруга;
- * менші ЕРС самоіндукції і перенапруження в навантаженні та тиристорах після закриття останніх;
- * більший коефіцієнт потужності (перша гармоніка струму трансформатора $i_{2,1}$ зсунута від напруги на кут $\varphi < \alpha$, див. рис.2.21).

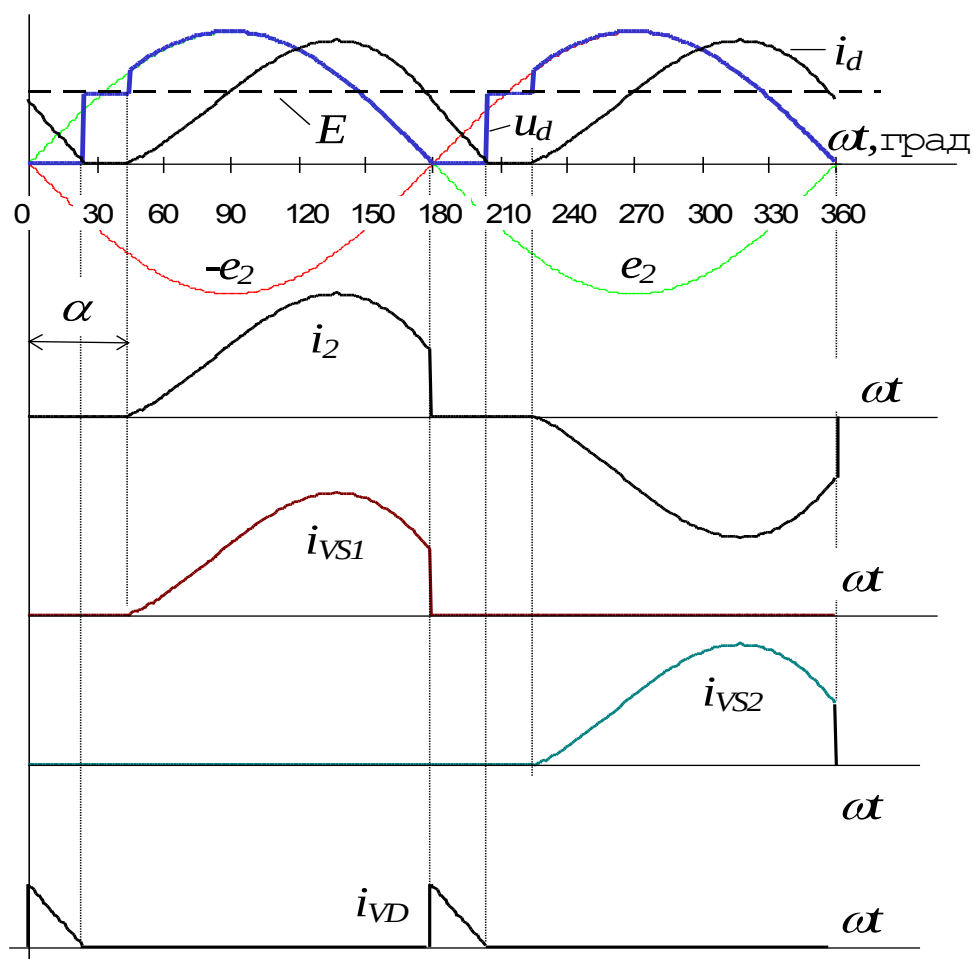


Рис.2.22. Процеси в схемі зі зворотним діодом при роботі на проти-ЕРС

У схемах зі зворотним діодом, проте, неможлива зміна знака випрямленої напруги і робота в інверторному режимі. Тому вони використовуються лише в нереверсивних електроприводах.

2.5. Напівкеровані (несиметричні) випрямлячі

А. Однофазні випрямлячі

У напівкерованих схемах певна кількість тиристорів замінена на діоди, чим зумовлена специфічність електромагнітних процесів та характеристик таких випрямлячів. На рис.2.23 зображені можливі варіанти напівкерованих однофазних мостових випрямлячів.

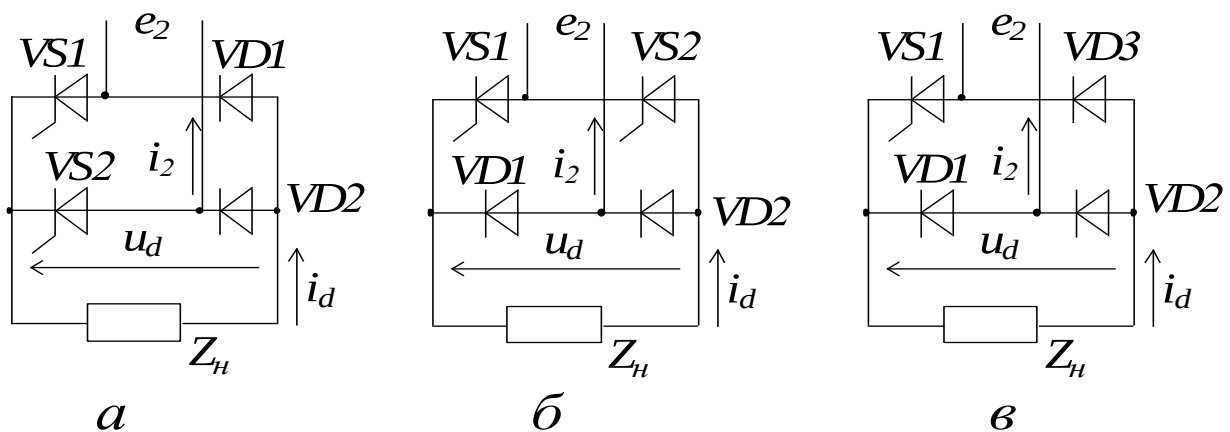


Рис.2.23. Однофазні мостові напівкеровані випрямлячі

У схемах рис.2.23, а, б миттєві випрямлені напруги та струми виглядають так само, як і в схемі зі зворотним діодом (див. рис.2.20-2.22). Як і в звичайній мостовій схемі, одразу після відкриття тиристора відкрито два вентилі: в анодній та катодній групах, однак надалі послідовність роботи елементів схеми змінюється.

У схемі рис.2.23, а після того, як живильна напруга e_2 стає негативною, утворюється контур комутації, до якого входять джерело e_2 , $VD2$ та $VD1$. Під впливом джерела живлення замість $VD2$ відкривається $VD1$, а струм навантаження замикається через $VS1$, $VD1$. На цьому інтервалі струм у джерелі живлення відсутній (рис. 2.24). Миттєва випрямлена напруга $u_d = 0$. Після отриман-

ня тиристором $VS2$ керуючого імпульсу напруга e_2 закриває $VS1$, і до навантаження знову прикладається напруга від джерела живлення. У наступному напівперіоді процеси відбуваються аналогічно.

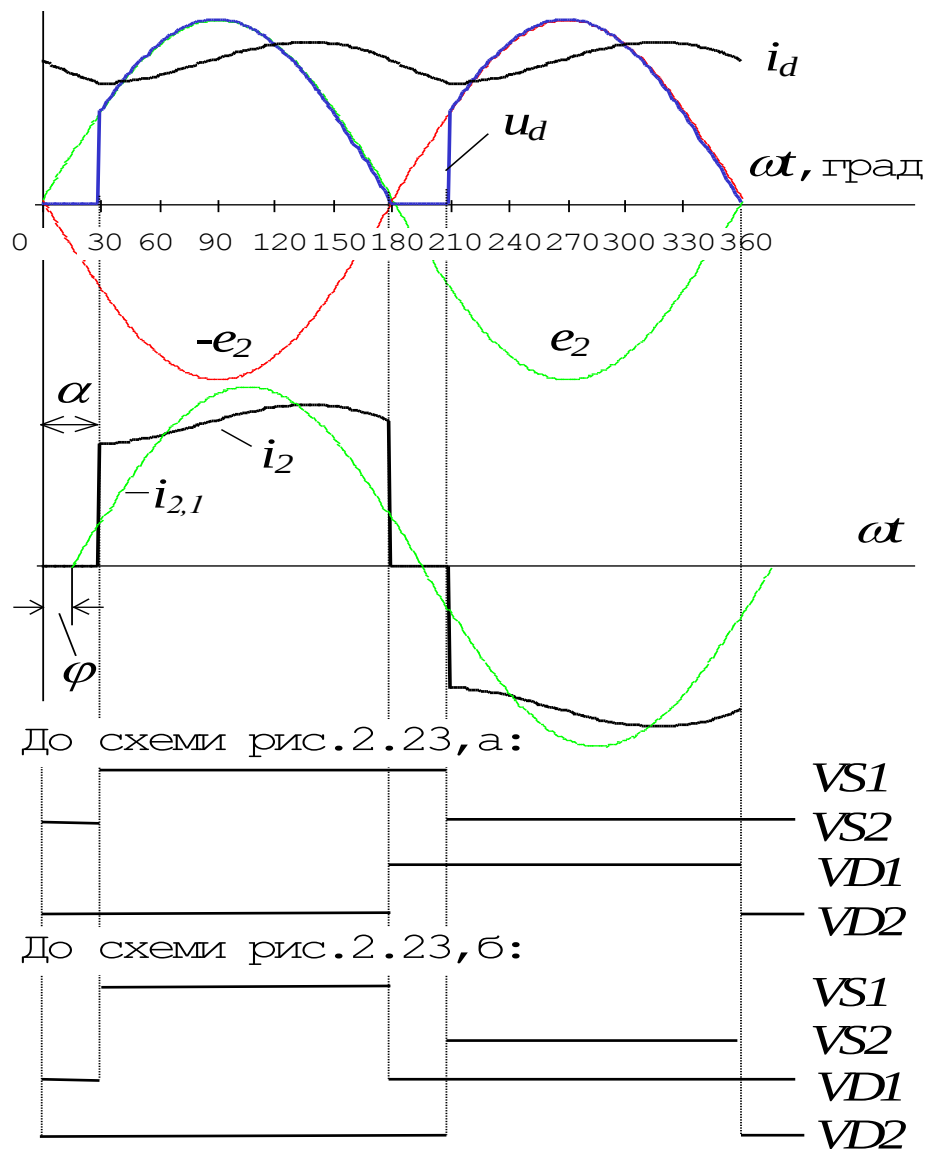


Рис.2.24. Процеси в схемах рис.2.23, а, б

У нижній частині рис.2.24 зображені діаграми роботи вентилів схеми рис.2.23, б. Після того, як напруга джерела стане негативною, під її впливом замість $VS1$ відкривається $VD1$. Навантаження шунтується діодами $VD1$ та $VD2$. Миттєва випрямлена напруга $u_d=0$. Після отримання керуючого імпульсу тиристором $VS2$ останній

заступає місце $VD2$. Перша гармоніка $i_{2,1}$ споживаного випрямлячем струму i_2 зсунута від живильної напруги, як і в схемах зі зворотним діодом, на кут $\varphi \approx \alpha/2$.

Середня випрямлена напруга в обох схемах

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

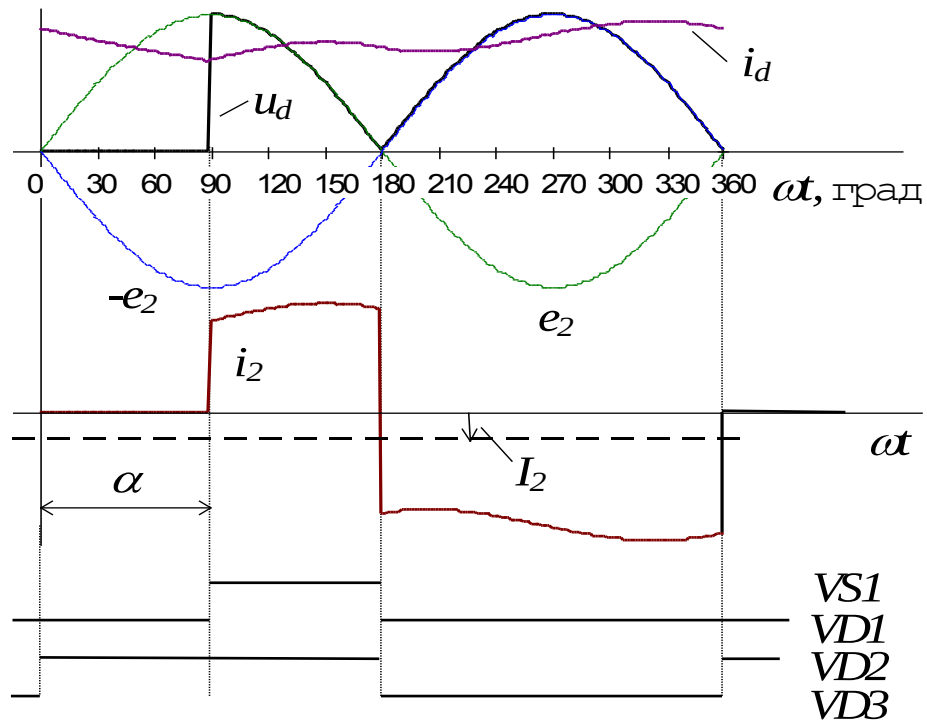


Рис.2.25. Процеси в схемі рис.2.23, в

Схема рис.2.23, в протягом другого напівперіоду працює як некерований випрямляч (відкриті $VD1$ та $VD3$, див. рис.2.25). Зміна полярності джерела на позитивну призводить до відкриття $VD2$ замість $VD3$ і шунтування навантаження обома діодами. Тиристор $VS1$, коли відкривається, сприяє закриттю $VD1$ та прикладенню до навантаження напруги джерела. Споживаний випрямлячем струм має ненульове середнє значення, що призводить до додаткового намагнічування силового трансформатора. Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = U_{d0} \frac{3 + \cos \alpha}{4}$$

не може бути меншим $U_{d0}/2$.

Б. Трифазний мостовий напівкерований випрямляч

Схема трифазного мостового напівкерованого випрямляча зображена на рис.2.26. Його можна подати як послідовне з'єднання керованого (VS1-VS3) та некерованого (VD1-VD3) однонапівперіодних випрямлячів.

Моменти комутації діодів фіксовані, а вмикання тиристорів відбувається відповідно до фази керуючого сигналу.

При куті керування $\alpha \leq 60^\circ$ кожен з тиристорів завжди працює разом з одним із діодів іншої фази (рис.2.27). Тому миттєва випрямлена напруга завжди більша від нуля.

Якщо $\alpha > 60^\circ$, тиристори не встигають закритися до моменту відкриття діодів у своїх фазах. З'являються інтервали часу, коли індуктивний струм навантаження замикається через одночасно відкриті вентилі однієї фази, а миттєва випрямлена напруга $u_d = 0$ (рис.2.28). З точки зору навантаження такий випрямляч, як і всі напівкеровані схеми, поводить себе подібно до випрямлячів зі зворотним діодом.

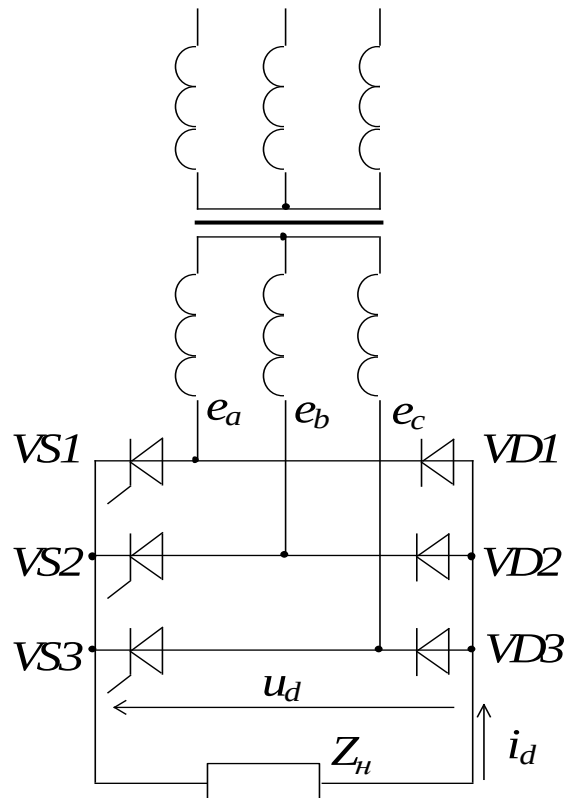


Рис.2.26. Трифазний напівкерований випрямляч

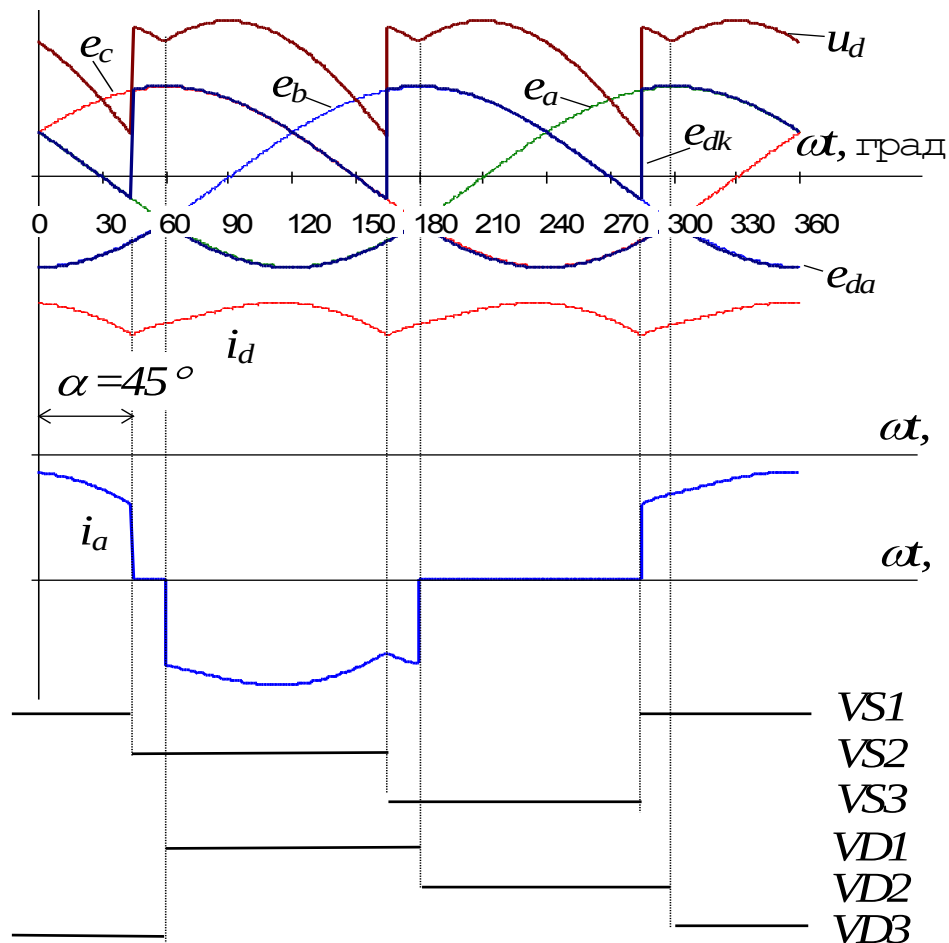


Рис.2.27. Процеси в трифазному напівкерованому випрямлячі при $\alpha \leq 60^\circ$

В усіх напівкерованих випрямлячах при RL -навантаженні паузи у струмі не виникають (при ERL -навантаженні така можливість з'являється). Всі вони мають удвічі менший зсув споживаного струму відносно живильної напруги, однак форма споживаного струму несиметрична, діапазон регулювання випрямленої напруги обмежений, а інверторний режим неможливий. Внаслідок цього напівкеровані випрямлячі використовують звичайно для живлення обмоток збудження, а також обмоток якоря у випадках недосить жорстких вимог до діапазону регулювання та в нереверсивних електроприводах.

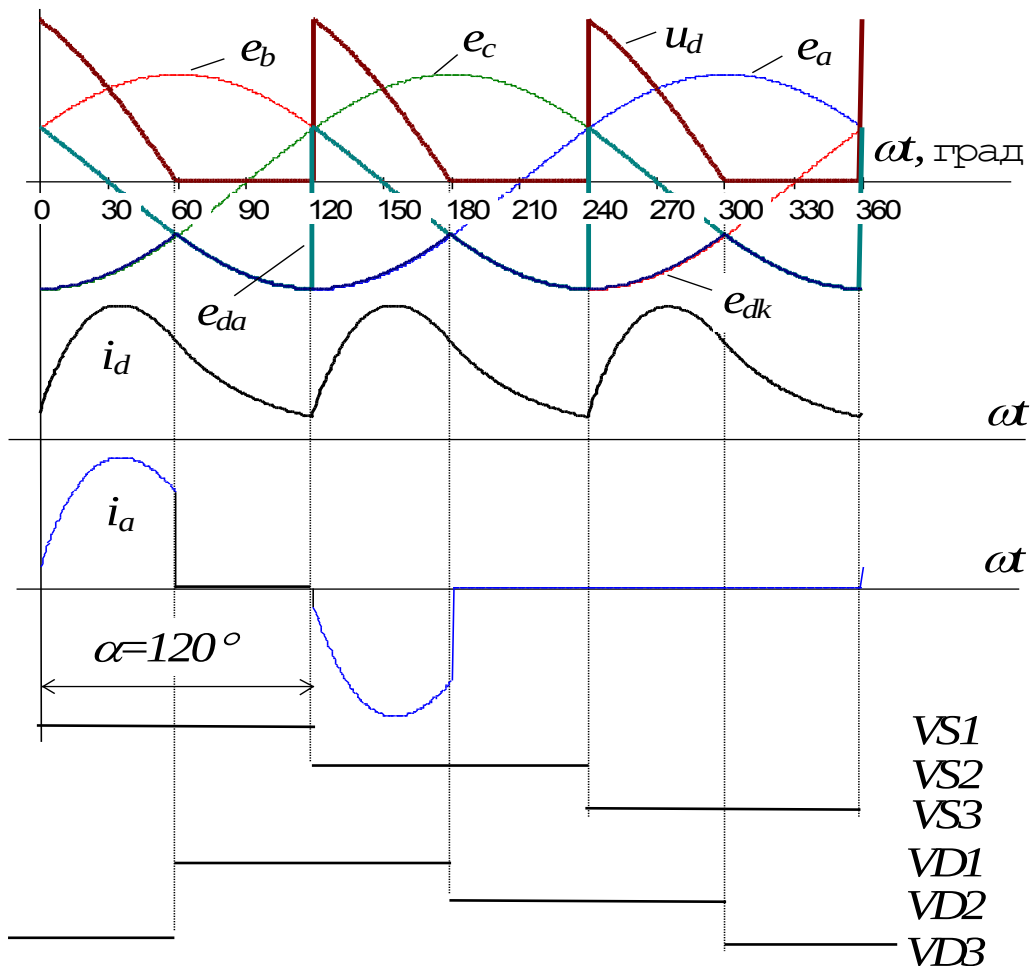


Рис.2.28. Процеси у трифазному напівкеруваному випрямлячі при $\alpha > 60^\circ$

2.6. Інверторний режим керованого випрямляча

В інверторному режимі енергія передається від навантаження через випрямляч до живильної мережі. Тому такий режим виникає тільки при наявності в складі навантаження джерела проти-ЕРС. Для зміни напрямку передачі енергії знаки середніх випрямлених напруги та струму повинні бути різними. Оскільки тиристори мають однобічну провідність, можлива зміна знака лише напруги. Для цього необхідно, щоб кут керування перевищував 90° . Щоб при негативній випрямленій нарузі протікання

струму взагалі мало місце, проти-ЕРС повинна бути протилежною за напрямком середній випрямленій напрузі (рис.2.29), а за модулем перевищувати її.

Таким чином, випрямляч переходить до інверторного режиму за таким умов:

- $\alpha > 90^\circ$;
- у складі навантаження є проти-ЕРС E , спрямована за випрямленим струмом;
- $|E| > |U_d|$.

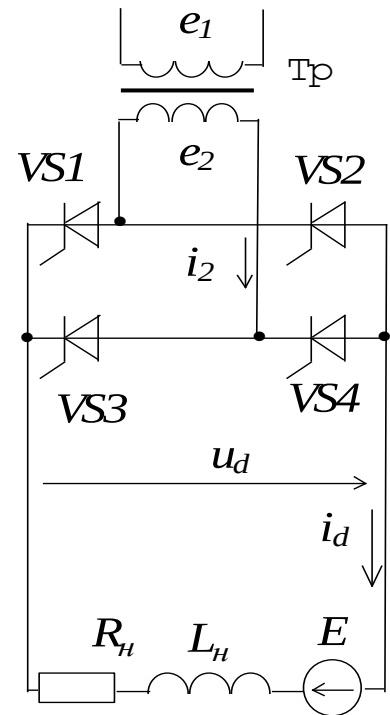


Рис.2.29

На рис.2.30 зображені діаграми напруг та струму при $\alpha = 120^\circ$ і $E = 0$. На рис.2.31, 2.32 – те ж саме за різних проти-ЕРС.

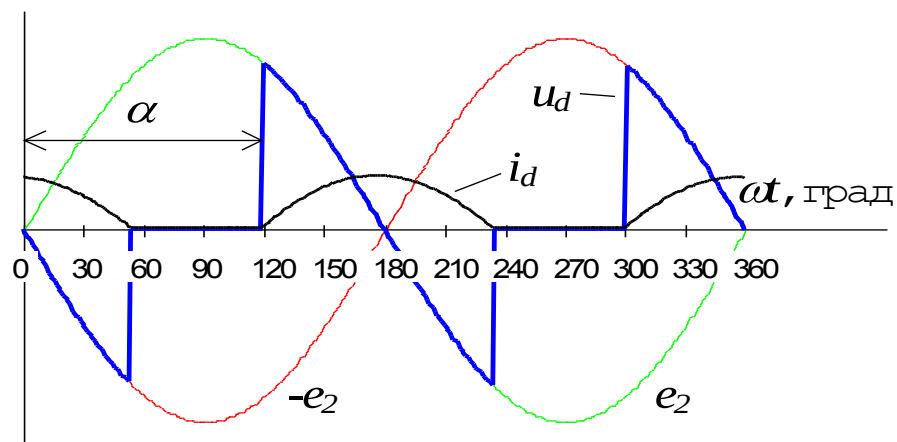


Рис.2.30. Процеси в схемі рис.2.29 при RL -навантаженні

Поява проти-ЕРС, ввімкненої згідно з напрямком струму, призводить до збільшення його середнього значення $I_d = \frac{U_d + E}{R_h}$ та тривалості протікання (див. рис. 2.31). Завдяки цьому середня випрямлена напруга стає

негативною, хоч і меншою за модулем від проти-ЕРС (на спад напруги в активному опорі).

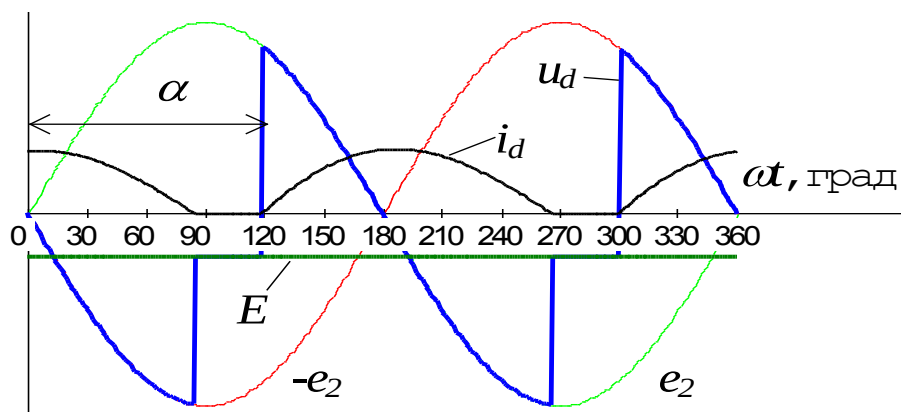


Рис.2.31. Процеси в інверторному режимі (переривистий струм)

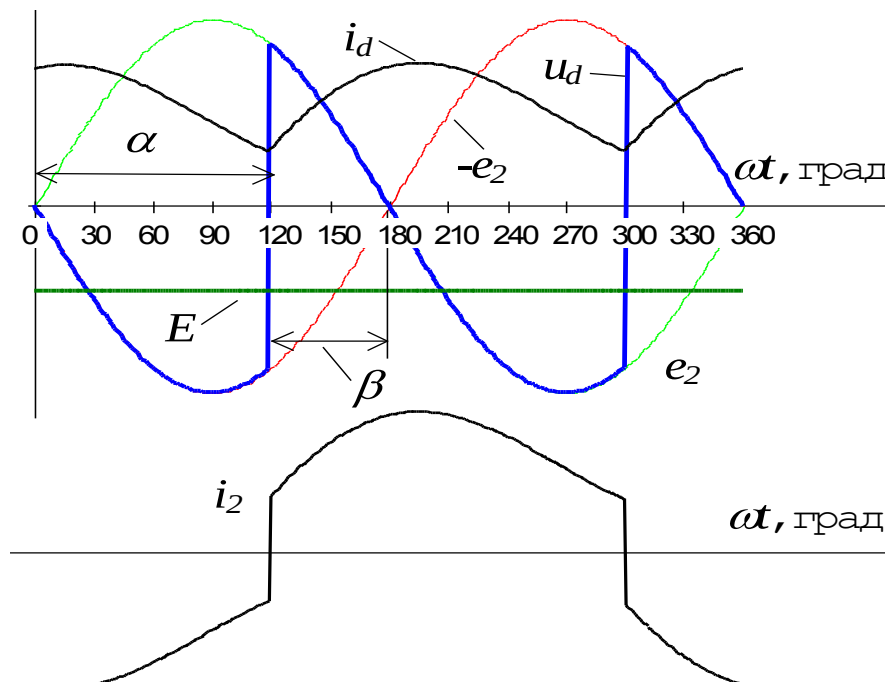


Рис.2.32. Процеси в інверторному режимі (безперервний струм)

Оскільки протягом усього інтервалу провідності напрямки струму та проти-ЕРС збігаються, енергія віддається від джерела проти-ЕРС до випрямляча та вторинної обмотки трансформатора і далі до живильної мережі. Якщо навантаженням випрямляча є машина постійного струму, за однакових напрямків струму та проти-ЕРС вона працює в рекуперитивному режимі. Подальше збільшення проти-ЕРС

сприяє зменшенню, а потім і взагалі зникненню безструмової паузи (рис.2.32). Якби не було проти-ЕРС, випрямлений струм при таких великих кутах керування швидко впав би до нуля, однак на інтервалі зростання струму відбувається передача додаткової енергії до індуктивності від джерела проти-ЕРС, що й сприяє зберіганню безперервного характеру струму. На інтервалі зниження струму енергія, отримана від джерела проти-ЕРС, передається до живильної мережі.

Слід зауважити, що в інверторному режимі зсув між споживаним випрямлячем струмом та ЕРС вторинної обмотки трансформатора більший за 90° (див. рис.2.32).

В інверторному режимі замість кута керування α часто використовується т.з. кут інвертування $\beta = 180^\circ - \alpha$ (див. рис.2.32).

На рис.2.33,2.34 зображені часові діаграми інверторного режиму в трифазній нульовій схемі для двох різних кутів керування.

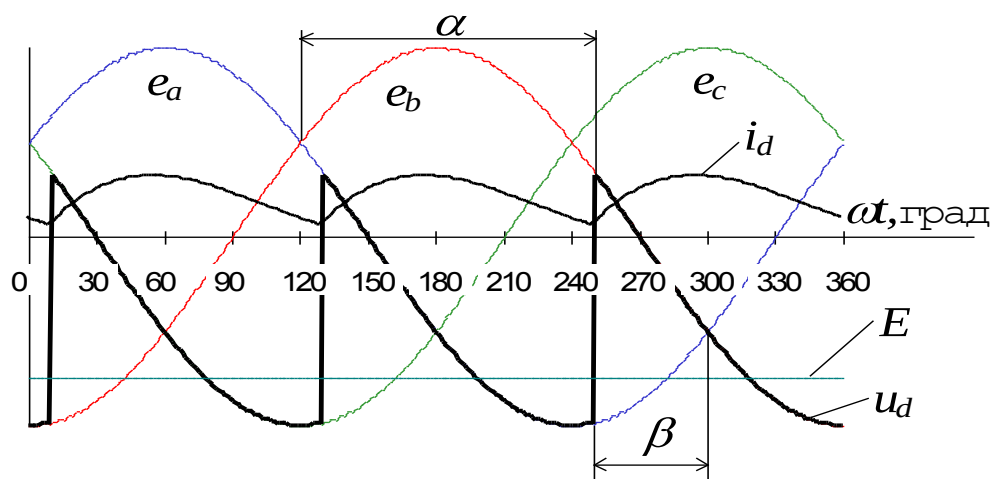


Рис.2.33. Процеси у трифазній нульовій схемі в інверторному режимі (безперервний струм)

Випрямляч, що працює в інверторному режимі, часто звуть залежним інвертором або інвертором, веденим мере-

жею, оскільки моменти комутації тиристорів визначаються формою напруги у живильній мережі.

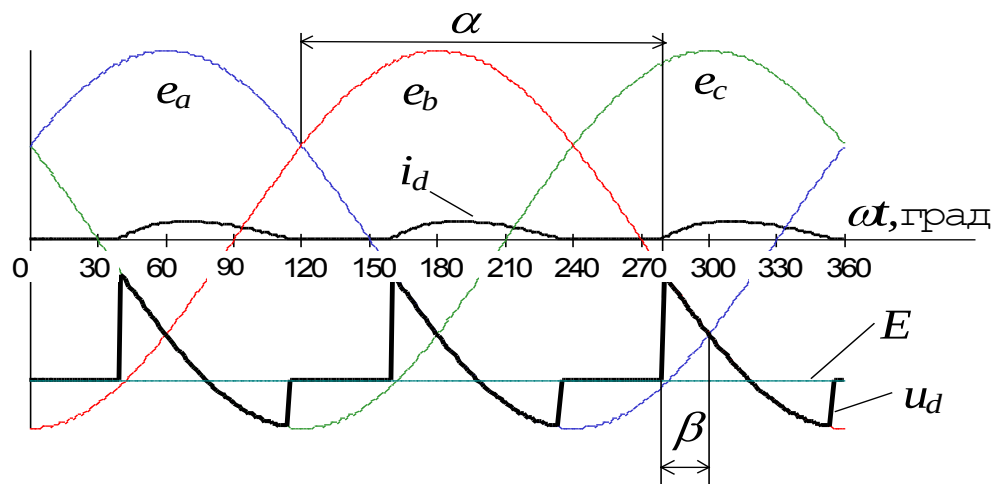


Рис.2.34. Процеси у трифазній нульовій схемі в інверторному режимі (переривистий струм)

Інверторний режим випрямляча широко використовується в автоматизованому електроприводі. Це дає можливість передати до мережі енергію, яка генерується електричною машиною під час її роботи у рекуперативному режимі.

2.7. Природна комутація в керованих випрямлячах

Раніше під час розгляду електромагнітних процесів у випрямлячах було зроблено припущення про відсутність індуктивності розсіювання живильного трансформатора. Тому процес комутації (перемикання) вентилів вважався миттєвим. Насправді внаслідок наявності індуктивності в контурі комутації струми тиристорів нездатні змінитися стрибком, тому на процес перемикання потрібен певний час.

Розглянемо процес комутації в однофазній мостовій та трифазній нульовій схемах, вважаючи, що індуктивність контура комутації $L_k \neq 0$, а індуктивність наванта-

ження $L_d \gg L_k$. Остання умова означає, що випрямлений струм безперервний і не має коливань. Активним опором контура комутації знехтуємо.

А. Однофазна мостова схема

Нехай на момент чергової комутації працювали тиристори $VS1$, $VS4$, а тиристори $VS2$, $VS3$ тільки що отримали керуючі імпульси. На цей момент часу ЕРС вторинної обмотки трансформатора вже встигла змінити свій знак на протилежний (див. рис. 2.35).

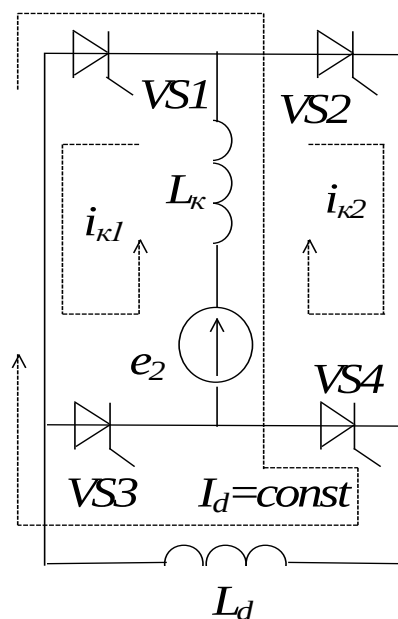


Рис.2.35. Конттури комутації

Одразу після відкриття тиристорів $VS2$, $VS3$ створюються два ідентичних короткозамкнених контури комутації: « $VS1$ – вторинна обмотка трансформатора – $VS3$ » та « $VS2$ – вторинна обмотка – $VS4$ ». Ці контури мають джерело ЕРС (e_2). Під впливом означеної ЕРС виникають струми комутації i_{k1} та i_{k2} . Тому цю ЕРС називають комутаційною ($e_k = e_2$). Темп зростання цих струмів обмежений тільки індуктивністю контура комутації ($L_k = L_a$):

$$\frac{di_{k1}}{dt} = \frac{di_{k2}}{dt} = \frac{e_k}{L_k}$$

і тому вони досить швидко збільшуються. Слід, однак, зауважити, що початкові значення ЕРС та похідної струму на початку комутації залежать від кута керування. Якщо випрямляч не має власного силового трансформатора та живиться безпосередньо від потужної мережі з малою

внутрішньою індуктивністю, для обмеження похідних комутаційних струмів та ЕРС самоіндукції в контурі комутації до кожної фази послідовно з випрямлячем вмикають додатковий комутаційний (струмообмежувальний) реактор.

Сумарний струм через $VS1, VS4$ завдяки появі комутаційних струмів зменшується, а через $VS2, VS3$ - зростає. У той момент, коли струм через $VS1, VS4$ впаде до нуля, тиристори закриваються, струм навантаження цілком переходить на $VS2, VS3$ і процес комутації закінчується. Оскільки в процесі комутації всі чотири тиристори відкриті, вторинна обмотка замкнена накоротко і вихідна напруга $u_d=0$ (див. рис. 2.36).

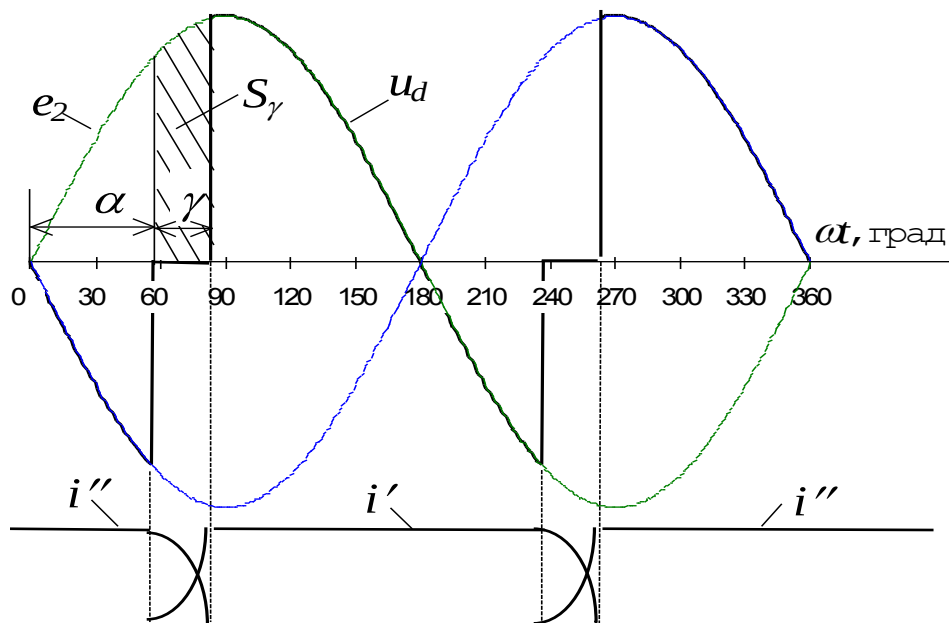


Рис.2.36. Процес комутації у випрямному режимі
однофазної мостової схеми

Явище одночасного відкритого стану тих тиристорів, що вмикаються, і тих, що вимикаються, зветься ефектом перекриття вентилів. Внаслідок ефекту перекриття в кривій миттєвої випрямленої напруги з'являються т.з.

комутаційні провали, а середня випрямлена напруга зменшується на величину комутаційного спаду напруги ΔU_γ . Цей спад зростає зі збільшенням тривалості γ процесу комутації. В інверторному режимі процес комутації проходить аналогічно, лише з тією різницею, що ефект перекриття призводить не до зниження, а до збільшення модуля середньої вихідної напруги (рис.2.37).

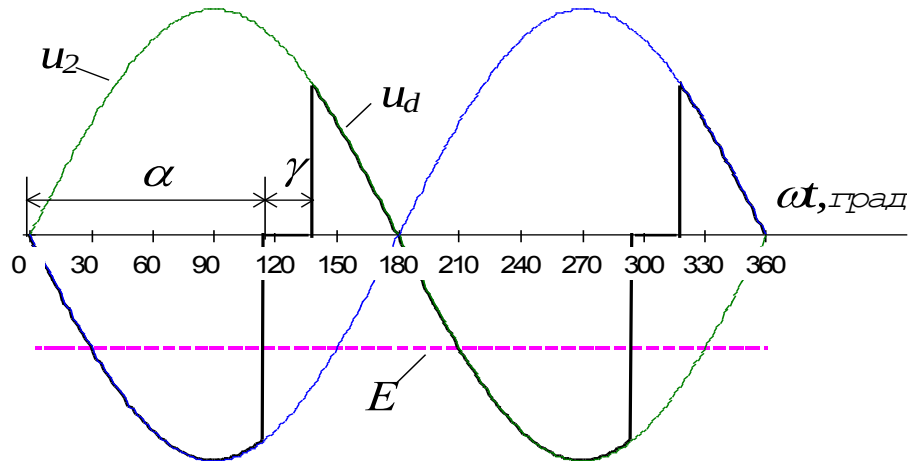


Рис.2.37. Процес комутації в інверторному режимі однофазної мостової схеми

Б. Трифазні схеми

На рис.2.38 зображена схема заміщення трифазної нульової схеми для періоду комутації. Розглянемо процес комутації з $VS1$ на $VS2$.

На момент закриття $VS2$ ЕРС e_a змінила знак або зменшилась настільки, що $e_b > e_a$. Тому напрямок струму в контурі комутації (до нього входять фази a та b , тиристори $VS1$ та $VS2$) визначається знаком e_b . Природна комутація відбувається під

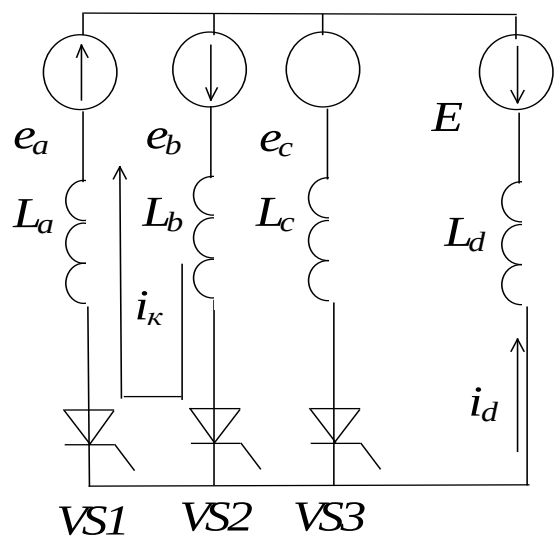


Рис.2.38. Контур комутації

впливом комутаційної ЕРС, у ролі якої виступає лінійна напруга $e_{ab} = e_b - e_a$, яка сприяє закриттю $VS1$ та відкриттю $VS2$. На інтервалі комутації, коли відкриті $VS1$ і $VS2$, до навантаження прикладена напруга $u_\gamma = (e_a + e_b)/2$ (рис.2.39).

Комутація в трифазній мостовій схемі відбувається цілком аналогічно, але вдвічі частіше.

Знайдемо тривалість процесу комутації.

На момент подачі на керуючий електрод $VS2$ імпульсу через $VS1$ ще тече струм навантаження I_d . Для закриття $VS1$ необхідно, щоб його струм упав до нуля. Оскільки в процесі комутації через $VS1$, крім струму навантаження, тече і комутаційний струм i_k , сумарний струм вентиля $VS1$ зменшиться до нуля, коли $i_k = I_d$.

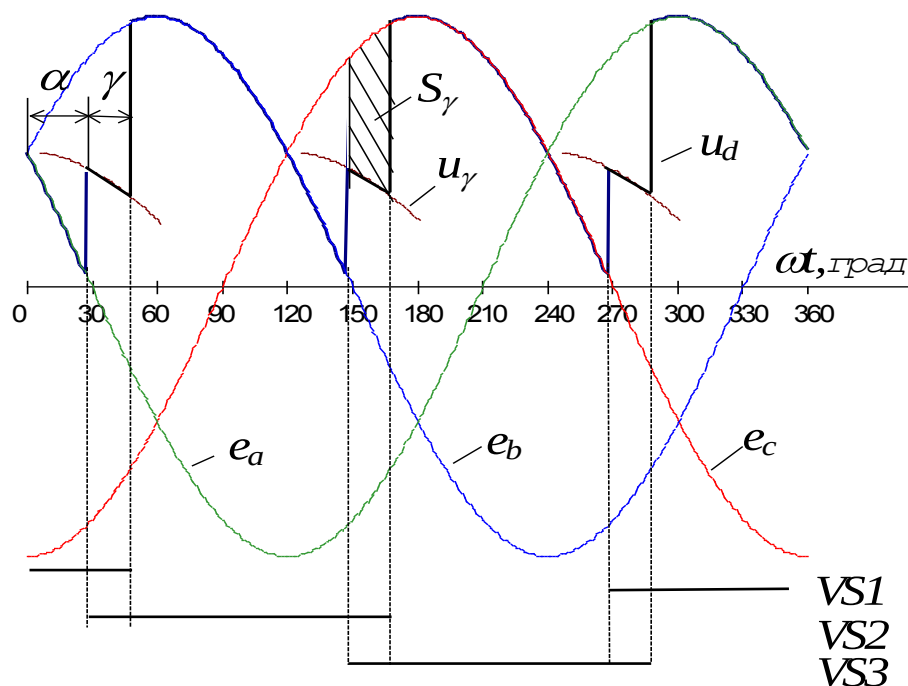


Рис.2.39. Процес комутації трифазної нульової схеми у випрямному режимі

Для контура комутації, якщо знехтувати активним опором фази:

$$e_k = L_k \frac{di_k}{dt},$$

де $e_k = E_{km} \sin \omega t$ – комутуюча ЕРС (для однофазної мостової схеми $E_{km} = E_{2m}$, а для трифазних $E_{km} = \sqrt{3}E_{2m}$); L_k – сумарна індуктивність контура комутації.

Звідси – сумарний комутаційний струм:

$$\begin{aligned} i_k = i_{k1} + i_{k2} &= \frac{1}{\omega L_k} \int_{\alpha}^{\alpha+\vartheta} e_k d\omega t = \frac{E_{km}}{\omega L_k} \int_{\alpha}^{\alpha+\vartheta} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{E_{km}}{\omega L_k} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\alpha+\vartheta} = \\ &= \frac{E_{km}}{\omega L_k} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \end{aligned}$$

Наприкінці процесу комутації $\vartheta = \gamma$, $i_k = 2I_d$. Врахувавши це, отримаємо тривалість процесу комутації:

$$\gamma = \arccos\left(\cos \alpha - \frac{2I_d \omega L_k}{E_{km}}\right) - \alpha \quad (2.4)$$

Як видно з останнього виразу, чим більший випрямлений струм та індуктивність трансформатора, тим триваліший процес комутації і тим більші комутаційний провал миттєвої випрямленої напруги та спад середньої випрямленої напруги, обумовлені ефектом перекриття вентилів.

На рис.2.40 зображена залежність кута комутації γ

від кута керування α для різних співвідношень $\frac{I_d \omega L_k}{E_{km}}$.

Характер кривих рис.2.40 можна пояснити таким чином.

Збільшення L_k або зменшення E_{km} викликає зниження похідної комутаційного струму $\frac{di_k}{dt} = \frac{e_k}{L_k}$. Тому час, потрібний комутаційному струму для досягнення рівня струму навантаження I_d і закриття тиристора, збільшується.

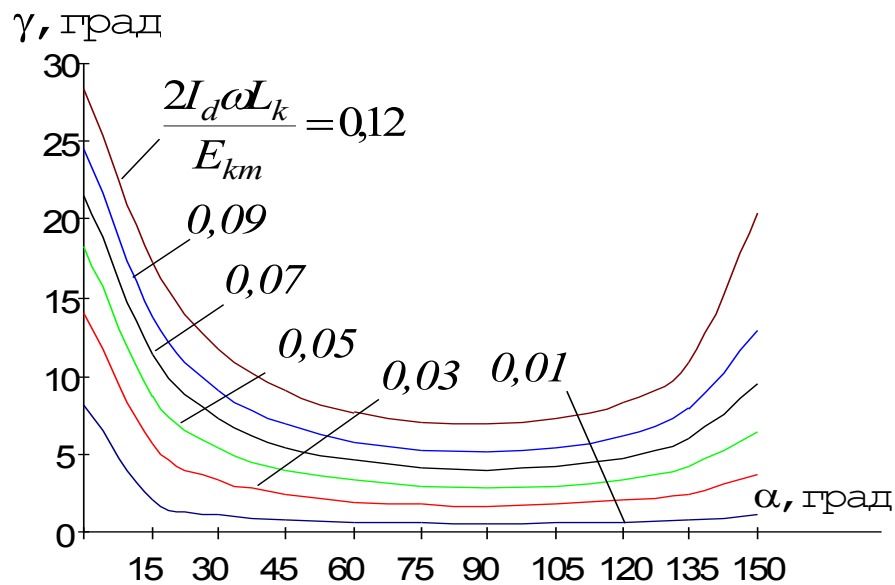


Рис.2.40. Тривалість процесу комутації

До такого ж результату призведе збільшення середнього випрямленого струму. Кут комутації γ має найменше значення при $\alpha=90^\circ$, бо в цьому випадку початкова похідна комутаційного струму найбільша: $\left(\frac{di_k}{dt}\right)_{\max} = \frac{E_{km}}{L_k}$.

2.8. Зовнішні характеристики випрямлячів

Зовнішньою характеристикою будь-якого джерела називають залежність його середньої вихідної напруги від середнього струму. Зовнішні характеристики (ЗХ) випрямлячів $U_d = f(I_d)$ розглядатимемо окремо для режимів безперервного та переривистого струмів, оскільки характер процесів у випрямлячі та форма ЗХ у цих режимах істотно різняться.

А. ЗХ у режимі безперервного струму

Вирішальний вплив на форму ЗХ при безперервному струмі мають комутаційні процеси. Як було з'ясовано раніше (див. п.2.7), процес природної комутації супроводжується провалами у кривій миттєвої випрямленої напруги

і, як наслідок, зменшенням її середнього значення. Спочатку активний опір контура комутації не враховуватимемо. Спад середньої напруги будемо оцінювати виходячи з площі комутаційних провалів. Ця площа обмежена синусоїдою живильної напруги та кривою миттєвої випрямленої напруги.

Однофазний мостовий випрямляч

Площа комутаційного провалу (див. рис.2.36)

$$S_{\gamma} = \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (e_2 - 0) d\vartheta = \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} e_{\kappa} d\vartheta = E_{2m} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)], \quad (2.5)$$

де $\vartheta = \omega t$ - поточний кут, який відраховується від точки природної комутації.

Рівняння напруг для контура комутації

$$e_{\kappa} = L_{\kappa} \frac{di_{\kappa}}{dt} = \omega L_{\kappa} \frac{di_{\kappa}}{d\vartheta},$$

де L_{κ} - індуктивність контуру комутації.

Звідси - поточний комутаційний струм:

$$i_{\kappa} = \frac{1}{\omega L_{\kappa}} \int_{\alpha}^{\alpha+\vartheta} e_{\kappa} d\vartheta = \frac{E_{\kappa m}}{\omega L_{\kappa}} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \vartheta)]. \quad (2.6)$$

Наприкінці процесу комутації (коли $\vartheta = \gamma$) цей струм повинен дорівнювати випрямленому

$$i_{\kappa} = \frac{E_{\kappa m}}{\omega L_{\kappa}} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = I_d,$$

$$\text{звідки } [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{I_d \omega L_{\kappa}}{E_{\kappa m}}.$$

Якщо підставити останній вираз до (2.5), отримаємо

$$S_{\gamma} = \frac{E_{2m} I_d \omega L_{\kappa}}{E_{\kappa m}} = I_d \omega L_{\kappa}.$$

Середній за напівперіод спад напруги (або спад від перекриття вентилів)

$$U_{\gamma} = \frac{S_{\gamma}}{\pi} = \frac{\omega L_{\kappa}}{\pi} I_d.$$

Середню випрямлену напругу знайдемо як різницю між середньою випрямленою ЕРС та комутаційним спадом напруги

$$U_d = E_d - U_{\gamma} = E_{d0} \cos \alpha - \frac{\omega L_{\kappa}}{\pi} I_d = E_{d0} \cos \alpha - I_d R_n.$$

Отож спад напруги, обумовлений комутацією, пропорційний середньому випрямленому струму. Коефіцієнт

$R_n = \frac{\omega L_{\kappa}}{\pi}$ називають опором від перекриття. Поява цього

фіктивного опору зменшує вихідну напругу, як дійсно активний опір, але не викликає втрат активної енергії й не впливає на ККД випрямляча.

Трифазний нульовий випрямляч

Площа комутаційного провалу на інтервалі комутації з фази A на B (див. рис.2.39):

$$\begin{aligned} S_{\gamma} &= \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (e_b - u_{\gamma}) d\vartheta = \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left(e_b - \frac{e_a + e_b}{2} \right) d\vartheta = \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left(\frac{e_b - e_a}{2} \right) d\vartheta = \\ &= \frac{1}{2} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} e_{\kappa} d\vartheta = \frac{\sqrt{3} E_{2\phi m}}{2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]. \end{aligned}$$

Як і раніше, кут ϑ відраховується від точки природної комутації.

Середній спад напруги, зумовлений комутацією:

$$U_{\gamma} = \frac{3}{2\pi} S_{\gamma} = \frac{3\sqrt{3} E_{2\phi m}}{4\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)].$$

З урахуванням виразу для комутаційного струму (2.6) отримаємо

$$U_{\gamma} = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} E_{2m} I_d \frac{\omega L_{\kappa}}{E_{\kappa m}} = \frac{3\omega L_T}{2\pi} I_d = I_d R_n,$$

де $L_T = L_{\kappa}/2$ - індуктивність фази трансформатора, зведена до вторинної обмотки.

Опір від перекриття для p -пульсного випрямляча

$$R_n = \frac{p\omega L_2}{2\pi}.$$

Якщо врахувати внутрішній активний опір випрямляча, його зовнішня характеристика в зоні безперервного струму матиме вигляд прямої лінії:

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha - I_d (R_{вн} + R_n), \quad (2.7)$$

де $R_{вн}$ - внутрішній активний опір випрямляча (дорівнює сумарному активному опору трансформатора R_T для однофазної мостової і трифазної нульової схем та $2R_T$ - для трифазної мостової).

Активний фазний опір трансформатора, зведений до вторинної обмотки, можна розрахувати, як

$$R_T = R_2 + R_1 k_T = R_{\kappa} = \frac{\Delta P_{\kappa 3}}{m I_{1H}^2},$$

а його індуктивний опір

$$x_T = x_2 + x_1 k_T = x_{\kappa} = \frac{u_{\kappa \%} U_{1\phi H}}{100 I_{1H} k_T^2},$$

де $\Delta P_{\kappa 3}$ - потужність втрат короткого замикання трансформатора, Вт; $u_{\kappa \%}$ - напруга короткого замикання, %; I_{1H} - номінальний первинний струм; $k_T = U_{1H}/U_{2H}$ - коефіцієнт трансформації (див. довідники).

У потужних випрямлячах, де можливе послідовне з'єднання тиристорів, при розрахунках зовнішніх характеристик слід враховувати також пороговий спад напруги в тиристорах $U_{пор}$ та їх динамічний опір (див. п.1.2).

Таким чином, ЗХ випрямляча у режимі безперервного струму – це пряма лінія, яка падає зі збільшенням струму.

Б. ЗХ у режимі переривистого струму

Специфіка режиму переривистого струму – наявність пауз у струмі, протягом яких напруга від випрямляча до його навантаження не прикладається. Це неминуче впливає на форму ЗХ.

Розглянемо математичну модель зовнішніх характеристик на прикладі трифазного нульового випрямляча, який працює на проти-ЕРС. Для спрощення аналізу вважатимемо активний опір навантаження $R_H = 0$. Внаслідок цього електромагнітні процеси у випрямлячі описуються диференціальним рівнянням

$$e = E + L_n \frac{di_d}{dt},$$

де e – ЕРС фази вторинної обмотки трансформатора, яка через відкритий тиристор ввімкнена до навантаження.

Початок відліку осі абсцис відповідає моменту відкриття тиристора фази B (рис.2.41). Тому ЕРС фази B трансформатора описується виразом

$$e = E_{2\phi m} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha\right),$$

де $\vartheta = \omega t$ – поточна фаза.

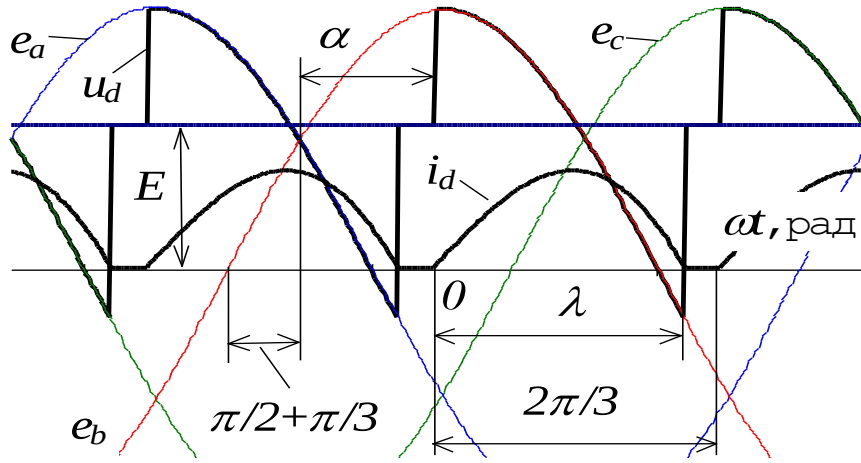


Рис.2.41. Процеси в трифазному нульовому випрямлячі в режимі переривистих струмів

Оскільки в режимі переривистого струму струм завжди розпочинається з нуля, його поточне значення дорівнює приросту

$$\begin{aligned}
 i_d &= \Delta i = \frac{1}{L_H} \int_0^t (e - E) dt = \frac{1}{\omega L_H} \int_0^{\vartheta} (e - E) d\vartheta = \\
 &= \frac{1}{\omega L_H} \int_0^{\vartheta} \left[E_{2\phi m} \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - E \right] d\vartheta = \\
 &= \frac{E_{2\phi m}}{\omega L_H} \left[-\cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]_0^{\vartheta} - \frac{E \vartheta}{\omega L_H} = \\
 &= \frac{E_{2\phi m}}{\omega L_H} \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] - \frac{E \vartheta}{\omega L_H} = \\
 &= \frac{E_{2\phi m}}{\omega L_H} \left[\sin\left(\vartheta + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] - \frac{E \vartheta}{\omega L_H}. \quad (2.8)
 \end{aligned}$$

Після закінчення імпульсу струму $i=0$, а $\vartheta=\lambda$.
Тому з останнього виразу маємо

$$\frac{E_{2\phi m}}{\omega L_H} \left[\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] = \frac{E \lambda}{\omega L_H},$$

звідки

$$E = \frac{E_{2\phi m}}{\lambda} \left[\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right].$$

Оскільки активний опір навантаження відсутній, середня випрямлена напруга завжди дорівнює проти-ЕРС:

$$U_d = E = \frac{E_{2\phi m}}{\lambda} \left[\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right]. \quad (2.9)$$

Враховуючи це, отримаємо остаточний вираз для поточного струму як функції часу

$$\begin{aligned} i_d = & \frac{E_{2\phi m}}{\omega L_H} \left[\sin\left(\vartheta + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] - \\ & - \frac{E_{2\phi m} \vartheta}{\lambda \omega L_H} \left[\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right]. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Середній випрямлений струм отримаємо як інтеграл поточного струму

$$\begin{aligned} I_d = & \frac{3}{2\pi} \int_0^\lambda i_d d\vartheta = \frac{3E_{2\phi m}}{2\pi\omega L_H} \int_0^\lambda \sin\left(\vartheta + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) d\vartheta - \frac{3E_{2\phi m}}{2\pi\omega L_H} \int_0^\lambda \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) d\vartheta - \\ & - \frac{3E_{2\phi m}}{2\pi\omega L_H \lambda} \int_0^\lambda \left[\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] \vartheta d\vartheta = \\ & = \frac{3E_{2\phi m}}{2\pi\omega L_H} \left[-\cos\left(\vartheta + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right]_0^\lambda - \frac{3E_m \lambda}{2\pi\omega L_H} \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \\ & - \frac{3E_{2\phi m}}{2\pi\omega L_H \lambda} \left[\sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] \frac{\lambda^2}{2} = \\ & = \frac{3E_{2\phi m}}{2\pi\omega L_H} \left\{ \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \right. \\ & \left. - \frac{\lambda}{2} \left[\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) + \sin\left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] \right\}. \end{aligned}$$

Використавши формули для сум синусів та косинусів, остаточно матимемо

$$I_d = \frac{3E_{2\phi m}}{\pi\omega L_H} \sin \frac{\lambda}{2} \left(1 - \frac{\lambda}{2} \operatorname{ctg} \frac{\lambda}{2}\right) \sin \left(\alpha + \frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{3}\right). \quad (2.11)$$

Рівняння (2.9) та (2.11) у неявному вигляді становлять собою зовнішню характеристику випрямляча у режимі переривистого струму. Для розрахунку ЗХ необхідно, задаючись конкретним кутом керування, змінювати параметр λ і знаходити відповідні їй середні струм та напругу за формулами (2.9) та (2.11).

У режимі гранично-безперервного струму тривалість імпульсу струму $\lambda = \frac{2\pi}{3}$. Тому середнє значення струму

$$\begin{aligned} I_d = I_{cp} &= \frac{3E_{2\phi m}}{\pi\omega L_H} \sin \frac{\pi}{3} \left(1 - \frac{\pi}{3} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{3}\right) \sin \left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) = \\ &= \frac{E_{d0}}{\omega L_H} \left(1 - \frac{\pi}{3} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{3}\right) \sin \alpha. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Оскільки паузи у струмі поки що відсутні, середня випрямлена напруга

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha. \quad (2.13)$$

Такий же результат можна отримати, якщо у рівнянні

$$(2.9) \text{ покласти } \lambda = \frac{2\pi}{3}.$$

Рівняння (2.12) і (2.13) задають граничну лінію поміж ЗХ у режимах переривистого та безперервного стру-

мів у вигляді еліпса з півосями E_{d0} та $\frac{E_{d0}}{\omega L_H} \left(1 - \frac{\pi}{3} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{3}\right)$

(лінія 1 на рис.2.42).

Як видно з рис.2.42, в області переривистого струму ЗХ нелінійні, причому їх нахил тим більший, чим менший випрямлений струм. Коли струм безперервний, ЗХ - прямі лінії, які описуються рівнянням (2.7). У нижній частині рис.2.42 розташовані ЗХ для інверторного режиму ($\alpha > 90^\circ$).

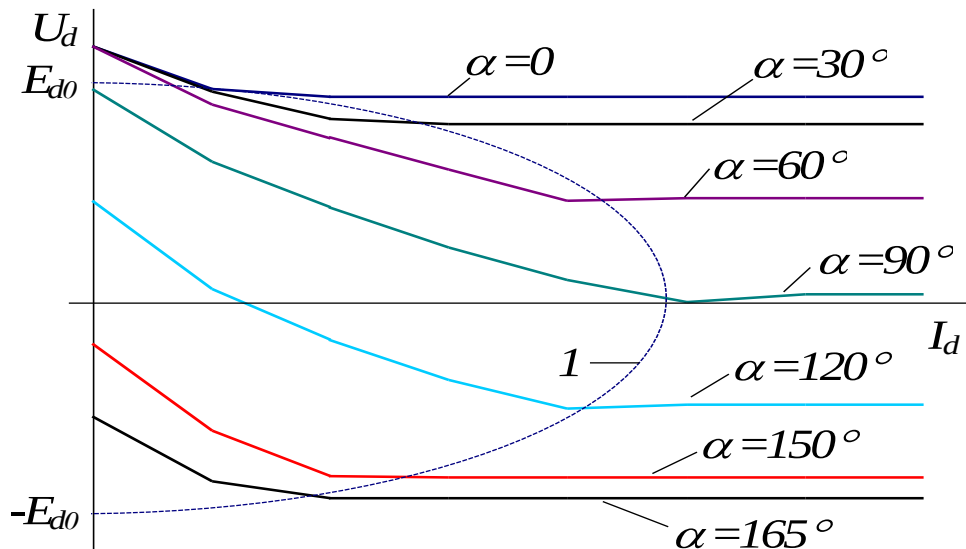


Рис.2.42. Зовнішні характеристики випрямлячів

Нелінійність ЗХ можна пояснити так.

На рис.2.43 наведені діаграми напруг та струму для того ж кута керування, що і на рис.2.41, але через дещо меншу проти-ЕРС струм гранично безперервний.

У зв'язку з тим, що під час паузи у струмі напруга на навантаженні дорівнює проти-ЕРС, середня випрямлена напруга на рис.2.41 помітно більша, ніж на рис.2.43. Лінійність ЗХ порушується. Це еквівалентно збільшенню внутрішнього опору випрямляча. Під час живлення від випрямляча двигуна постійного струму як наслідок нелінійності ЗХ - нелінійність механічних характеристик двигуна та ускладнення проблеми стабілізації його швидкості.

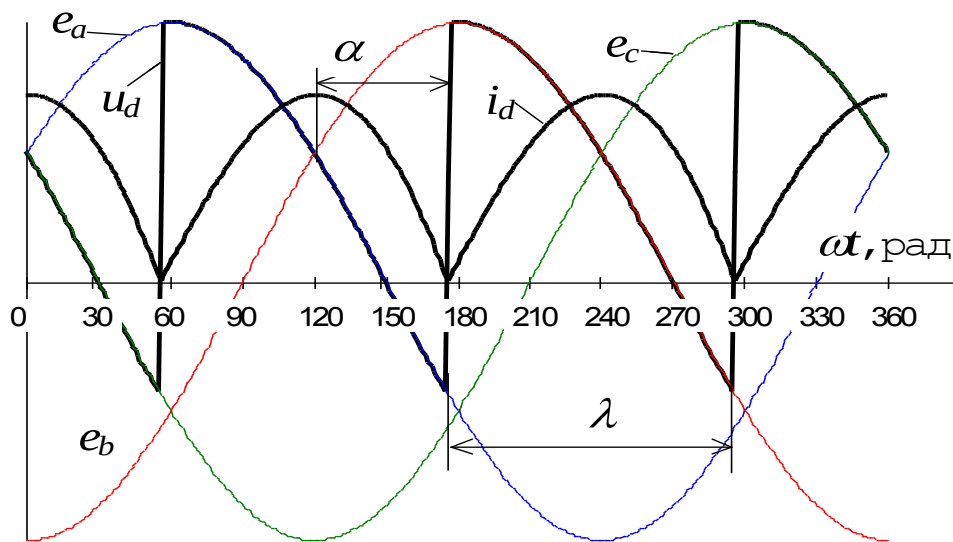


Рис.2.43. Процеси в трифазному нульовому випрямлячі в режимі гранично-безперервних струмів

2.9. Регульовальні характеристики керованих випрямлячів

Регульовальними характеристиками (РХ) керованого випрямляча називають залежність середньої випрямленої напруги від кута керування або вхідної (задавальної) напруги СІФК. Розглядаючи РХ, знехтуємо активним та індуктивним опорами живильного трансформатора. Це означатиме, що внутрішній спад напруги у випрямлячі відсутній, а замість випрямленої напруги скористаймося поняттям випрямленої ЕРС. Спочатку розглянемо РХ у режимі безперервного струму, де їх вигляд не залежить від характеру навантаження.

А. РХ в режимі безперервного струму

На рис.2.44 зображена діаграма випрямленої напруги однофазної мостової схеми при безперервному струмі.

Середня випрямлена напруга отримується як інтеграл від миттєвої випрямленої напруги на інтервалі 180° . Якщо відлік часу розпочинати від моменту, коли вторинна напруга трансформатора u_2 має максимум, то

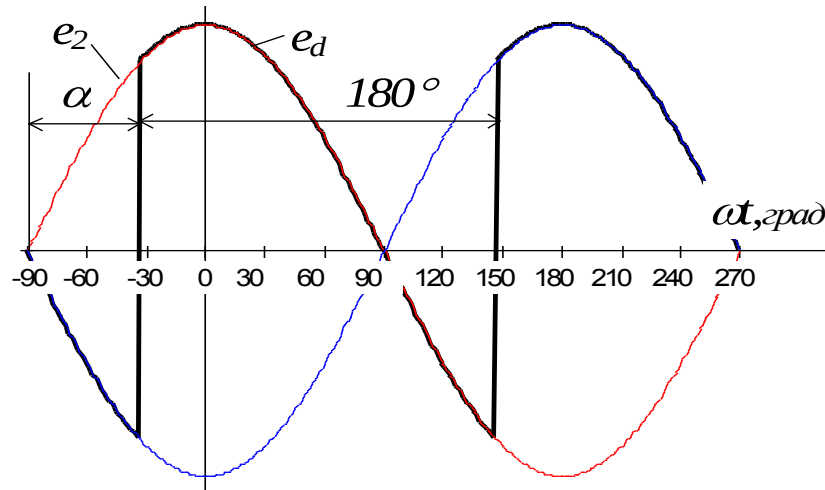


Рис.2.44. Випрямлена напруга в однофазній мостовій схемі при безперервному струмі

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2+\alpha}^{\pi/2+\alpha} e_2 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2+\alpha}^{\pi/2+\alpha} E_{2m} \cos \omega t d\omega t =$$

$$= \frac{E_{2m}}{\pi} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \right] = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha = E_{d0} \cos \alpha ,$$

де $E_{d0} = 2E_{2m}/\pi$ - середня випрямлена ЕРС при $\alpha=0$.

На рис.2.45 зображені діаграми напруг при безперервному струмі для трифазної схеми зі спільною точкою.

Отримаємо середню випрямлену напругу на інтервалі провідності тиристора фази **B**:

$$E_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha} e_b d\omega t = \frac{3E_{\phi m}}{2\pi} \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha} \cos \omega t d\omega t =$$

$$= \frac{3E_{\phi m}}{2\pi} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] = \frac{3E_{\phi m}}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha = E_{d0} \cos \alpha ,$$

$$\text{де } E_{d0} = \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} E_{\phi m} .$$

Для p -пульсної схеми

$$E_{d0} = \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} E_{km} ,$$

де E_{km} - амплітуда комутуючої ЕРС (для нульових схем - фазна напруга, а для мостових - лінійна).

При $p \rightarrow \infty$ $E_{d0} \rightarrow E_{km}$.

Як бачимо, РХ у режимі безперервного струму - ко-
синусоїда

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha. \quad (2.14)$$

Б. РХ при активному навантаженні

В однофазній мостовій схемі при кутах $\alpha > 0$ струм має переривистий характер. Протягом безструмової паузи напруга до навантаження не прикладається (рис.2.46).

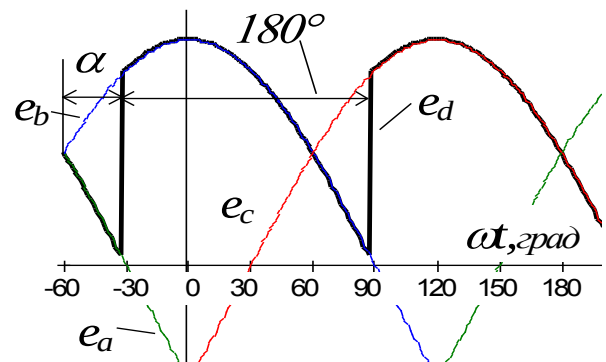


Рис.2.45. Випрямлена напруга у трифазній нульовій схемі при безперервному струмі

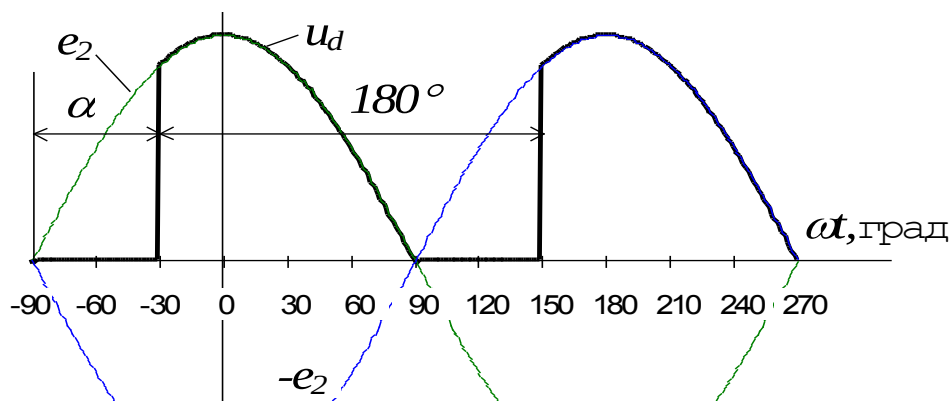


Рис.2.46. Випрямлена напруга в однофазній мостовій схемі при R -навантаженні та переривистому струмі

Для знаходження середньої напруги достатньо проінтегрувати криву e_2 на інтервалі від $-\frac{\pi}{2} + \alpha$ до $\frac{\pi}{2}$:

$$E_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2+\alpha}^{\pi/2} e_2 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2+\alpha}^{\pi/2} E_{2m} \cos \omega t d\omega t = \frac{E_{2m}}{\pi} [\sin \omega t]_{-\pi/2+\alpha}^{\pi/2} =$$

$$= \frac{E_{2m}}{\pi} \left[\sin \frac{\pi}{2} - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right] = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) = E_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (2.15)$$

Вираз (2.15) описує регульовальну характеристику однофазного випрямляча в режимі переривистого струму.

У трифазній нульовій схемі при кутах $\alpha < 30^\circ$ струм безперервний, і РХ проходить за (2.14). При більших кутах виникають паузи струму (рис.2.47). Середню випрямлену напругу знайдемо, інтегруючи живильну напругу фази B на інтервалі $-\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6} + \alpha < \omega t < \frac{\pi}{2}$:

$$E_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/2} E_{2m} \cos \omega t d\omega t = \frac{3E_{2m}}{2\pi} \left[\sin \frac{\pi}{2} - \sin \left(-\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] =$$

$$\frac{3E_{2m}}{2\pi} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] = E_{d0} \frac{1 + \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha \right)}{2 \sin \frac{\pi}{3}}. \quad (2.16)$$

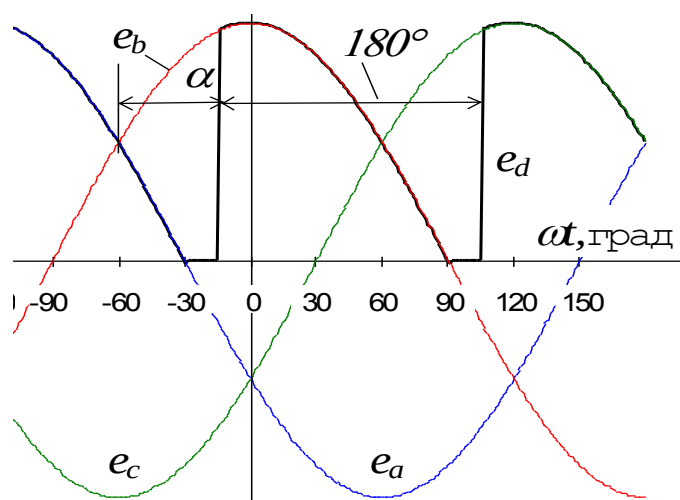


Рис.2.47. Випрямлена напруга в трифазній нульовій схемі при R -навантаженні та переривистому струмі

Якщо узагальнити отримані результати на випадок p -пульсного випрямляча, отримаємо РХ у режимі переривистого струму при активному навантаженні:

$$E_d = \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha\right)}{2 \sin \frac{\pi}{p}} E_{d0}, \quad (2.17)$$

де p – пульсність випрямляча.

Лінія (2.17) торкається лінії косинусоїди (2.14) у точці, яка відповідає гранично-безперервному режиму (при $\alpha_{2R} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$). На рис.2.48 зображені РХ для безперервного режиму та для п'яти значень p . При малих кутах керування струм безперервний, при $\alpha > \alpha_{2R}$ – переривистий.

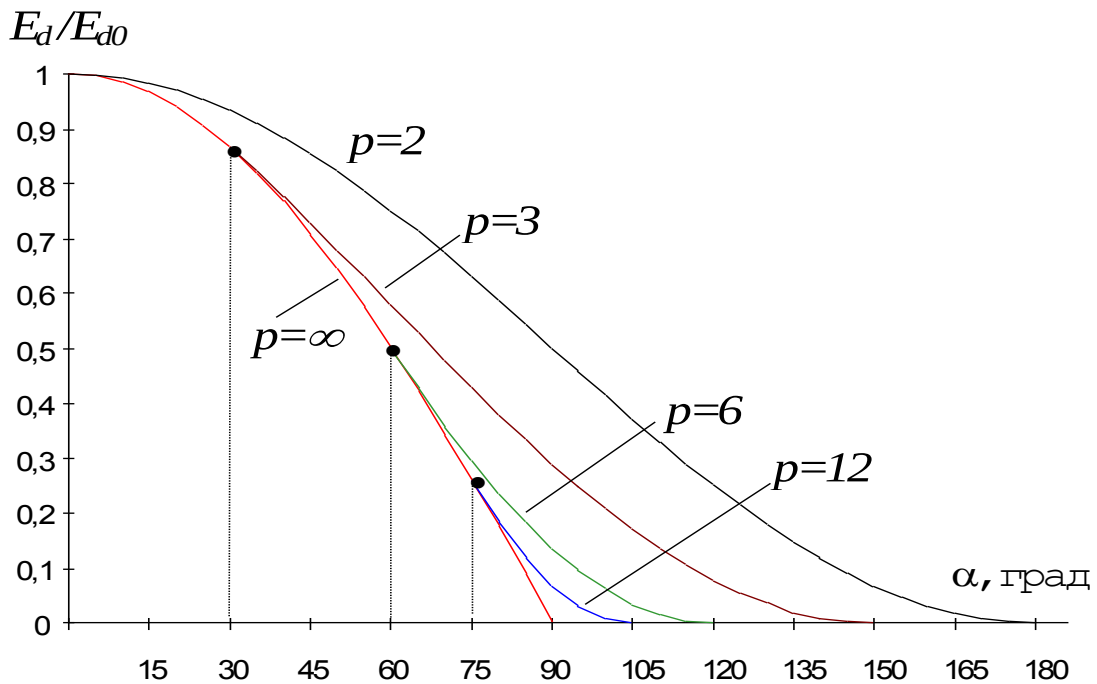


Рис.2.48. Регульовальні характеристики при активному навантаженні

Як видно, зі збільшенням пульсності α_{2R} зростає, зона безперервного струму розширюється, а регульовальна характеристика наближається до косинусоїди (2.14).

В. РХ при активно-індуктивному навантаженні

На рис.2.49 зображені регульовальні характеристики однофазного мостового випрямляча ($p=2$) при активно-індуктивному навантаженні для різних індуктивностей навантаження.

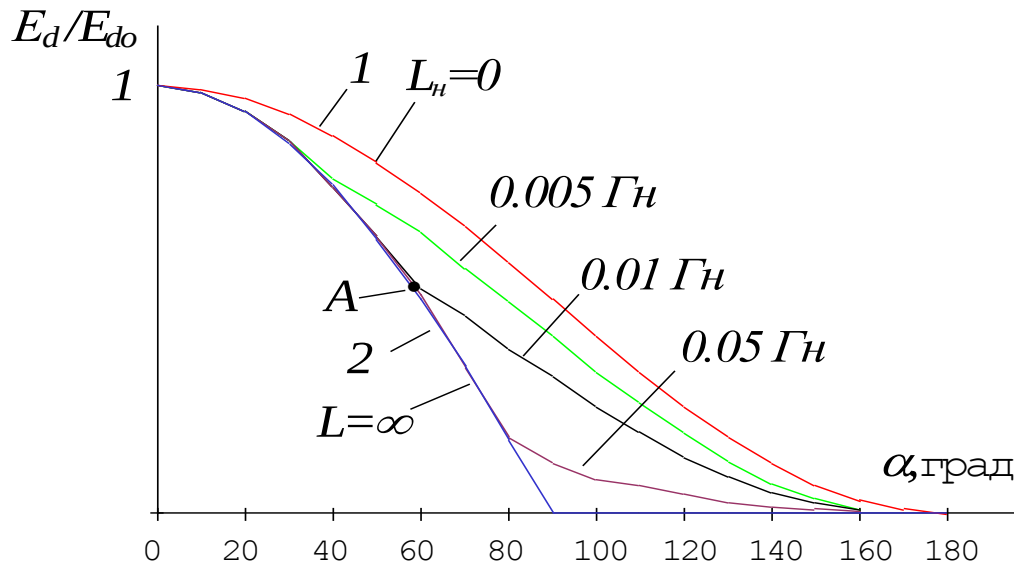


Рис.2.49. Регульовальні характеристики при активно-індуктивному навантаженні

Із збільшенням кута керування від нуля струм спочатку безперервний, і робоча точка переміщується вздовж лінії 2. Подальше зростання кута керування призводить до гранично-безперервного режиму (т.А для індуктивності $L_n=0,01$ Гн). При ще більших кутах виникає безструмова пауза, завдяки чому середня випрямлена напруга більша, ніж могла б бути при безперервному струмі. Чим більша індуктивність, тим при більших кутах виникає переривистий струм і тим нижчою на лінії 2 буде точка граничного режиму. Всі РХ лежать між лініями 1 (суто активне навантаження) та 2 (суто індуктивне).

Г. РХ при роботі на проти-ЕРС

Проаналізуємо РХ на прикладі найпростішої з багатофазних схем – трифазної нульової. Спочатку розглянемо РХ для ідеалізованого випадку – при роботі випрямляча на проти-ЕРС та індуктивність (активним опором навантаження знехтуємо).

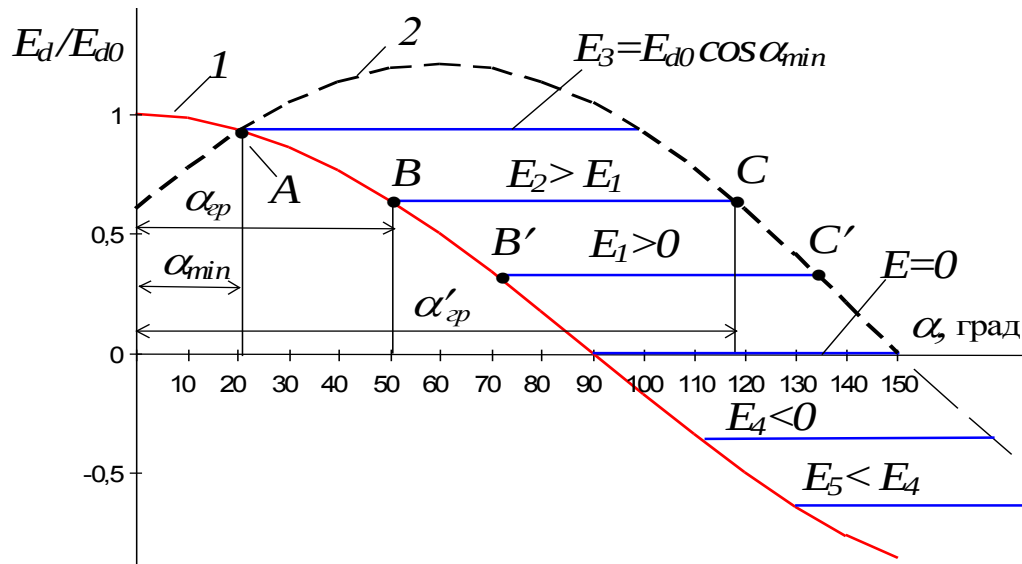


Рис.2.50. Регулювальні характеристики
з EL -навантаженням

Хай проти-ЕРС незмінна та дорівнює деякій E_2 . Спочатку, поки струм безперервний, випрямлена ЕРС змінюється за рівнянням (2.14) та лінією 1 на рис. 2.50. Збільшення кута керування від мінімально можливого для роботи на проти-ЕРС (т.А) призводить зрештою до виникнення гранично-безперервного струму (т.В). Діаграма напруг та струмів для цього випадку наведена на рис.2.51. Збільшення α викликає появу пауз у струмі, змінює форму миттєвої випрямленої напруги, але не змінює її середнього значення (див. рис.2.52). Останнє явище пояснюється відсутністю спаду напруги в активному опорі. Тому випрямлена ЕРС у режимі переривистого струму завжди дорівнює проти-ЕРС.

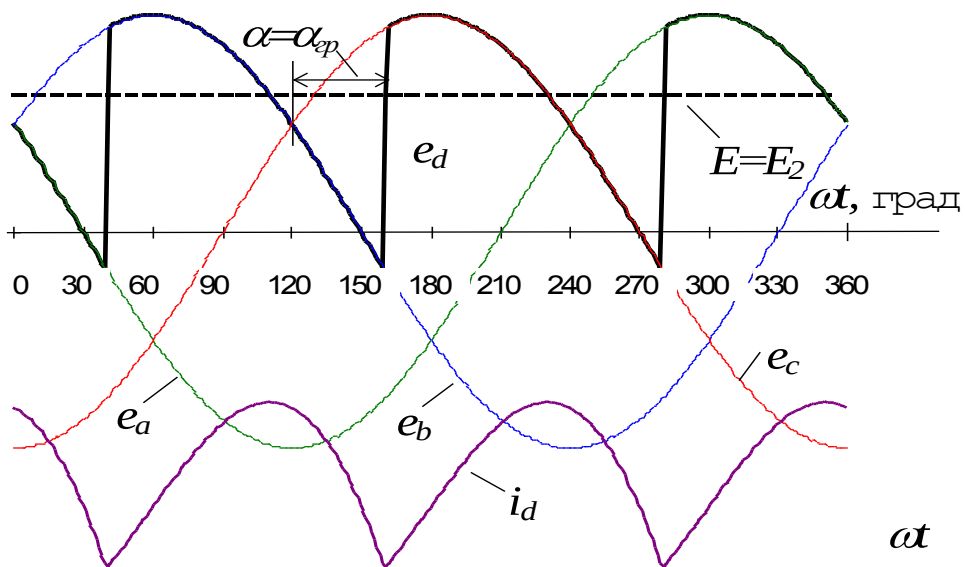


Рис.2.51. Гранично-безпервний режим
з EL -навантаженням

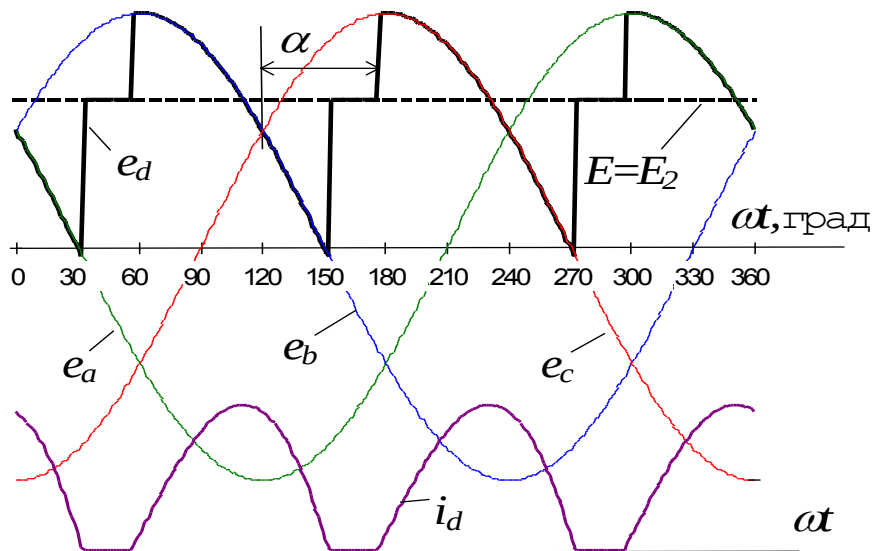


Рис.2.52. Режим переривистого струму з EL -навантаженням

Подальше збільшення α (рис.2.53) зменшує середній струм і пересуває робочу точку РХ ближче до т.С (рис. 2.50). У т.С керуючий імпульс формується тоді, коли миттєва ЕРС фази трансформатора дорівнює проти-ЕРС ($\alpha = \alpha'_{\text{тр}}$ на рис.2.53). За таких умов відкриття тиристора неможливе, і струм відсутній. Т. С - гранична точка РХ при $E = E_2$. Геометричне місце точок, де струм зникає, - гранична лінія 2, рівняння якої

$$E_{cp} = E_{2m} \sin(\pi/6 + \alpha).$$

Для p -пульсного випрямляча

$$E_{cp} = E_{2m} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha\right).$$

Якщо $E > E_3 = E_{d0} \cos \alpha_{\min}$, робота випрямляча без пауз у струмі взагалі неможлива.

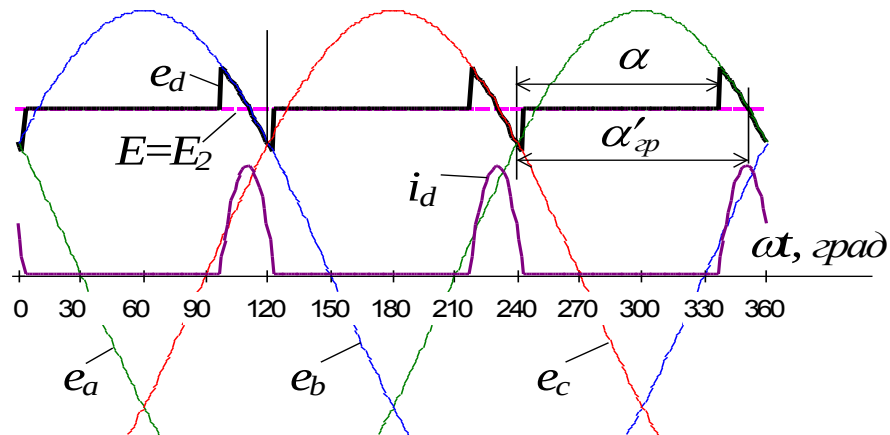


Рис.2.53. Режим переривистого струму при

EL -навантаженні та збільшеному куті керування

Зі зменшенням проти-ЕРС переривистий струм з'являється при більших кутах керування (т. B' рис.2.50). Регульовальною характеристикою в цьому випадку буде лінія $AB'C'$. Якщо проти-ЕРС відсутня (індуктивне навантаження), РХ для режиму переривистого струму проходить по осі абсцис. Подібний вигляд мають РХ і в інверторному режимі, коли $\alpha > 90^\circ$ та $E < 0$.

Для врахування впливу активного опору навантаження на вид РХ порівняємо діаграми напруг та струмів при однакових кутах керування та проти-ЕРС (на рис.2.50 $R=0$, на рис.2.54 $R>0$).

Внаслідок спаду напруги в активному опорі індуктивні елементи отримують меншу кількість енергії під час збільшення струму і нездатні підтримувати струм на

інтервалі його падіння так довго, як при $R=0$. Тому струм встигає впасти до нуля ще до відкриття чергового тиристора. З тим же кутом керування середня випрямлена ЕРС дещо більша, ніж при EL -навантаженні.

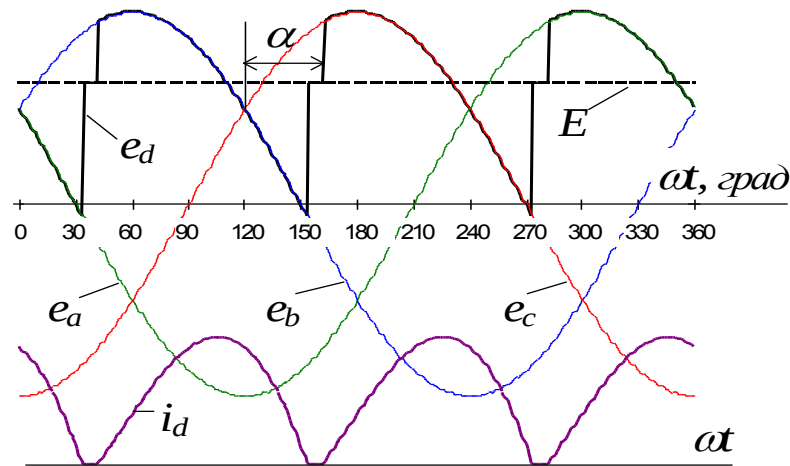


Рис.2.54. Режим переривистого струму
з ERL -навантаженням

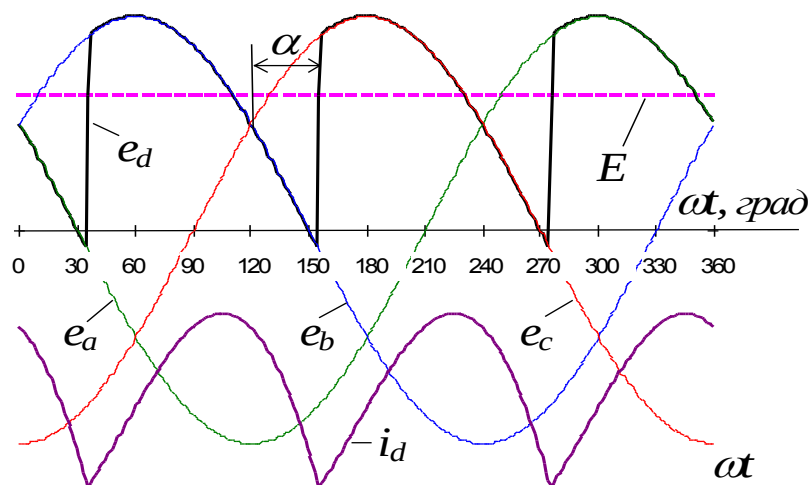


Рис.2.55. Гранично-безпервний режим
при ERL -навантаженні

Гранично-безперервний режим виникає при меншому $\alpha = \alpha''_{гр}$ (див. рис.2.55). РХ для режиму переривистого струму лежать вище від відповідних РХ для EL -навантаження, а перехід до цього режиму відбувається у т. D замість т. B (рис. 2.56). Це стосується також і

характеристик інверторного режиму (див. нижню частину рис.2.56).

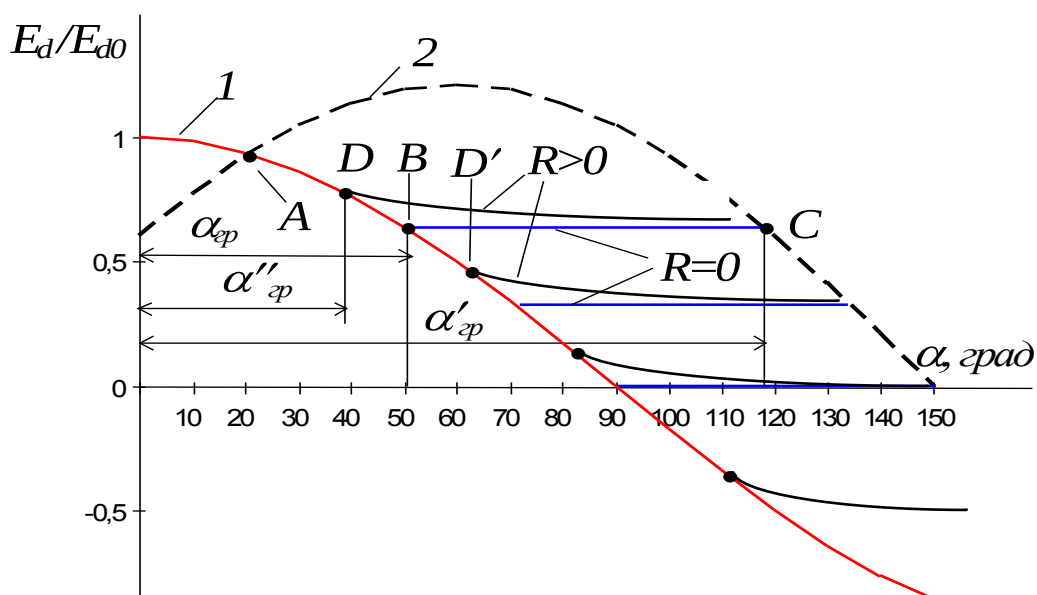


Рис.2.56. Регулювальні характеристики
з *ERL*-навантаженням

Як видно з рис.2.56, під час роботи на проти-ЕРС різного рівня випрямляч має сім'ю регулювальних характеристик. Перехід від безперервного струму до переривистого відбувається із збільшенням α , активного опору навантаження або проти-ЕРС.

Замість залежності $E_d(\alpha)$ досить часто використовується інший вид РХ — залежність випрямленої ЕРС від вхідної напруги керування $E_d(u_k)$, тобто РХ випрямляча в цілому. Оскільки в СІФК передбачене обмеження кутів керування (знизу — на рівні α_{min} , а зверху — на рівні α_{max}), ця залежність різниться від розглянутих раніше. Подібні характеристики розглядатимуться в розд. 3.

3. СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО КЕРУВАННЯ ВИПРЯМЛЯЧАМИ

3.1. Загальні відомості

Системи керування випрямлячами і веденими мережею інверторами називають системами імпульсно-фазового керування, оскільки принцип регулювання випрямленої напруги у випрямлячах – фазовий, а відкриття тиристора відбувається за допомогою імпульсів, які подаються до його керуючого електрода.

СІФК вирішує два основних завдання:

- визначення величини кута керування залежно від рівня поданої іззовні керуючої напруги;
- формування та підсилення керуючих імпульсів, що подаються до керуючих електродів.

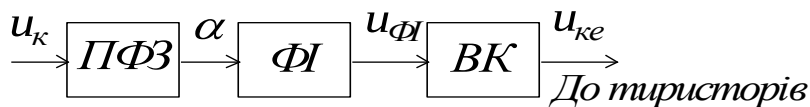


Рис.3.1. Структура СІФК

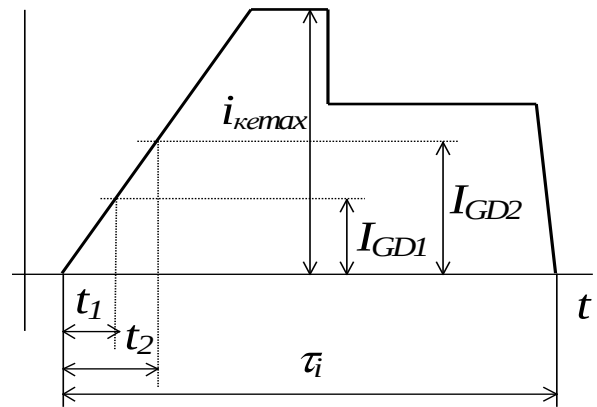
Узагальнена структура СІФК – на рис.3.1. Перше завдання вирішу-

ється за допомогою пристрою фазозміщення ПФЗ (іноді його називають перетворювачем «напруга-фаза»). Для розв'язання другого завдання призначені формувач імпульсів (ФІ) та вихідні каскади (ВК). До складу останніх входять підсилювачі імпульсів і потенційні розв'язки (трансформаторні та оптронні), призначені для відокремлення СІФК від високовольтної силових частини випрямляча. Це підвищує надійність системи та створює безпечні умови для проведення налагоджувальних робіт.

Вимоги до СІФК:

- 1) Насамперед, до форми керуючого імпульсу:

- Форма струму керуючого електрода повинна відповідати рис.3.2.



- Амплітуда керуючого струму повинна перевищувати імпульсний відкриваючий струм керування

Рис.3.2. Форма керуючого імпульса

$$i_{кеmax} > I_{GD}.$$

- Тривалість імпульсу τ_i повинна бути достатньою для досягнення анодним струмом струму удержання. У більшості випадків $\tau_i = 450...550 \text{ мкс}$ ($8^\circ...10^\circ$).

- Крутість імпульсу $\frac{di_{ке}}{dt} \geq 1...2,5 \text{ А/мкс}$. Якщо крутість недостатня, неідентичність відкриваючих струмів тиристорів стає причиною їх неодногочасного вмикання (моменти часу t_1 та t_2 на рис. 3.2). Це призводить до нестабільності кута керування та появи у випрямленій напрузі низькочастотних коливань.

- 2) Міжфазна асиметрія керуючих імпульсів для більшості випрямлячів не може перевищувати 3%. Наявність асиметрії також призводить до низькочастотних коливань випрямленої напруги та утруднює роботу системи автоматичного керування електроприводом.
- 3) СІФК повинна забезпечувати потрібний діапазон зміни кутів керування.

СІФК класифікують за:

1) Наявністю синхронізації з живильною мережею:

- синхронні (найбільш поширені);
- асинхронні.

2) Кількістю фаз перетворювача:

- однофазні;
- трифазні;
- шестифазні;
- дванадцятифазні.

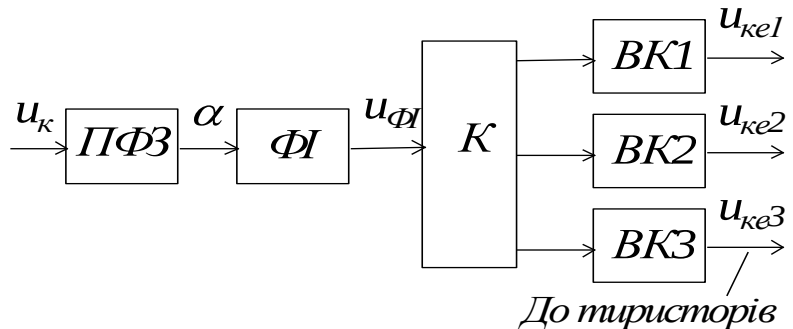


Рис.3.3.Одноканальна СІФК

3) Числом каналів формування керуючих імпульсів:

- багатоканальні (для кожного тиристора або фази – свій ПФЗ);
- одноканальні (імпульси формуються в спільному для всіх тиристорів каналі і розподіляються між тиристорами за допомогою комутатора, рис.3.3). Одноканальні СІФК відрізняються найменшою міжфазною асиметрією.

4) Принципом зсуву керуючого імпульса (тільки синхронні):

- горизонтальні (зараз майже не використовуються);
- вертикальні.

5) Формою опорної напруги в ПФЗ (тільки синхронні):

- з косинусоїдною;
- з пилкоподібною.

6) Методом обробки інформації:

- аналогові;

- цифрові.

Сучасні СІФК будуються на основі напівпровідникових мікросхем (операційні підсилювачі, логічні елементи). Поширюються СІФК, реалізовані в одній гібридній мікросхемі (крім деяких конденсаторів, змінних резисторів та імпульсних трансформаторів).

3.2. Принцип дії синхронної СІФК з горизонтальним керуванням

Характерна особливість синхронних СІФК – наявність каналу синхронізації роботи СІФК з живильною мережею. Напруга синхронізації використовується для формування опорної напруги. Це забезпечує фазування керуючих імпульсів відносно живильної напруги. Крім напруги синхронізації, до входу СІФК подається керуюча (задавальна) напруга, яка звичайно пропорційна бажаній випрямленій напрузі.

До складу пристрою фазозміщення СІФК входять генератор змінної напруги (ГЗН) та мостовий фазообертач (МФО) (рис.3.4).

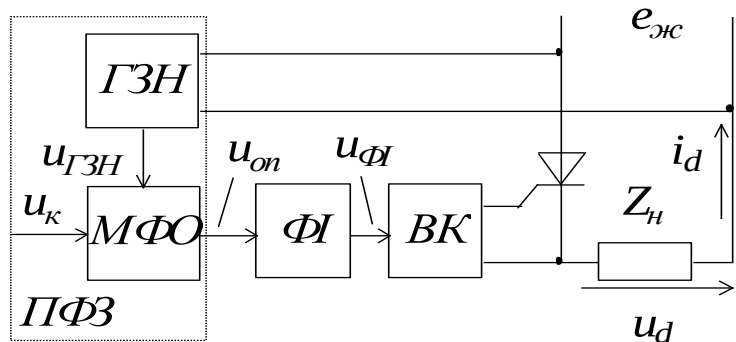


Рис.3.4. СІФК з горизонтальним керуванням

ГЗН формує напругу, зсунуту на 90° відносно напруги живильної мережі. Зсув опорної напруги u_{on} на виході фазообертача відносно напруги ГЗН пропорційний величині напруги керування u_k (з урахуванням її знака), яка подається до іншого входу МФО. Формувач імпульсів у момент зміни знака опорної напруги з «-» на «+» формує короткий ке-

руючий імпульс, що після підсилення подається на керуючий електрод тиристора.

На рис.3.5,а зображені діаграми напруг у СІФК при нульовій керуючій напрузі (зсув опорної напруги відсутній, кут керування $\alpha=90^\circ$, середня випрямлена напруга близька до нуля). На рис.3.5,б керуюча напруга більша від нуля, опорна напруга зсунута ліворуч, $\alpha<90^\circ$, середня випрямлена напруга більша, ніж у попередньому випадку).

Оскільки *МФО* надто чутливий до форми та частоти живильної напруги, точність формування кута керування невисока. Тому СІФК з горизонтальним керуванням у сучасних випрямлячах практично не використовуються.

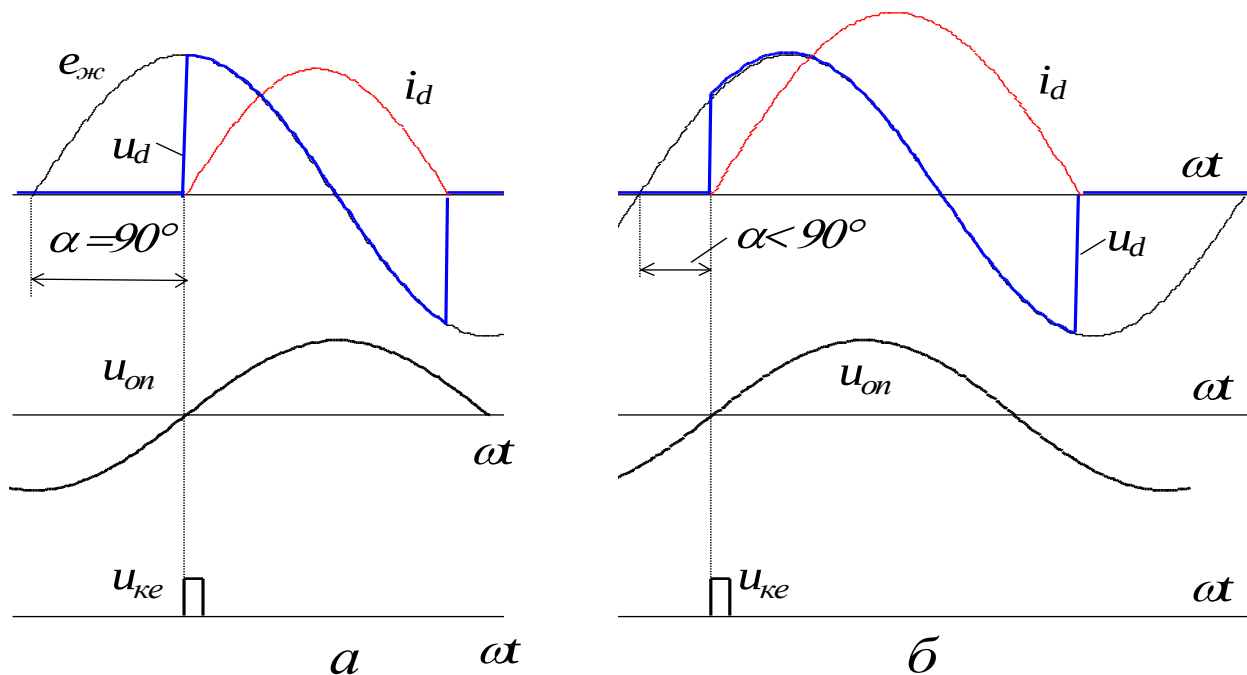


Рис.3.5. Процеси в СІФК з горизонтальним керуванням

3.3. Принцип дії синхронної СІФК з вертикальним керуванням

При вертикальному керуванні керуюча напруга алгебраїчно додається до опорної напруги, зміщуючи її за вертикаллю відносно осі часу. Розглянемо принцип дії СІФК на прикладі однофазної однонапівперіодної схеми.

СІФК з косинусоїдною опорною напругою

Блок-схема СІФК зображена на рис.3.6, діаграма напруг - на рис.3.7.

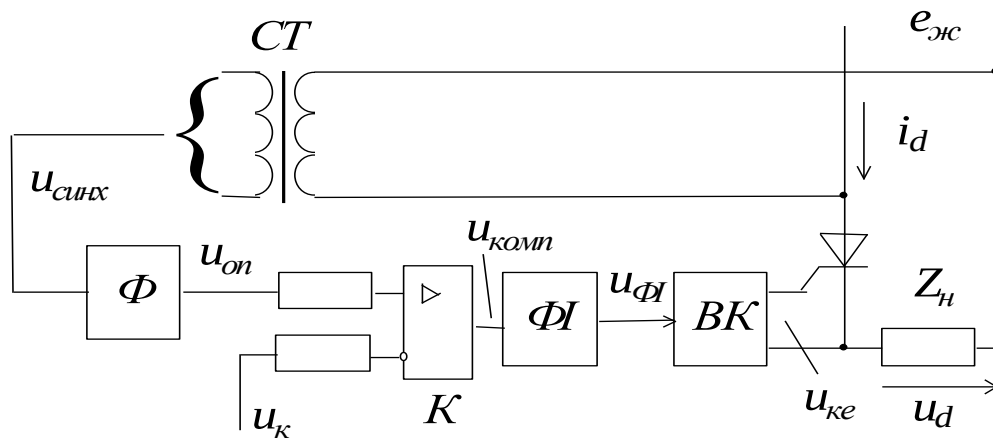


Рис.3.6. СІФК з вертикальним керуванням та косинусоїдною опорною напругою

Синхронізувальний трансформатор (CT), з виходу якого знімається напруга синхронізації $u_{синх}$, забезпечує узгодження рівнів напруг та потенційну розв'язку з живильною мережею. Фільтр Φ , що формує опорну напругу, згладжує вищі гармоніки в напрузі синхронізації, інвертує її та зсуває на деякий кут початкового фазування $\alpha_n \geq 90^\circ$. Зсув необхідний для того, щоб при нульовій керуючій напрузі середня випрямлена напруга дорівнювала нулю. Вибір кута початкового фазування визначається схемою випрямляча та характером його навантаження. При переважно індуктивному навантаженні незалежно від схеми випрямляча $\alpha_n = 90^\circ$, якщо навантаження суто активне, - $\alpha_n \approx \alpha_{вт}$ (180° для однофазних, 150° для трифазної нульової і 120° для трифазної мостової схем). Для неререверсивних випрямлячів з активно-індуктивним навантаженням $90^\circ < \alpha_n < \alpha_{вт}$.

Діаграми напруг СІФК для кута початкового фазування $\alpha_n = 90^\circ$ зображені на рис.3.7. Вихідна напруга компаратора К тоді змінює знак, коли керуюча напруга $u_k = u_{on}$. Згідно із заднім фронтом його напруги ФІ формує керуючий імпульс, який після підсилення подається до керуючого електрода тиристора. Коли керуюча напруга $u_k = 0$, кут керування $\alpha = \alpha_n = 90^\circ$. При збільшенні керуючої напруги точка перетину u_k та u_{on} зміщується ліворуч, кут керування зменшується, а середня випрямлена напруга зростає.

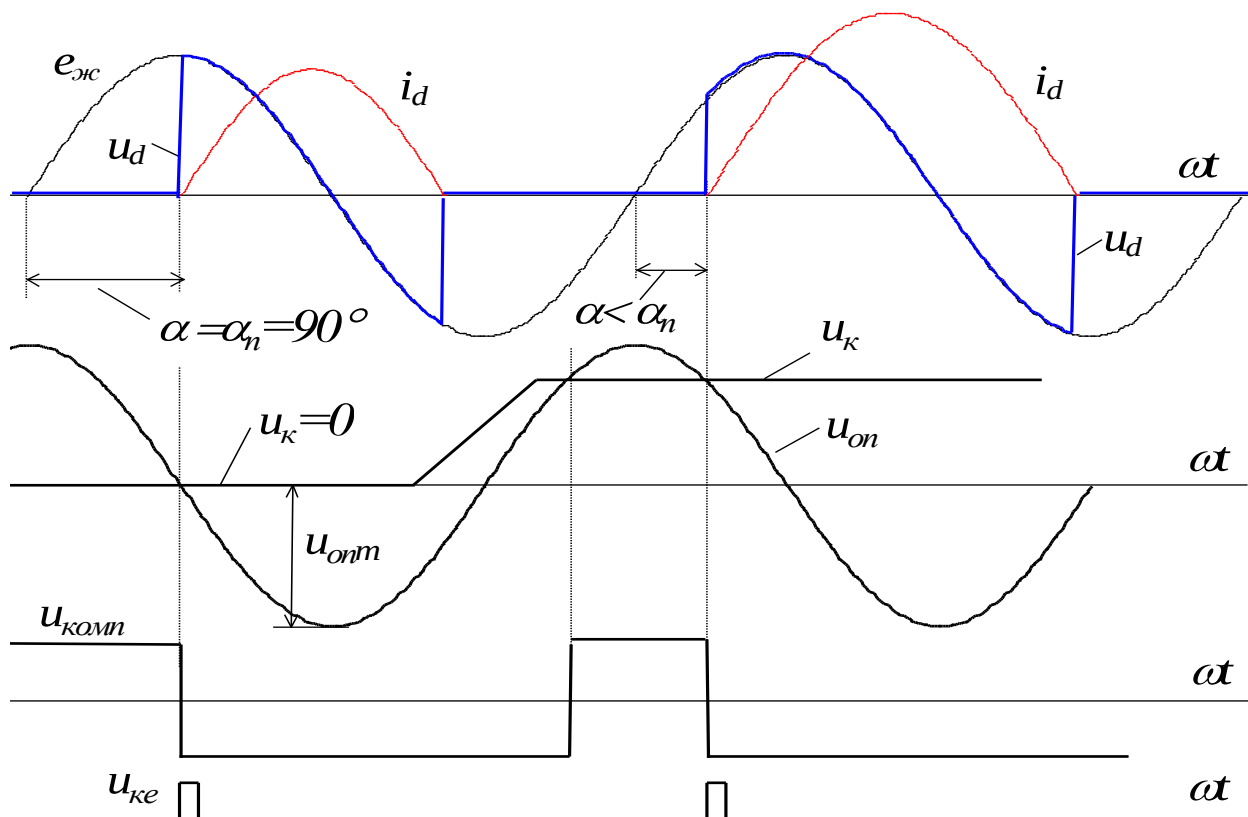


Рис.3.7. Процеси в СІФК з косинусоїдною опорною напругою

Кут керування пов'язаний з керуючою напругою залежністю, яку називають регульовальною характеристикою СІФК (рис.3.8, а):

$$\alpha = 90^\circ - \arcsin\left(\frac{u_k}{u_{onm}}\right),$$

де u_{onm} – амплітуда опорної напруги.

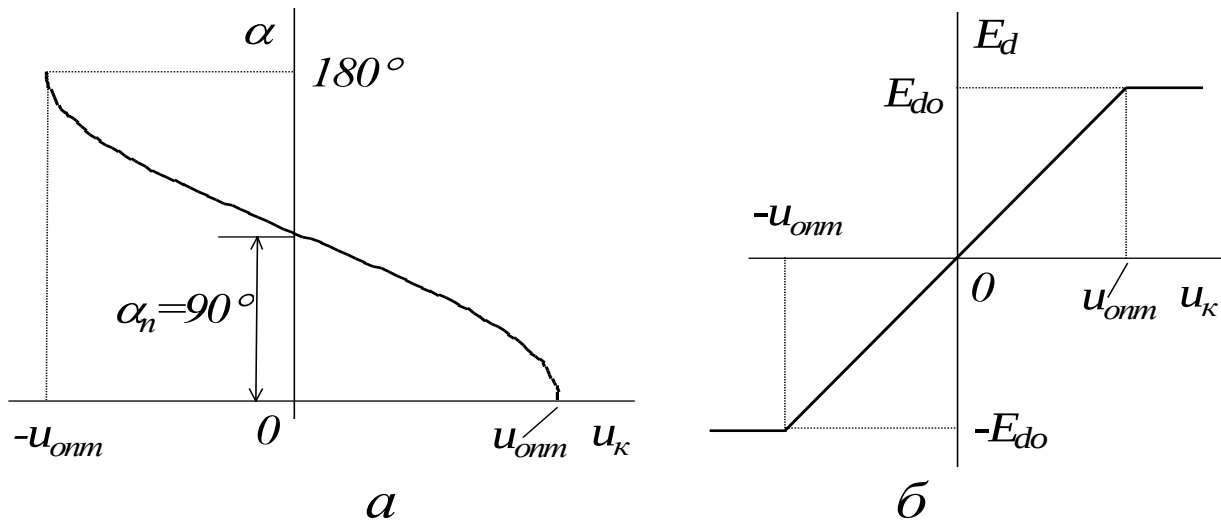


Рис.3.8. Регулювальні характеристики СІФК (а)

та випрямляча в цілому (б)

при косинусоїдній опорній напрузі

У режимі безперервного струму середня випрямлена напруга

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left[90^\circ - \arcsin\left(\frac{u_k}{u_{onm}}\right) \right] = E_{d0} \frac{u_k}{u_{onm}}.$$

Це свідчить, що при косинусоїдній опорній напрузі РХ СІФК як залежність між вхідною (керуючою) та вихідною напругами – пряма лінія (рис.3.8,б).

Якщо напруга в мережі помітно несинусоїдна (а це при роботі потужних випрямлячів не рідкість, особливо в аварійних режимах), фільтрація викривлень живильної напруги неякісна, а фазовий зсув, внесений фільтром Φ , нестабільний. Це призводить до похибок у роботі СІФК. У таких випадках доцільне використання пилкоподібної опорної напруги.

СІФК з пилкоподібною опорною напругою

Схема СІФК зображена на рис.3.9.

Генератор синхронізувальних імпульсів (ΓCI) разом з синхронізувальним трансформатором утворюють схему синхронізації (CC). Генератор синхронізувальних імпульсів (у даному випадку його функції може виконувати звичайний компаратор) призначений для керування роботою генератора опорної напруги (ΓOH).

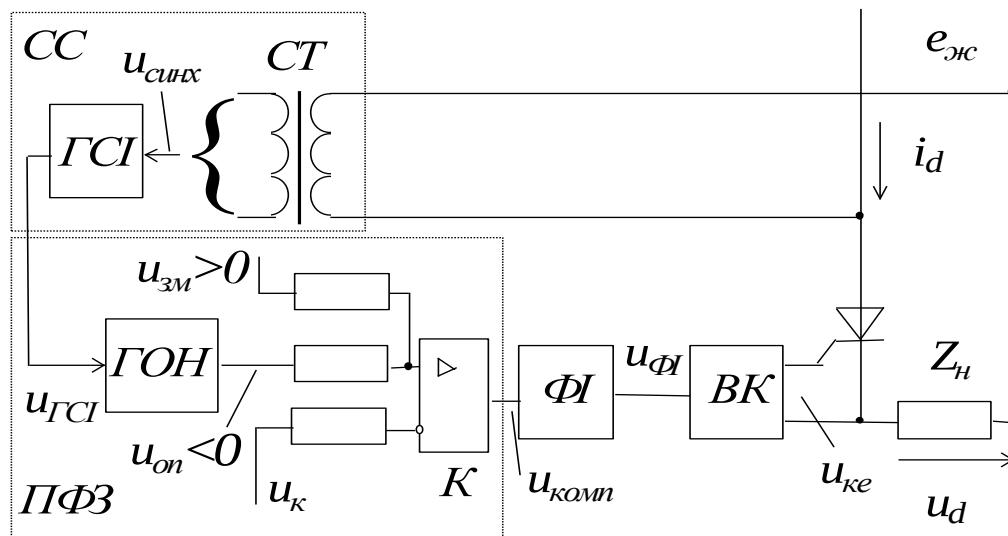


Рис.3.9. СІФК з пилкоподібною опорною напругою

Коли до входу ΓOH надходить логічний нуль, розпочинається лінійне зростання його вихідної напруги. Після появи логічної одиниці робота ΓOH блокується, і його вихідна напруга стрибкоподібно зменшується до нуля (рис.3.10). Завдяки синхронізації роботи ΓOH з живильною мережею початок зростання його напруги завжди збігається з моментом переходу через нуль напруги $e_{жс}$.

Потрібний кут початкового фазування α_n забезпечується не зсувом опорної напруги, як у попередньому випадку, а подачею до входу компаратора напруги зміщення

u_{3M} , знак якої протилежний знаку опорної напруги. Рівень цієї напруги пропорційний куту α_n .

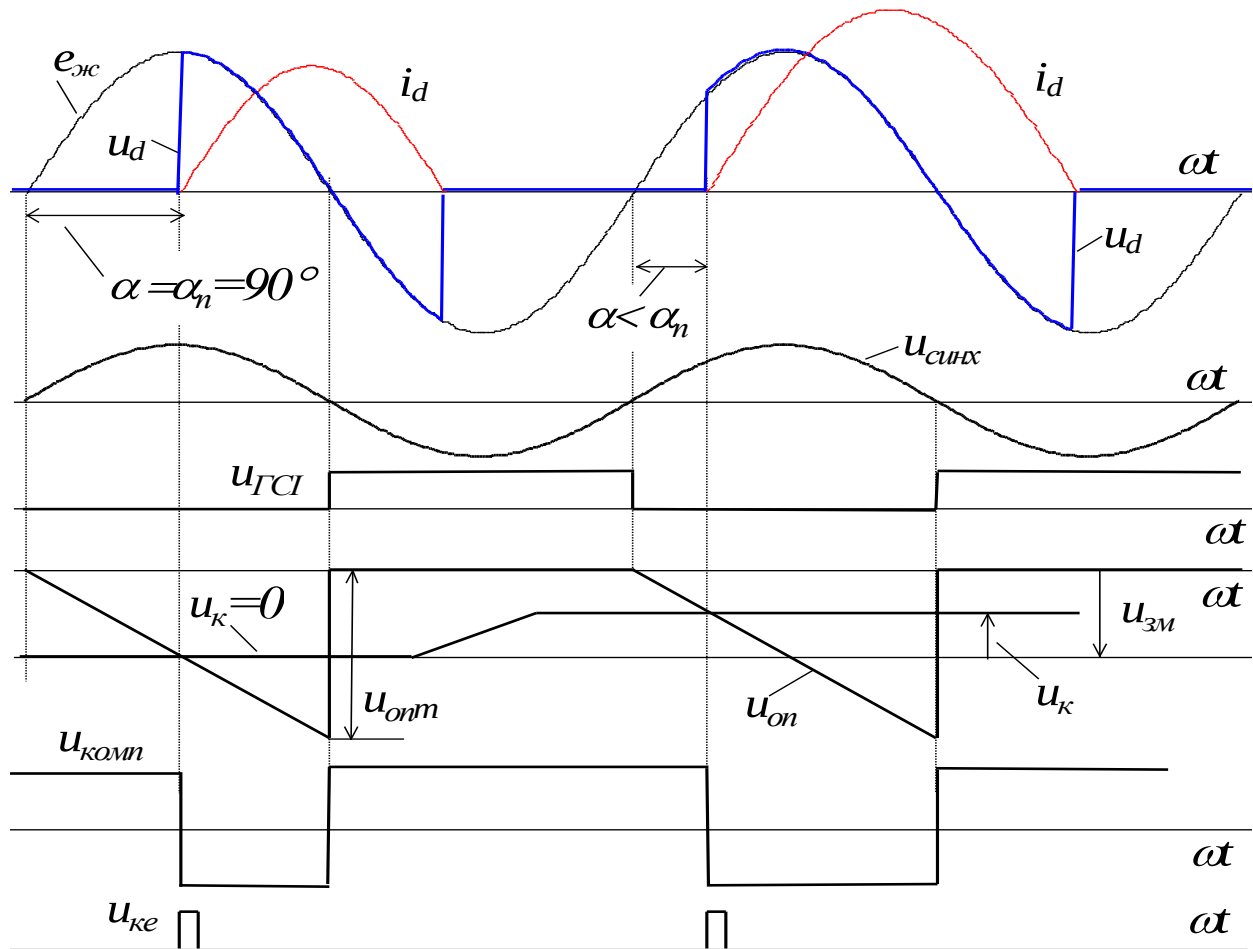


Рис.3.10. Процеси в СІФК з пилкоподібною опорною напругою

Завдяки лінійності опорної напруги кут керування пов'язаний з керуючою напругою також лінійно (рис. 3.11, а) :

$$\alpha = \alpha_n - u_k \frac{\pi}{u_{onm}}.$$

Все ж рівняння регульовальної характеристики випрямляча для безперервного випрямленого струму, на відміну від випадку косинусоїдної опорної напруги, нелінійне (рис.3.11, б) :

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \cos \left(\alpha_n - u_k \frac{\pi}{u_{onm}} \right).$$

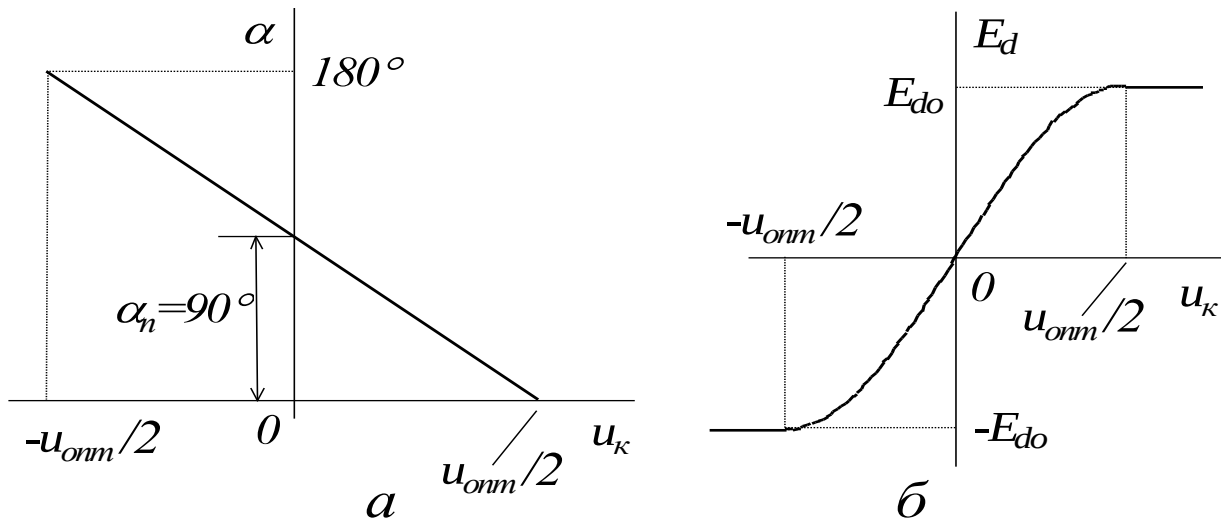


Рис.3.11. Регулювальні характеристики

З напругою живильної мережі $e_{жс}$ пов'язана не форма опорної напруги, а лише фаза. Тому вплив вищих гармонік живильної напруги на точність формування кута α набагато менший, ніж в СІФК з косинусоїдною опорною напругою. Крім того, зміна потрібного кута початкового фазування шляхом зміни напруги зміщення набагато простіша, ніж зсув косинусоїдної опорної напруги. З цих причин СІФК з пилкоподібною опорною напругою, незважаючи на деяку нелінійність регулювальної характеристики $E_d(u_k)$, набули більшого розповсюдження. Надалі найчастіше розглядатимуться саме такі СІФК.

3.4. СІФК однофазного мостового випрямляча

Внаслідок двонапівперіодності мостового випрямляча в його СІФК (рис.3.12) ускладнюється схема генератора синхроімпульсів та з'являється розподільник імпульсів PI .

Генератор синхроімпульсів складається з двох компараторів $K1$ та $K2$ і логічного елемента « I ». Напряга синхронізації подається до входів нуль-органів (компараторів) $K1$ та $K2$, причому на вході $K1$ вона додається до напруги U_0 , а на вході $K2$ - віднімається від неї. Напряга на виході компараторів змінює свій знак тоді, коли змінює знак алгебраїчна сума сигналів на його входах. Тому, хоча у цілому вихідні напруги нуль-органів u_1 та u_2 протифазні, їх фронти у часі не збігаються (рис.3.13). Коли обидві вихідні напруги дорівнюють нулю, на виході логічного елемента « I » двічі за період живильної напруги формується логічна одиниця ($u_{ГСІ} > 0$). Двічі за період на виході ΦI також з'являються керуючі імпульси.

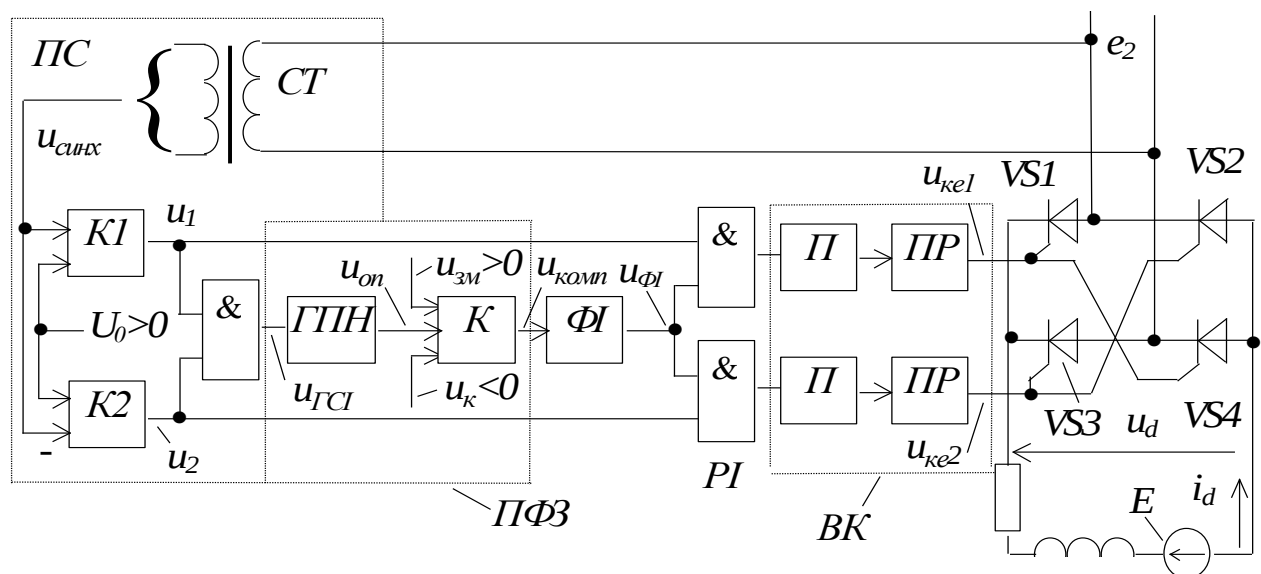


Рис.3.12. СІФК однофазного мостового випрямляча

Оскільки в мостовому випрямлячі пари тиристорів працюють по черзі, сформовані імпульси слід розподілити між ними. Цю функцію виконує розподільник імпульсів PI , який складається з двох елементів « I ». У силовому колі складаються сприятливі умови для відкриття відповідних

тиристорів лише тоді, коли з'являються позитивні потенціали на їх анодах.

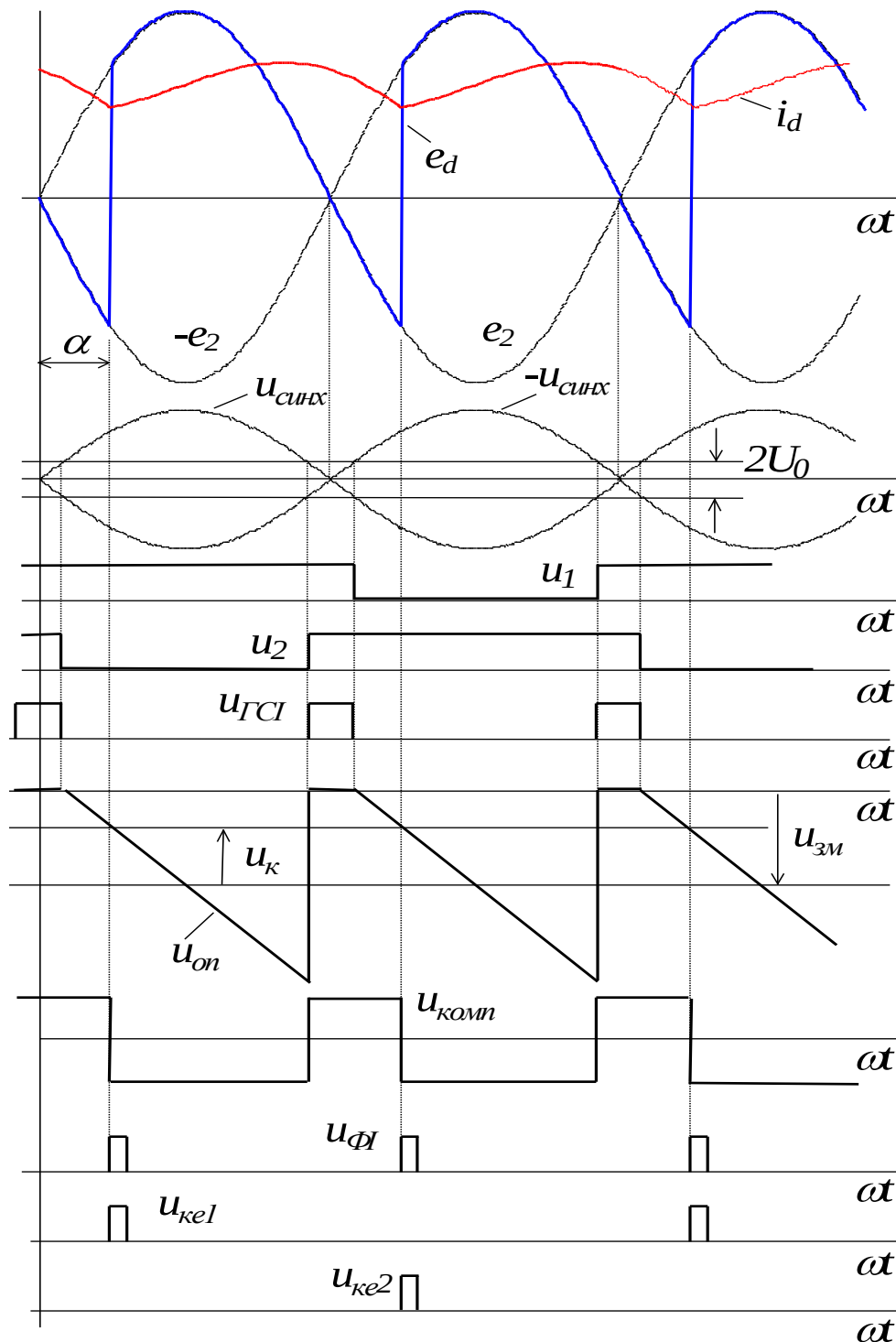


Рис.3.13. Процеси в СІФК однофазного мостового випрямляча

Інформація про знак живильної напруги закладена у напругах компараторів $K1$ та $K2$. Тому проходження керуючого імпульсу дозволяється тільки через той елемент

«I», на одному з входів якого вже присутній позитивний потенціал. Таким чином, керуючий імпульс по черзі (раз за період) надходить до тієї чи іншої пари тиристорів ($VS1, VS4$ або $VS2, VS3$). Підсилювачі Π призначені для підсилення сформованого імпульсу до рівня, придатного до відкриття тиристора. Потенційні розв'язки $ПР$ забезпечують гальванічну розв'язку силового кола та системи керування.

3.5. СІФК трифазного нульового випрямляча

СІФК трифазного нульового випрямляча (рис.3.14) складається з трьох каналів, кожен з яких ідентичний СІФК однофазного однонапівперіодного випрямляча (див. рис.3.9) та призначений для керування тиристором однієї фази.

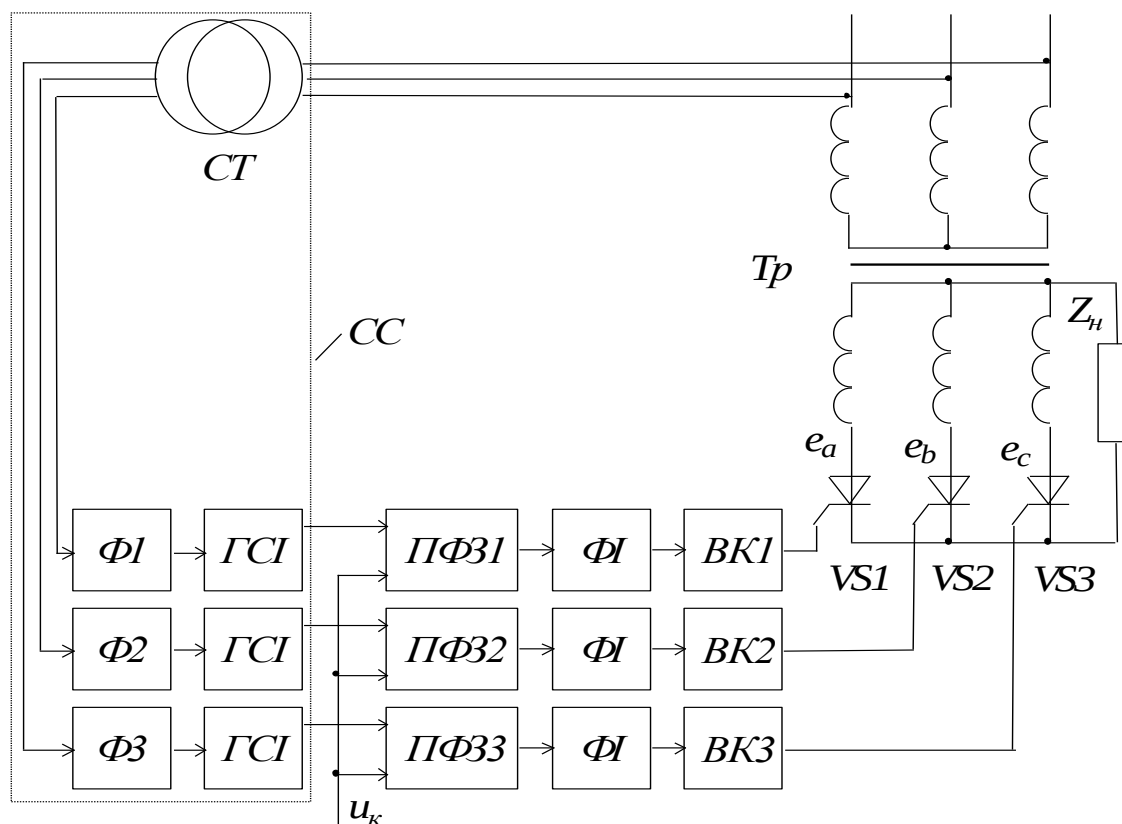


Рис.3.14. СІФК трифазного нульового випрямляча

Між трифазним синхронізувальним трансформатором та генераторами синхроімпульсів у кожному каналі ввімкнені фільтри $\Phi 1... \Phi 3$. Їх призначення - зсув напруги синхронізації на 30° відносно відповідної фазної напруги силового трансформатора та фільтрація вищих гармонік. Це потрібно для того, щоб початок зростання опорної напруги збігався з точкою природної комутації відповідної фази (рис.3.15). Завдяки синхронізації з напругами відповідних фаз опорні напруги зсунуті одна від одної на 120° . До входів кожного пристрою фазозміщення подається одна й та ж керуюча напруга. Напруги зміщення також однакові для кожного каналу.

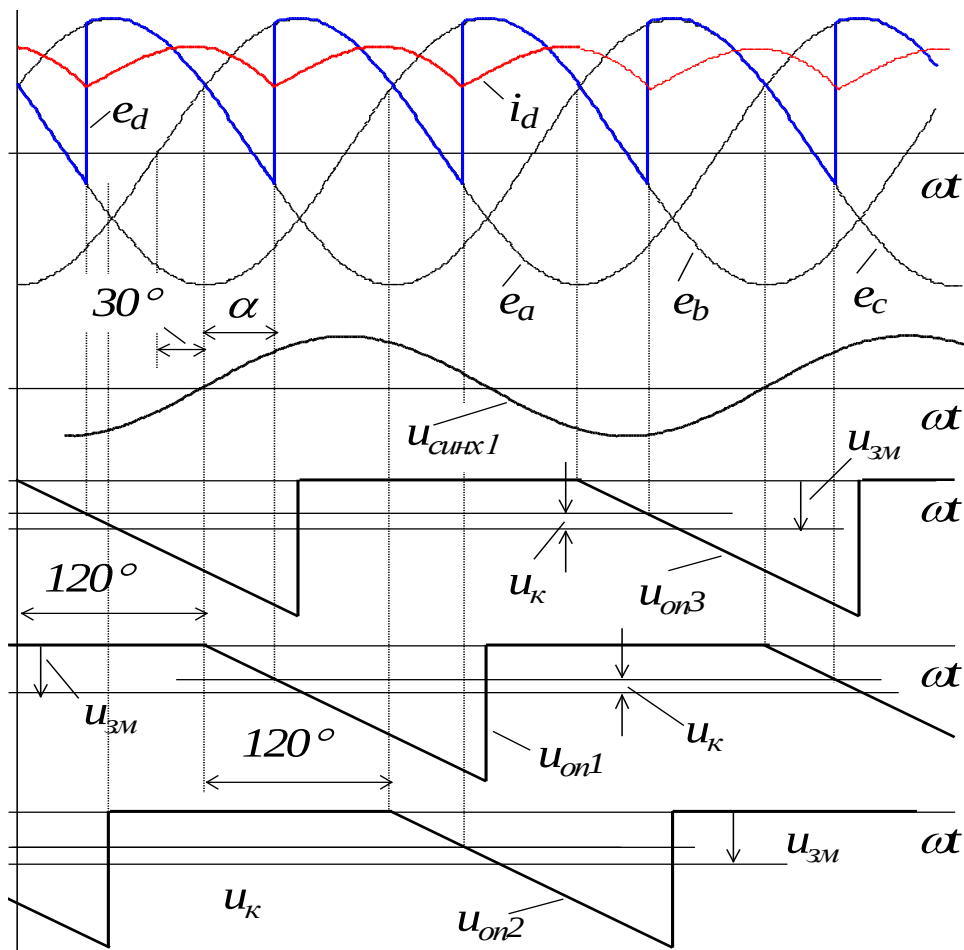


Рис.3.15. Пилкоподібні напруги в СІФК рис.3.14

3.6. СІФК трифазного мостового випрямляча

СІФК звичайно виконується триканальною (рис.3.16), причому окремий канал подібний до СІФК однофазного мостового випрямляча (див. рис.3.12). Як у будь-якій трифазній СІФК, у схемі синхронізації кожного каналу встановлені фільтри. Діаграми напруг для $\alpha=40^\circ$ – на рис. 3.17.

Особливість трифазної мостової схеми – одночасна робота двох тиристорів (з катодної та анодної груп). Склад цих пар, проте, після кожної комутації змінюється (рис.3.17).

Щоб забезпечити можливість запуску випрямляча та його роботи в режимі переривистого струму, кожен тиристор протягом періоду живильної напруги повинен отримувати два імпульси – від свого пристрою фазозміщення (на момент першого вмикання) та від *ПФЗ* свого другого «напарника» (на момент відкриття того «напарника», тобто на 60° пізніше першого імпульсу).

Так, тиристор *VS1* отримує свій другий імпульс разом з тиристором *VS6*. Це дає змогу забезпечити відкриття їх обох після паузи у випрямленому струмі (на рис.3.18 зображені діаграми напруг для того ж кута керування, що й на рис.3.17, але при значно більшій протиток-ЕРС навантаження).

Подачу спарених імпульсів забезпечує розподільник імпульсів *PI* (логічні елементи «АБО» на рис.3.16). *PI*, крім того, як і в СІФК однофазного мостового випрямляча, розподіляє імпульси, сформовані фазним каналом, між тиристорами цієї фази (елементи «І» на рис.3.16).

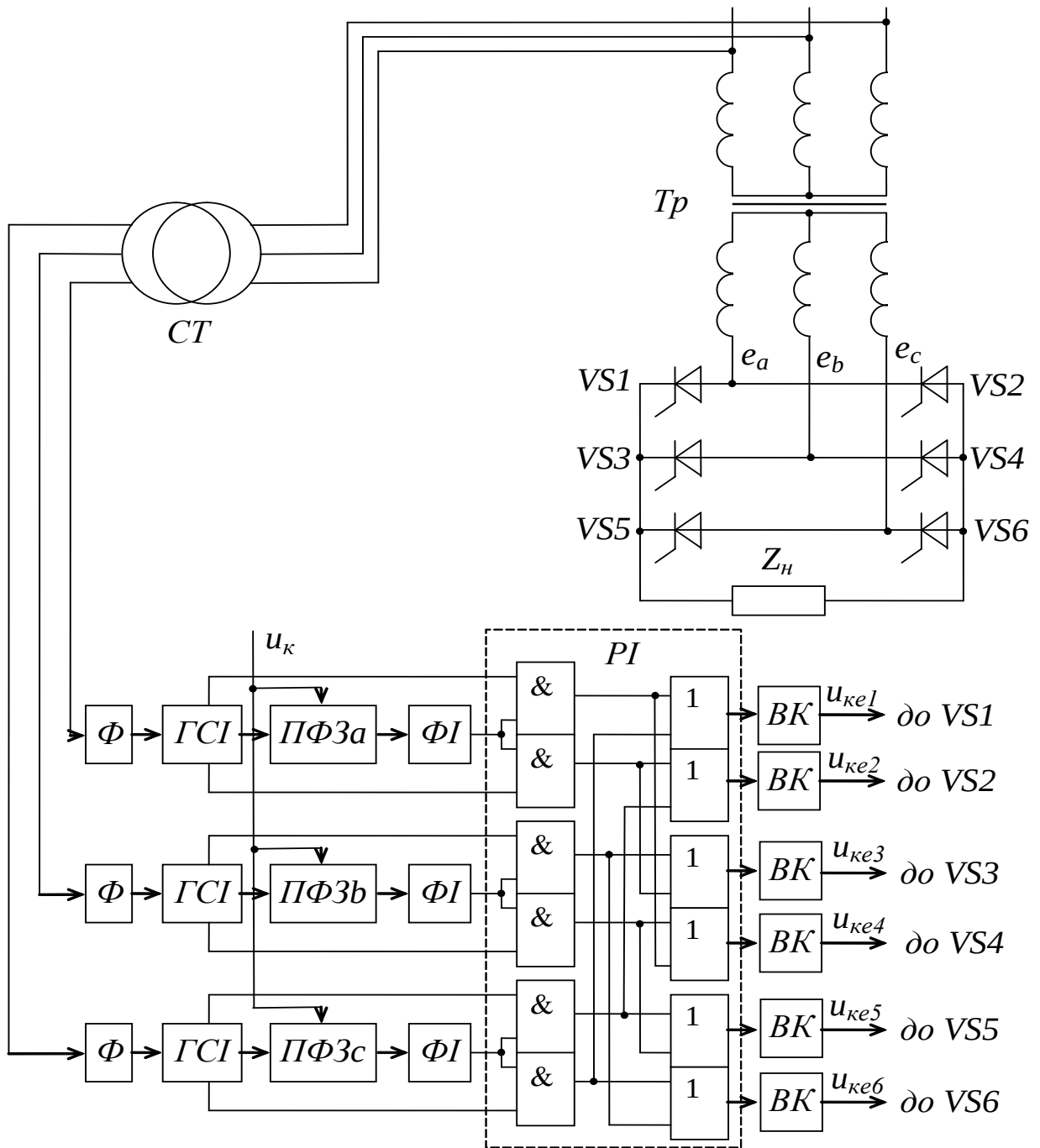


Рис.3.16. СІФК трифазного мостового випрямляча

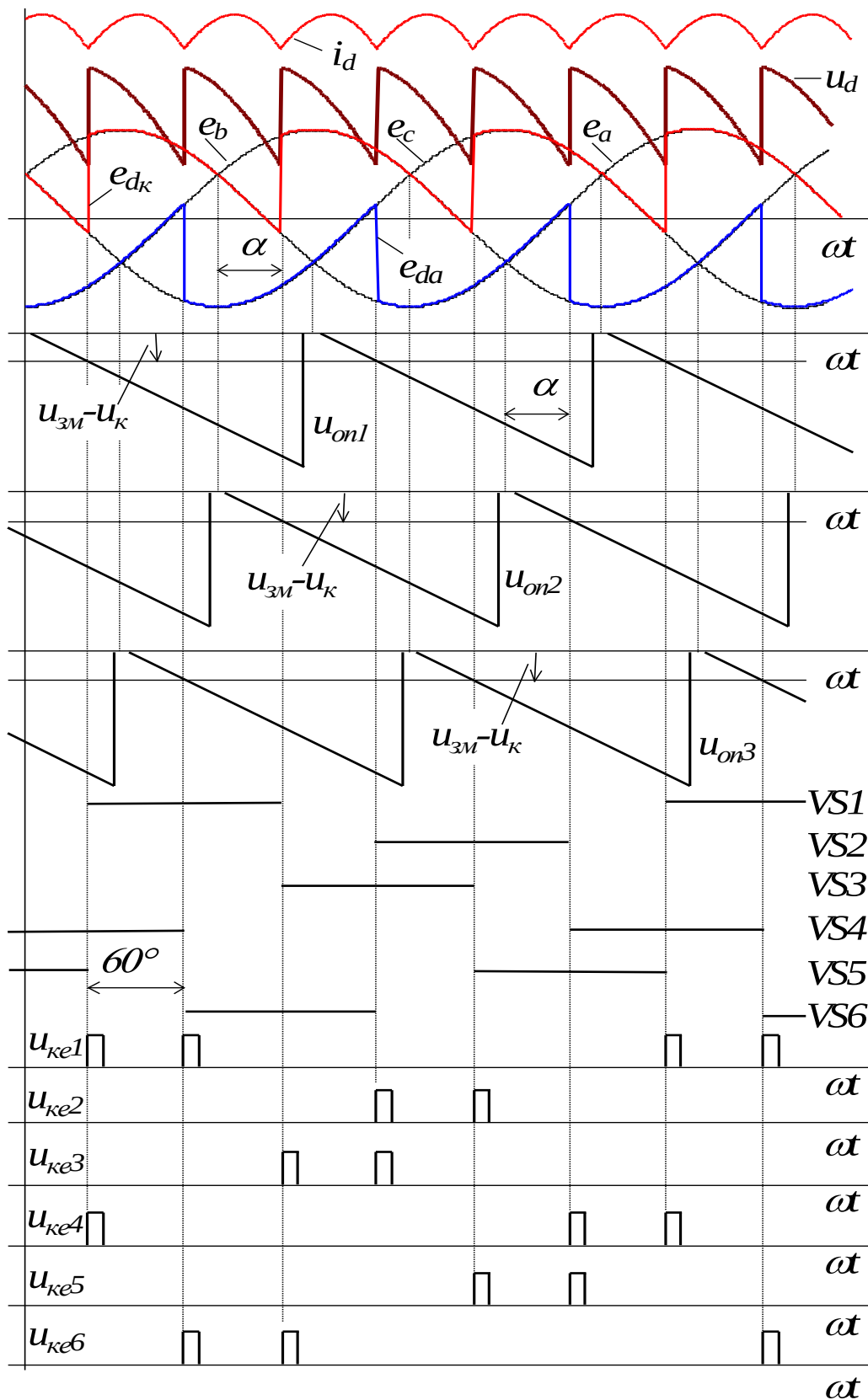


Рис.3.17. Процеси в СІФК трифазного мостового
випрямляча

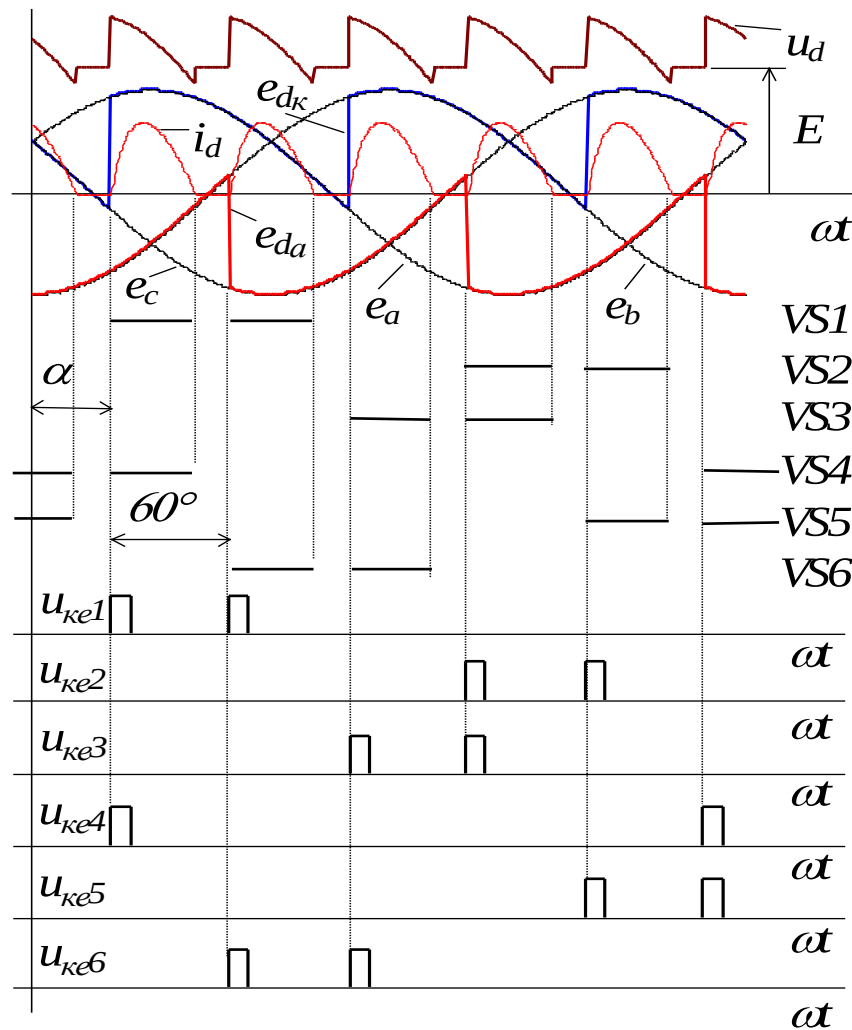


Рис.3.18. Процеси в СІФК трифазного мостового випрямляча в режимі переривистого струму

3.7. Обмеження кутів керування та регульовальні характеристики СІФК

Якщо опорна напруга має пилкоподібний характер, тоді РХ СІФК-пряма лінія (на рис. 3.19 РХ зображена з кутом початкового фазування 90°). Якби керуюча напруга зросла до амплітуди опорної напруги

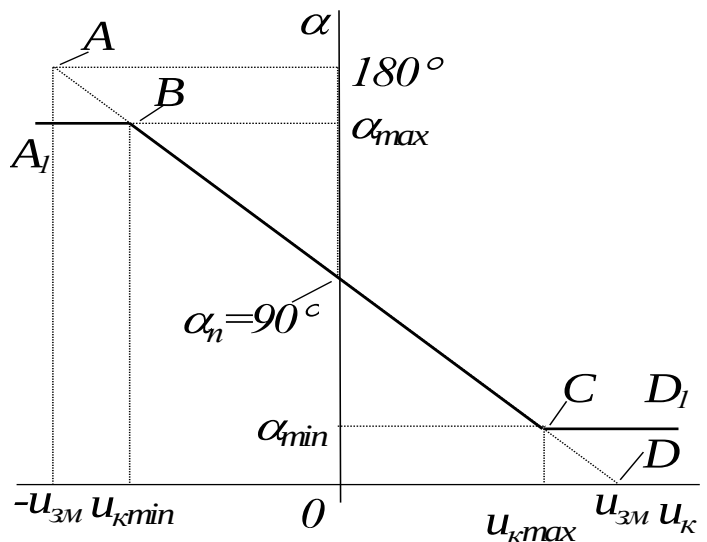
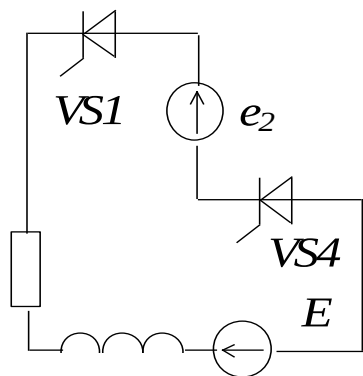


Рис.3.19. Регульовальна характеристика СІФК з обмеженнями

u_{onm} , кут керування дорівнював би нулю.

При нульовій керуючій напрузі $\alpha = \alpha_n$. Якщо кут керування близький до 0 та 180° , ця лінійність, однак, навмисно порушується, щоб забезпечити надійність роботи випрямляча.



Під час роботи на проти-ЕРС у випрямному режимі при досить малих кутах керування може скластися ситуація, коли на момент отримання тиристором керуючого імпульсу проти-ЕРС більша від миттєвої анодної напруги. На рис.

Рис.3.20 3.20 зображений фрагмент схеми однофазного мостового випрямляча, а на рис.3.21 - діаграми напруг. Якщо тиристори отримують керуючий імпульс на момент $\omega t = \alpha_1$, а у складі навантаження немає проти-ЕРС, вони відкриваються, а випрямлена напруга виглядає так, як зображено на рис.3.21.

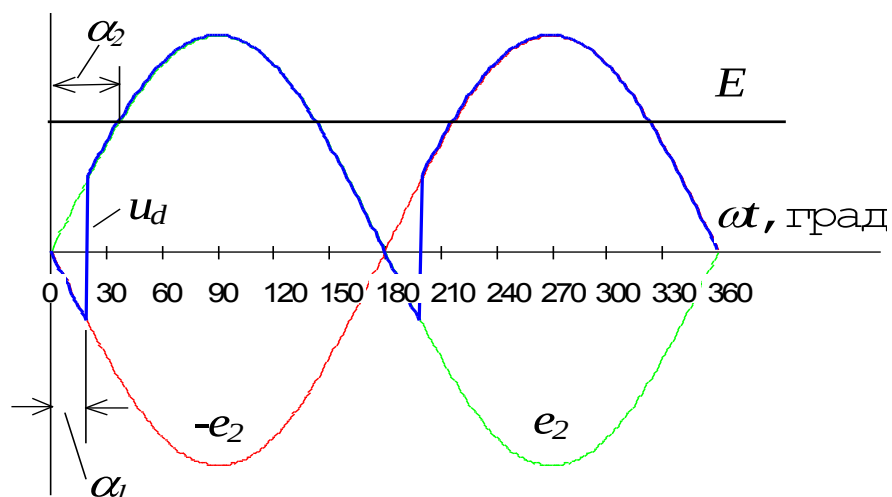


Рис.3.21. До пояснення необхідності обмеження α_{min}

За наявності проти-ЕРС у цей момент $E > e_2$ і тиристори відкритися не можуть, оскільки до їх катодів при-

кладений позитивний потенціал. Якщо імпульс вузький, тиристори на цьому напівперіоді взагалі не відкриваються і в кривій випрямленої напруги буде провал. Якщо імпульс досить тривалий і не знімається до того часу, коли живильна напруга перевищить проти-ЕРС, тиристори таки відкриваються, але фактичний кут керування $\alpha = \alpha_2$ буде більший бажаного.

У зв'язку з тим, що широкі керуючі імпульси викликають підвищені втрати енергії у тиристорах, порушення керованості запобігають шляхом обмеження мінімального кута керування. Для цього на вході СІФК вмикають нелінійний елемент, який обмежує максимальну напругу керування рівнем $u = u_{k\max}$. Оскільки при напругах, більших від цього рівня, кут керування $\alpha = \alpha_{\min}$, регульовальна характеристика (рис.3.19) матиме ділянку насичення CD_1 .

Мінімальний кут керування можна знайти з таких міркувань. З одного боку, в усталеному режимі, якщо знехтувати спадом напруги в активному опорі, середня випрямлена напруга і проти-ЕРС дорівнюють одна одній:

$$E = E_{d0} \cos \alpha .$$

З іншого боку, на момент отримання керуючого імпульсу ($\omega t = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha$) ЕРС вторинної обмотки трансформатора

$$e_2 = E_{2m} \sin \omega t = E_{2m} \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) .$$

Розв'язавши цю систему двох рівнянь при $e_2 = E$ відносно α , знайдемо

$$\alpha_{\min} = \arctg \left[\frac{\frac{E_{d0}}{E_{2m}} - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}\right)} \right].$$

Для однофазної мостової схеми $\alpha_{\min} = 36,2^\circ$; для трифазної нульової - $23,2^\circ$; трифазної мостової - $11,5^\circ$. В інверторному режимі також потрібне обмеження кута керування, але максимального. Якщо кут керування близький до 180° , процес природної комутації може не закінчитися до чергової точки природної комутації (відомо, що тривалість процесу комутації збільшується при зростанні навантаження).

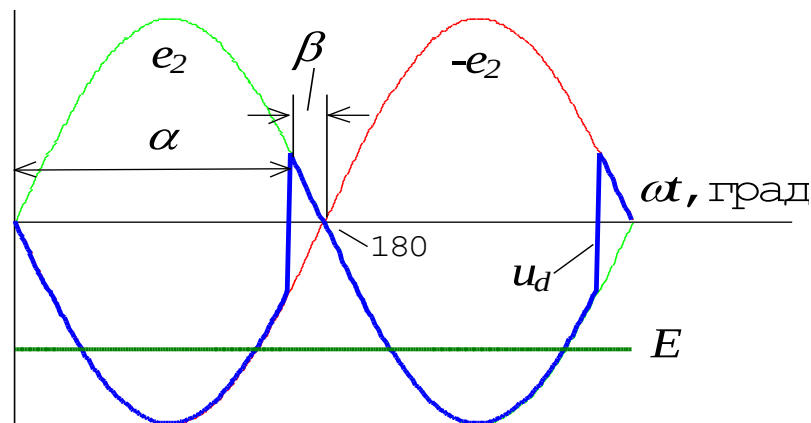


Рис.3.22. До обмеження кута керування в інверторному режимі

На рис.3.22 при $\omega t < \alpha$ відкриті тиристори VS2 та VS3. Якщо вони не закриються до моменту $\omega t = 180^\circ$, тиристори VS1 та VS4 взагалі відкритися не зможуть, бо матимуть на анодах негативний потенціал (живильна напруга змінила знак). Внаслідок цього утвориться контур (див. рис.3.23), в якому обидві ЕРС (мережі та навантаження) ввімкнуті згідно і виникає т.з. перекидання (прорив) інвертора, яке супроводжується різким зростанням струму

(подробиці у п. 5.3). Для запобігання такій ситуації обмежують мінімальне значення керуючої напруги таким чином, щоб кут керування не міг бути більшим, ніж

$$\alpha_{\max} = 180^\circ - \gamma - \omega t_{3\phi} - \delta ,$$

де γ - кут (тривалість) комутації при максимальному навантаженні; $t_{3\phi}$ - тривалість поновлення запірних властивостей тиристора; δ - запас на допустиму міжфазну асиметрію керуючих імпульсів.

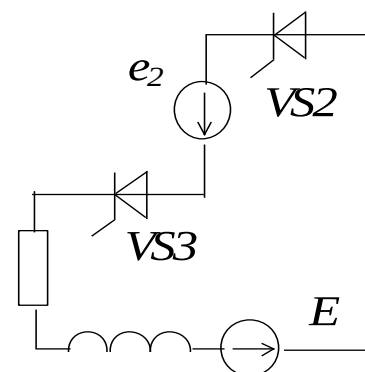


Рис.3.23

У більшості випадків $\alpha_{\max} \approx 150 \dots 160^\circ$.

Внаслідок такого обмеження регульовальна характеристика має ще одну нелінійність - при $u_k < u_{k\min}$ (див. відрізок A_1B на рис.3.19).

Оскільки діапазон зміни кута керування обмежений, це накладає обмеження і на середню випрямлену напругу:

$$E_{d\max\phi} < E_d < E_{d\max i} ,$$

де $E_{d\max\phi} = E_{d0} \cos \alpha_{\min}$, $E_{d\max i} = E_{d0} \cos \alpha_{\max}$ - найбільші можливі напруги випрямного та інверторного режимів.

Якщо розглядати РХ випрямляча як залежність $E_d = f(u_k)$, то в зоні переривистого струму вони будуть відрізнятися від рис.3.11,б. При відсутності проти-ЕРС з кутом початкового фазування 90° вони матимуть вигляд, зображений на рис.3.24,а.

У зоні переривистого струму (відрізок AB) РХ викривляються і не проходять через початок координат. У нереверсивних випрямлячах, щоб мати нульову випрямлену

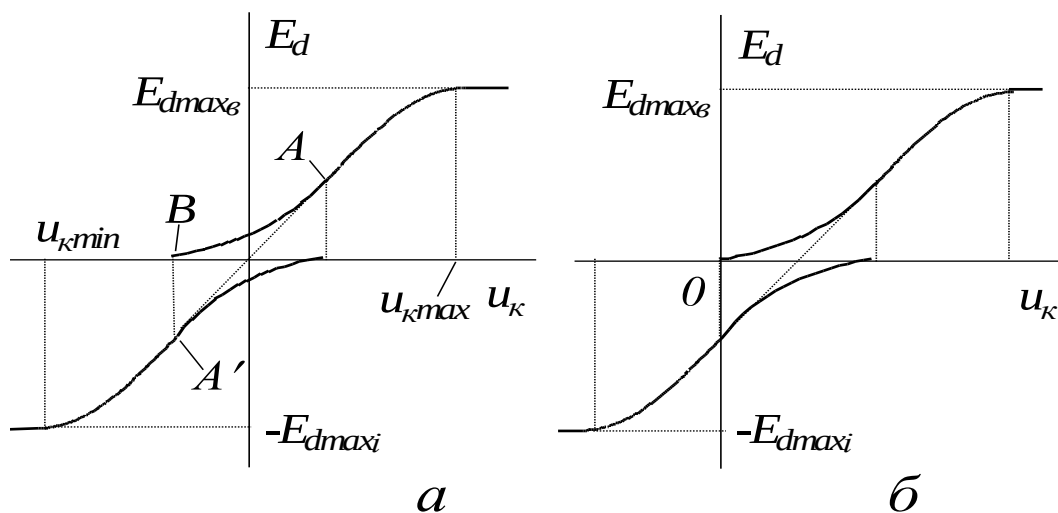


Рис.3.24. Регулювальні характеристики випрямляча напругу при нульовій керуючій,

кут α_n збільшують так, аби точка B збіглася з початком координат (рис. 3.24, б). Це

відбувається, коли α_n наближається до найбільшого можливого кута випрямного режиму (180° для однофазних

схем, 150° – трифазної нульової, 120° – трифазної

мостової). РХ СІФК також зсуваються паралельно осі абсцис настільки, наскільки зростає напруга зміщення (рис.3.25). Рівні обмеження керуючої напруги при цьому, звичайно, змінюються.

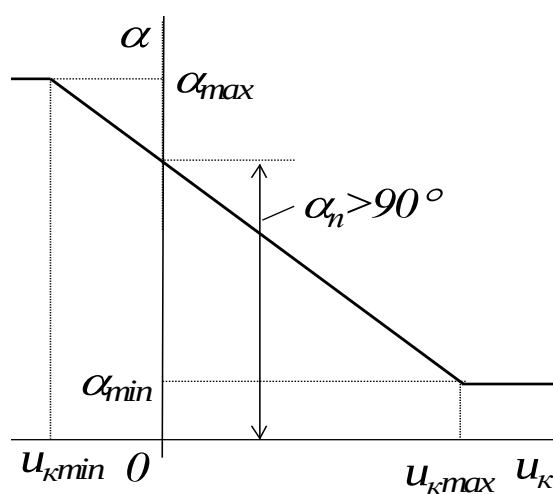


Рис.3.25. Регулювальна характеристика СІФК

3.8. Функціональні вузли СІФК

Фільтри в каналах синхронізації

У каналах синхронізації СІФК з вертикальним принципом керування широке застосування знайшли RC -фільтри (рис.3.26). У трифазних СІФК ці фільтри зсувають

синхронізувальну на-
пругу на $30...32^\circ$.
Тангенс кута зсуву
першої гармоніки
вихідної напруги
фільтра відносно
вхідної є функцією
параметрів фільтра:

$$\operatorname{tg} \psi = \omega T_{\phi} = 2\pi f T_{\phi},$$

де f - частота першої гармоніки; $T_{\phi} = R_1 C$ - стала часу
фільтра.

Задаючись кутом зсуву та ємністю фільтра, знайдемо
потрібний опір резистора:

$$R = \frac{\operatorname{tg} \psi}{2\pi f C}.$$

Генератори пилкоподібної напруги

На рис.3.27 зображена одна з найпоширеніших у віт-
чизняних електроприводах схем ГПН та діаграми її робо-
ти.

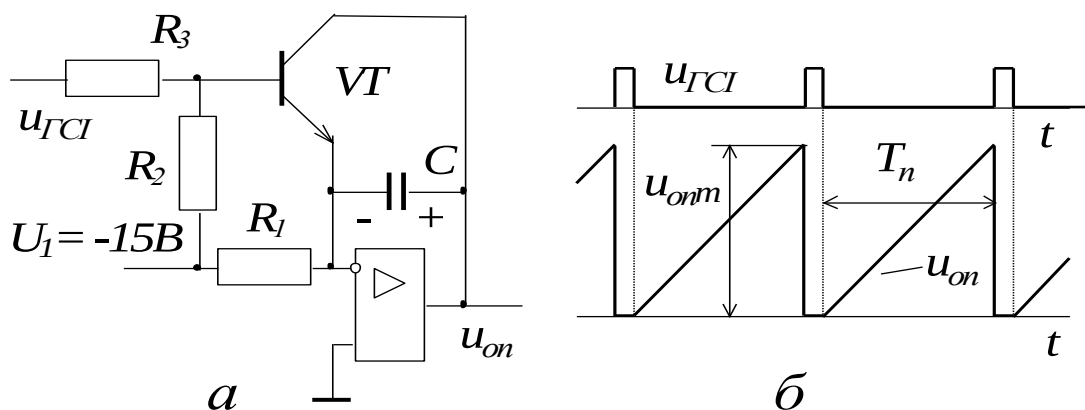


Рис.3.27. Генератор пилкоподібної напруги
електропривода ЕТУ2

Коли на вході схеми відсутній позитивний синхроімпурс, 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 -15В через резистор R_1 та вихід підсилювача (полярність заряду позначена на рис.3.27). На виході схеми - позитивна напруга, яка лінійно зростає

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

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

Після отримання синхроімпурсу відкривається транзистор, конденсатор швидко розряджується і вихідна напруга падає до нуля. Після зняття імпурсу зростання опорної напруги знову розпочинається, що триває протягом напівперіоду напруги живильної мережі $T_n = \frac{T_c}{2} = \frac{1}{2f}$.

Опорна напруга наприкінці напівперіоду

$$u_{on} = u_{onm} = \frac{U_1}{T_i} T_n = \frac{U_1}{2R_1 C f}.$$

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

$$R_1 = \frac{U_1}{2C f u_{onm}}.$$

У схемі рис.3.28 підсилювач ввімкнено за схемою т.з. пропорційно-інтегральної ланки. Коли після надходження синхроімпурсу відкривається транзистор, до входу підсилювача подано дві напруги: позитивна від джерела

U_1 та негативна від джерела U_2 . Оскільки $R_2 \ll R_1$, вихідна напруга підсилювача у цьому випадку позитивна, а діод $VD1$ відкритий. Конденсатор, зашунтований діодом, не впливає на вихідну напругу підсилювача, який працює як суматор:

$$u_{on} = \Delta U = -U_1 \frac{R_0}{R_1} - U_2 \frac{R_0}{R_2} \approx -U_2 \frac{R_0}{R_2} > 0. \quad (3.1)$$

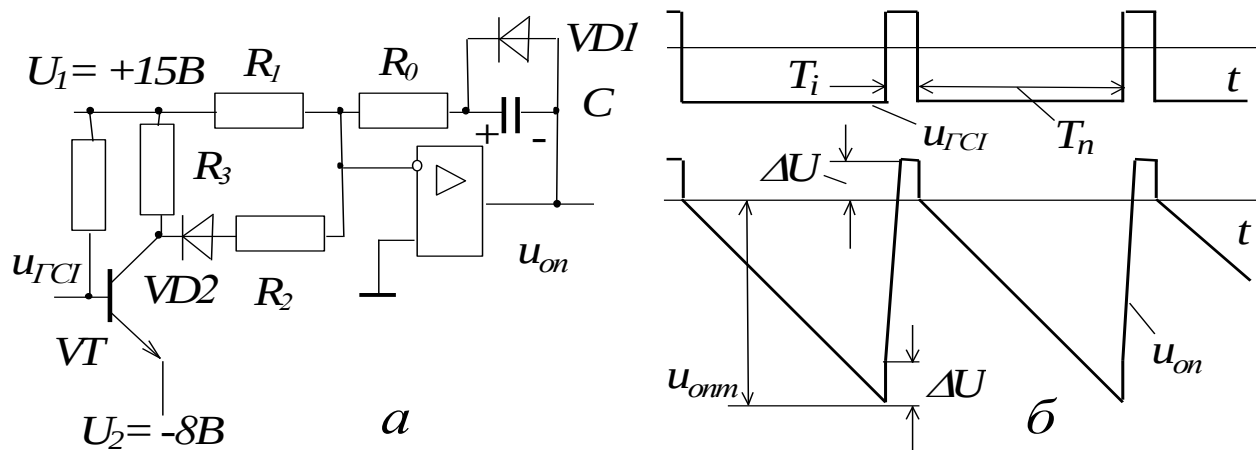


Рис.3.28. Генератор пилоподібної напруги
фірми Siemens

Після зняття синхроімпульсу транзистор закривається, і до інвертуючого входу підсилювача подається лише позитивна напруга від джерела U_1 . На виході підсилювача з'являється негативна напруга, яка закриває діод. Починається заряд конденсатора колом «джерело U_1 - R_1 - R_0 - C - вихід підсилювача - спільна точка». Вихідна напруга змінюється за законом

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

Пропорційна складова вихідної напруги $U_n = -U_1 \frac{R_0}{R_1}$

набагато менша інтегральної $U_i = -U_1 \frac{1}{R_1 C} T_n$, оскільки

$R_0 \ll R_1$. Полярність заряду конденсатора позначена на рис.3.28.

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

$$u_{on} = u_{onm} = -\frac{U_1 T_n}{R_1 C} < 0. \quad (3.2)$$

Конденсатор швидко розряджається колом «C - R2 - VD2 - транзистор - джерело U_2 - спільна точка - вихід підсилювача». Вихідна напруга змінюється за законом

$$u_{on} = U_n + U_i = -U_2 \frac{R_0}{R_2} - \frac{1}{R_2 C} \int_0^t U_2 dt = -U_2 \frac{R_0}{R_2} - \frac{U_1}{R_2 C} t \approx \Delta U - \frac{U_1}{R_2 C} t.$$

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

$$R_2 \ll \frac{U_2 T_i}{C u_{onm}}.$$

Амплітуда опорної напруги, як і для попереднього генератора, лежить у межах -8...-10 В. Позитивний стрибок $\Delta U \approx 2 \text{ В}$.

Виходячи з формули (3.2) отримаємо

$$R_1 = -\frac{U_1 T_n}{C u_{onm}},$$

а з (3.1)

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

У цих формулах слід враховувати знаки напруг.

Вихідні каскади

До складу вихідних каскадів входять підсилювач потужності (звичайно транзисторний) та потенційна розв'язка. У підсилювачі потужність імпульсу, що надійшов з формувача імпульсів, зростає до рівня, необхідного для відкриття тиристора.

До керуючого електрода тиристора імпульс найчастіше надходить через імпульсний трансформатор. Призначення імпульсного трансформатора:

- потенційна розв'язка високовольтного силового кола та низьковольтної СІФК для забезпечення надійності системи керування та безпеки її налагодження;
- узгодження рівнів напруг вихідної напруги СІФК та напруги на керуючому електроді;
- розмноження керуючих імпульсів за допомогою додаткових вторинних обмоток у разі необхідності одночасного відкриття кількох тиристорів (однофазна мостова схема, реверсивні випрямлячі з роздільним керуванням, послідовне та паралельне з'єднання тиристорів).

На рис.3.29 зображений один з варіантів вихідних каскадів, який використовується у вітчизняних електроприводах.

Після надходження на базу транзистора $VT1$ керуючого імпульсу від ΦI у вигляді логічного нуля транзистор відкривається і через первинну обмотку імпульсного трансформатора тече струм. На інтервалі зростання цього струму у вторинній обмотці виникає струм, який через

діод $VD5$ надходить до керуючого електрода тиристора, відкриваючи його. Після зникнення імпульсу, що надійшов від ΦI , транзистор закривається, струм у первинній обмотці трансформатора знижується, замикаючись через діод $VD3$ (останній захищає транзистор та трансформатор від перенапруг, обумовлених ЕРС самоіндукції).

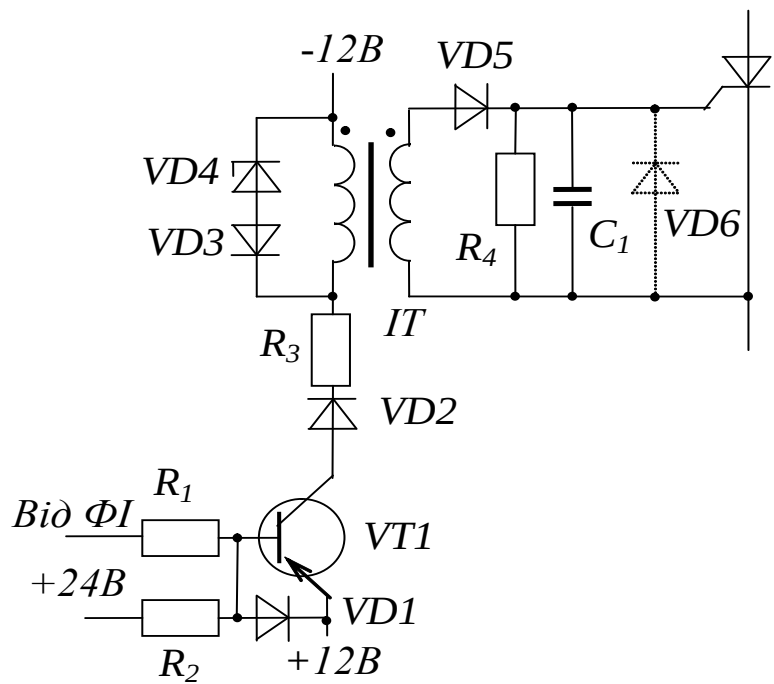


Рис.3.29. Вихідні каскади

ЕРС вторинної обмотки змінює знак, але діод запобігає зміні знака струму керуючого електрода.

Конденсатор, який шунтує керуючий електрод, підвищує критичну швидкість зростання анодної напруги тиристора та захищає його керуючий електрод від високочастотних перешкод. Резистор R_4 прискорює процес закриття тиристора. Якщо замість діода $VD5$ вмикають діод $VD6$, спад напруги на ньому при зміні знака струму вторинної обмотки також підвищує стійкість тиристора до стрибків анодної напруги.

4. РЕВЕРСИВНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

4.1. Загальні відомості

При застосуванні випрямлячів в електроприводі часто виникає необхідність зміни напрямку (реверсу) струму (моменту) або швидкості. Наприклад, перед зупинкою трамваю або під час його спуску з гори потрібна зміна напрямку струму з метою гальмування тягового двигуна. Щоб змінити напрямок руху будь-якого механізму (наприклад, підйомного крана), треба змінити знак напруги, прикладеної до обмотки якоря двигуна, а потім і знак його моменту. Оскільки тиристорний випрямляч має односторонню провідність, для реверсу струму використовують контактний чи тиристорний реверсор (рис.4.1,а), або (частіше) другий випрямляч, ввімкнений зустрічно-паралельно першому (рис.4.1,б) .

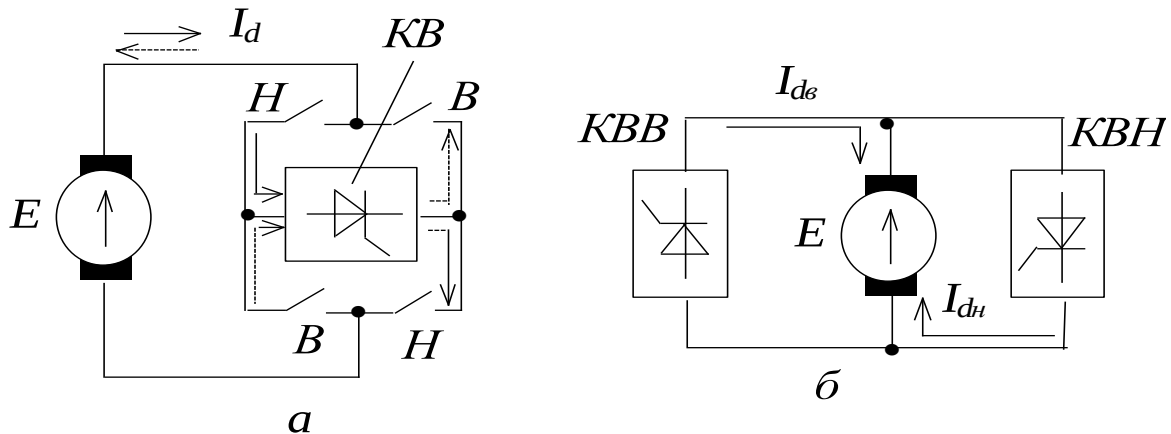


Рис.4.1. Способи реверсу випрямленого струму

У першій схемі рисунка при ввімкнених контактах B струм нереверсивного керованого випрямляча KB тече через обмотку якоря зверху вниз, а після вмикання контактів H - у протилежному напрямку. Такий спосіб зміни напрямку струму використовують при нечастих ре-

версах та відсутності жорстких вимог до швидкодії електропривода (електротранспорт, електроприводи деяких підйомних кранів та інших загальнопромислових механізмів).

Коли напрямок струму якоря змінюється досить часто і швидко, тієї ж мети досягають використанням двох нереверсивних випрямлячів *KBB* та *KBH*, які найчастіше працюють по черзі. Схеми випрямлення цих випрямлячів можуть бути будь-якими. Випрямляч, зображений на рис.4.1,б, іноді називають двокомплектним, а окремі нереверсивні випрямлячі - комплектами. Такий спосіб реверсу використовують у швидкодіючих електроприводах верстатів з числовим програмним керуванням, промислових роботів, прокатних станів тощо. Надалі розглядатимуться саме такі реверсивні випрямлячі.

Щоб виявити, в яких режимах можуть працювати комплекти у двокомплектному реверсивному випрямлячі, розглянемо процес реверсу струму під час роботи випрямляча на активно-індуктивне навантаження та на проти-ЕРС. Коливання миттєвих випрямлених напруги та струму протягом періоду живильної мережі не враховуватимемо. Тому нижче використовуються середні за період напруга U_d та струм I_d .

Якщо навантаження активно-індуктивне (наприклад, обмотка збудження), процеси у ньому описуються рівнянням

$$U_d = I_d R_n + L_n \frac{dI_d}{dt}.$$

На рис.4.2 зображений процес реверсу струму та напруги.

До моменту часу $t=t_1$ працює комплект KBB , напруга та струм незмінні, $\frac{dI_d}{dt}=0$, а $U_d=I_d R_H$. Тому одночасно зі зменшенням U_d (при $t>t_1$) знижується і I_d , бо його похідна $\frac{dI_d}{dt}=\frac{U_d-I_d R_H}{L_H}<0$. Оскільки знаки напруги та струму збігаються, KBB працює у випрямному режимі (BP).

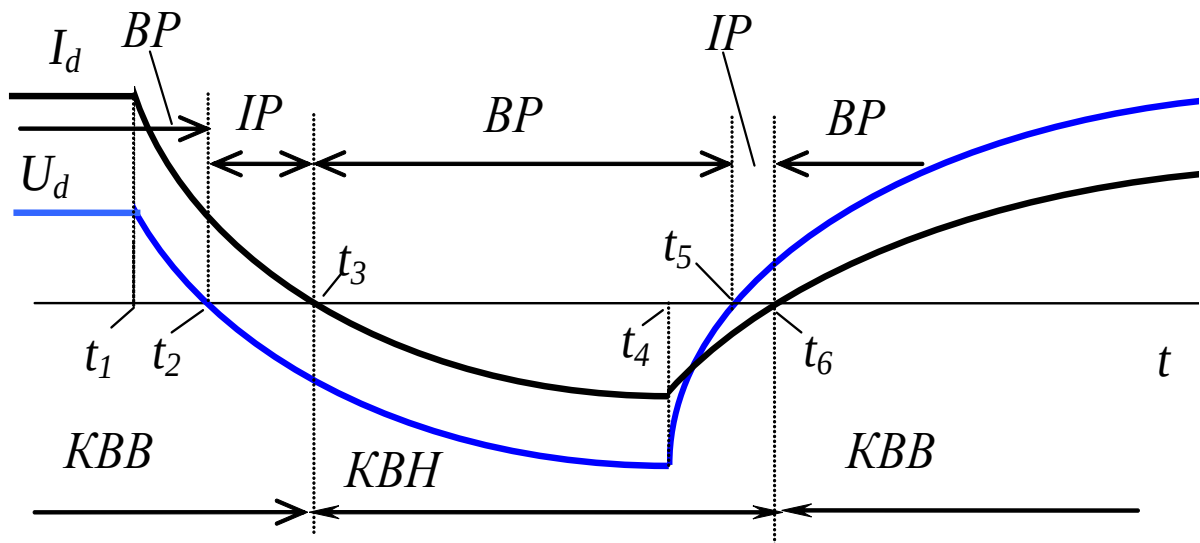


Рис.4.2.Реверс струму в RL -навантаженні

У момент $t=t_2$ напруга вже знизилася до нуля, але $I_d = -\frac{1}{R_H} \frac{dI_d}{dt} > 0$. Щоб продовжити зниження струму, необхідно змінити полярність напруги шляхом переведення KBB до інверторного режиму (IP) з $\alpha > 90^\circ$.

Коли струм знижується до нуля ($t=t_3$), $U_d = L_H \frac{dI_d}{dt} < 0$ і тиристири випрямляча KBB закриваються. Внаслідок однобічної провідності тиристорів випрямляч KBB не може змінити напрямку струму. Тому праворуч т. $t=t_3$ працює випрямляч KBH (у випрямному режимі).

На інтервалах часу t_4-t_5, t_5-t_6 і далі відбувається процес нової зміни напрямку струму у навантаженні. Випрямлячі *KBB* та *KBH* знову міняються тут місцями.

На рис.4.3 зображений процес реверсу струму при наявності у складі навантаження проти-ЕРС. На рис.4.4 зображений той же процес, що й на рис.4.3, але в площині електромеханічних характеристик електричного двигуна.

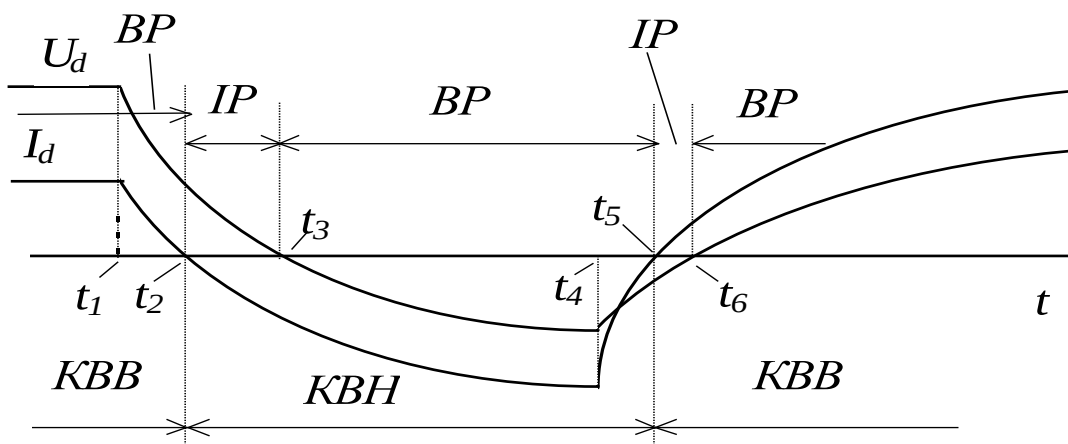


Рис.4.3. Реверс струму в *RLE*-навантаженні

Завдяки тому, що при досить великих швидкостях обертання якоря $E > L_n \frac{dI_d}{dt}$, до моменту $t = t_2$, коли струм досягає нуля, напруга ще зберігає попередній знак:

$$U_d = E + L_n \frac{dI_d}{dt} > 0,$$

а *KBB* працює у випрямному режимі.

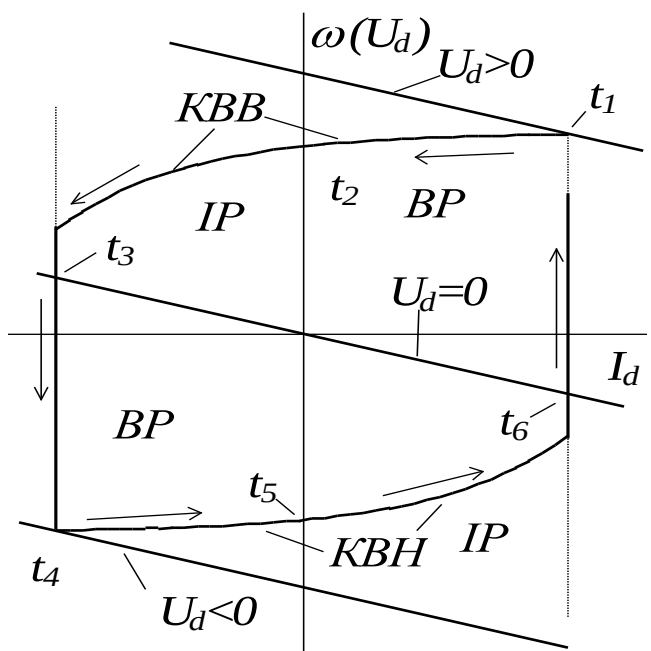


Рис.4.4. Реверс струму (у площині електромеханічних характеристик)

Після цього для зміни напрямку струму повинен вступити до роботи *KBH*, який до моменту $t = t_3$ працюватиме в інверторному режимі, а потім перейде до випрямного. Як видно, порядок чергування випрямного та інверторного режимів у цьому випадку інший, ніж при активно-індуктивному навантаженні.

Існує два основних різновиди схем вмикання комплектів реверсивних випрямлячів: зустрічно-паралельна та перехресна.

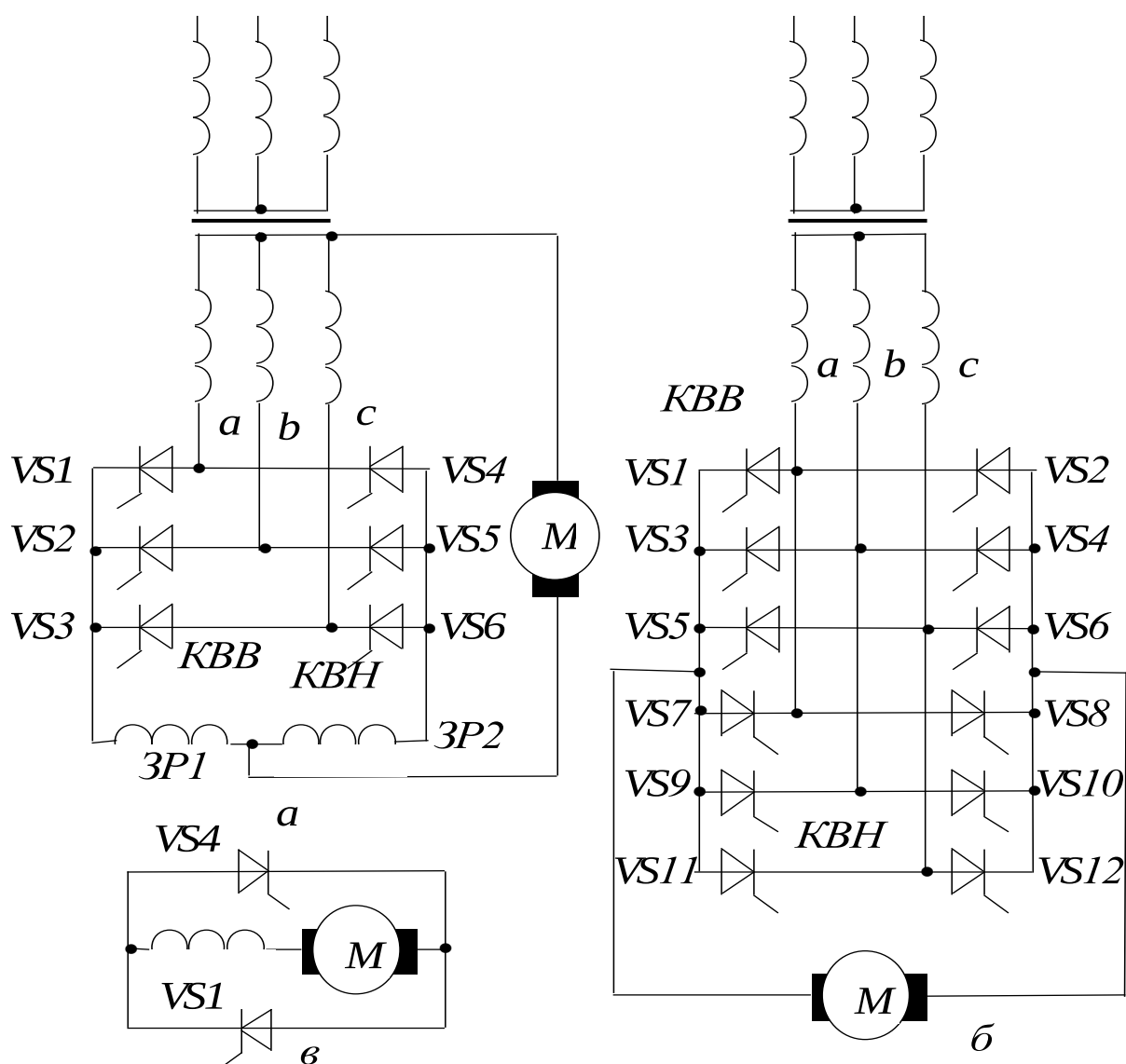


Рис.4.5. Зустрічно-паралельні реверсивні схеми

У зустрічно-паралельних схемах (рис.4.5) обидва комплекти живляться від одних і тих же вторинних обмо-

ток трансформатора. Через те до відповідних тиристорів однієї фази різних комплектів (наприклад, $VS1$ та $VS4$ на рис.4.5,а чи $VS1$ та $VS7$ на рис.4.5,б) завжди прикладаються однакові напруги. Це видно, наприклад, з рис.4.5,в, де зображений фрагмент схеми рис.4.5,а.

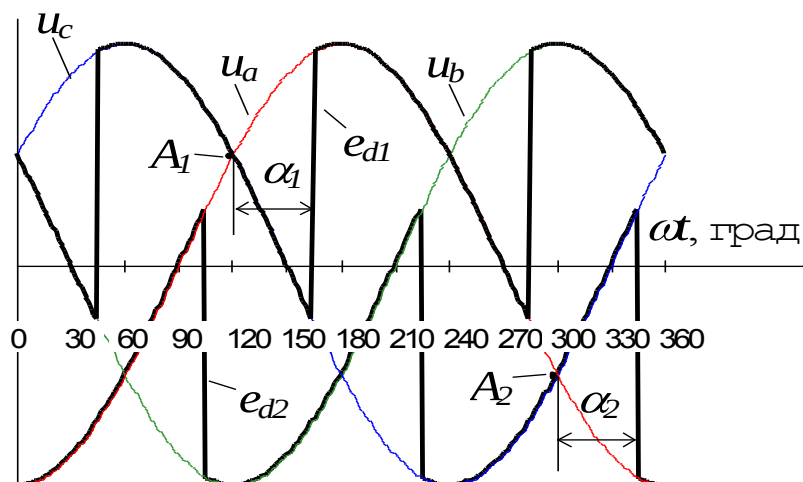


Рис.4.6. Випрямлені напруги в зустрічно-паралельній схемі

Хоча до тиристорів різних груп у зустрічно-паралельних схемах прикладається одна й та ж напруга, тиристири завдяки протилежній полярності їх вмикання мають неоднакові точки природної комутації (для тиристорів $VS1$ та $VS4$ відповідно точки A_1 та A_2 на рис.4.6). Тому при однакових кутах керування середні випрямлені напруги комплектів мають протилежні знаки.

Зустрічно-паралельні схеми найчастіше використовують при роздільному керуванні реверсивними КВ.

У перехресних (або вісімкових) схемах (рис.4.7) анодні напруги тиристорів однієї фази різних комплектів протифазні, що забезпечується завдяки живленню тиристорних комплектів від окремих комплектів вторинних обмоток одного силового трансформатора або від різних трансформаторів.

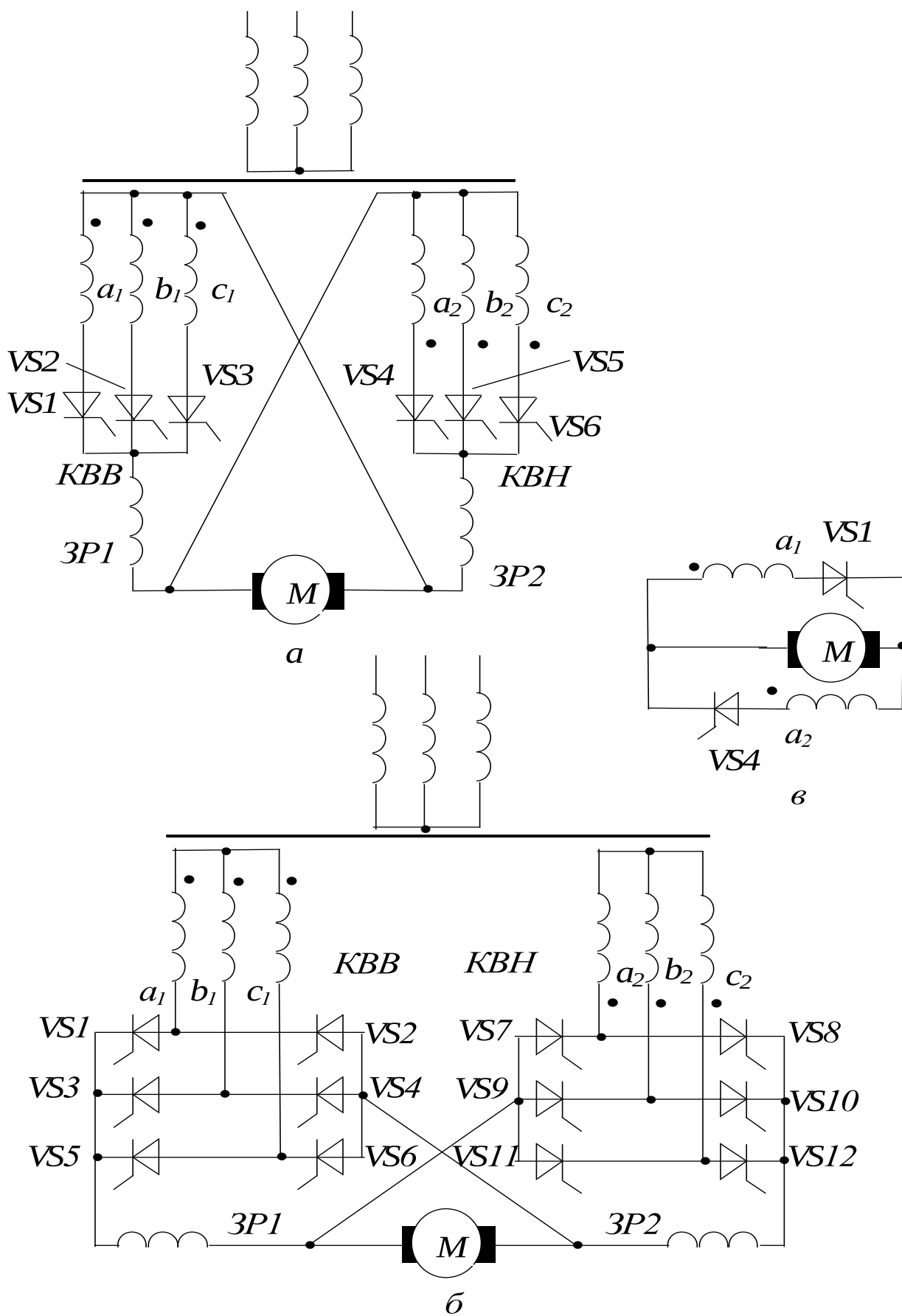


Рис.4.7. Перехресні реверсивні схеми

Вторинні обмотки, які живлять протилежні комплекти, мають різні схеми вмикання: в одній з'єднані початки фазних обмоток (комплект *KBB*), в іншій – кінці (комплект *KBH*). Завдяки цьому напруги на анодах тиристорів *VS1* та *VS4* (схема рис.4.7,а) і *VS1* та *VS7* (схема рис. 4.7,б) завжди різного знака. Це видно з рис. 4.7,в, де зображений фрагмент схеми рис.4.7,а.

На рис.4.8 – живильні напруги комплектів та їх випрямлені напруги для схеми рис.4.7,а.

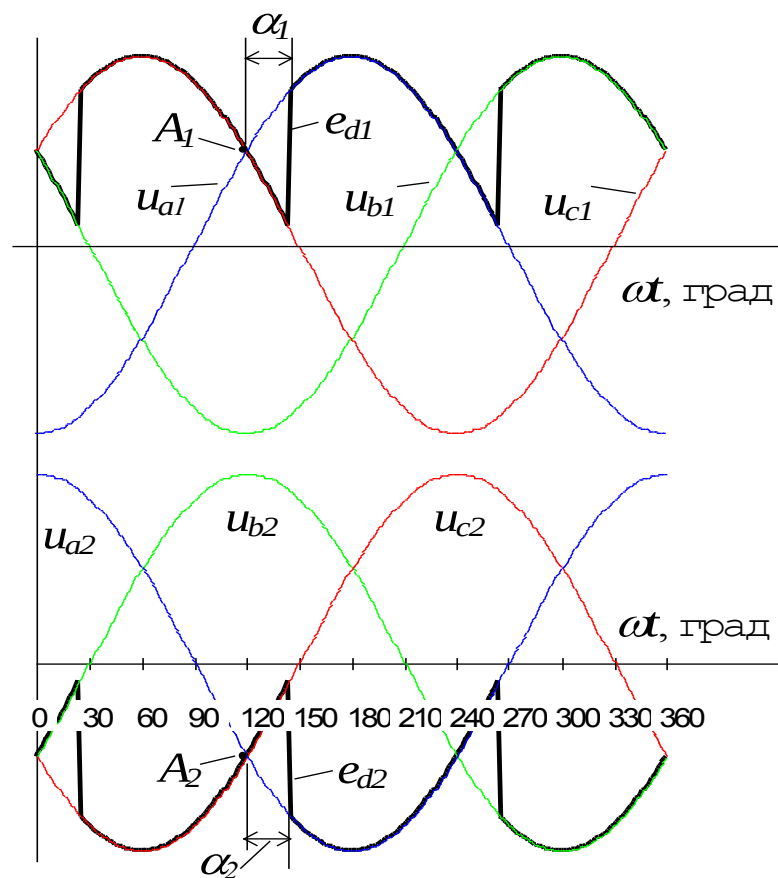


Рис.4.8. Випрямлені напруги в перехресній схемі

Перехресні схеми використовують тільки при сумісному керуванні тиристорними комплектами. Зрівняльні реактори *ЗР1* та *ЗР2* призначені для обмеження зрівняльних струмів, що виникають між тиристорними комплектами за такого способу керування.

4.2. Сумісне керування реверсивними випрямлячами

Під час сумісного керування комплекти КВВ та КВН працюють не по черзі, як при роздільному, а одночасно. Оскільки обидва комплекти відносно навантаження ввімкнені паралельно, знаки їх середніх випрямлених напруг повинні бути теж однаковими. Тому, якщо один з комплектів працює у випрямному режимі ($\alpha < 90^\circ$), інший треба перевести до інверторного ($\alpha > 90^\circ$). При такому способі керування завжди є певна залежність між кутами керування різних комплектів.

Можливі три способи узгодження кутів керування:

- $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ (узгоджене керування);
- $\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$ (неузгоджене керування);
- $\alpha_1 + \alpha_2 < 180^\circ$.

Розглянемо електромагнітні процеси при різних способах узгодження на прикладі трифазних нульових зустрічно-паралельної (рис.4.5,а) та перехресної (рис. 4.7,а) схем.

А. Робота реверсивної зустрічно-паралельної схеми при узгодженому керуванні

Оскільки максимально можливі середні випрямлені напруги комплектів E_{d01} та E_{d02} мають різні знаки та однакові модулі, середні випрямлені напруги комплектів при $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ завжди дорівнюють одна одній:

$$E_{d1} = E_{d01} \cos \alpha_1;$$

$$E_{d2} = E_{d02} \cos \alpha_2 = E_{d02} \cos(180^\circ - \alpha_1) = -E_{d02} \cos \alpha_1 = E_{d1}.$$

Миттєві вихідні напруги комплектів, проте, відрізняються одна від одної, внаслідок чого виникає знако-

змінна зрівняльна напруга $u_{zp} = e_{d1} - e_{d2}$ між комплектами та зрівняльний струм (рис.4.9-4.11).

Зрівняльний струм протікає вторинними обмотками трансформатора, тиристорами та зрівняльними реакторами. Через навантаження він не проходить. Наприклад, коли відкриті тиристири $VS1$ та $VS6$, до зрівняльного контура входять (рис.4.12): $VS1$, обмотки a та c , $VS6$, реактори $3P2$ і $3P1$, $VS1$. Активний опір контура невеликий, і зрівняльний струм обмежується переважно індуктивністю реакторів $3P1$ та $3P2$.

Процеси в контурі зрівняльного струму описуються рівнянням

$$u_{zp} = i_{zp}R_{zp} + L_{zp} \frac{di_{zp}}{dt},$$

де R_{zp} , L_{zp} - сумарні активний опір та індуктивність контура.

Коли $\alpha=0$, миттєві випрямлені напруги комплектів $e_{d1}=e_{d2}$ і зрівняльна напруга відсутня. При кутах керування $0^\circ < \alpha < 60^\circ$ у діаграмі зрівняльної напруги спостерігаються паузи і зрівняльний струм має переривистий характер (рис.4.9). Подальше збільшення кута керування призводить до зникнення пауз у зрівняльних напрузі та струмі (рис.4.10). Струм стає гранично-безперервним. При наближенні кута керування до 90° амплітуда пульсацій зрівняльного струму зменшується, а частота стає вдвічі більшою (рис.4.11).

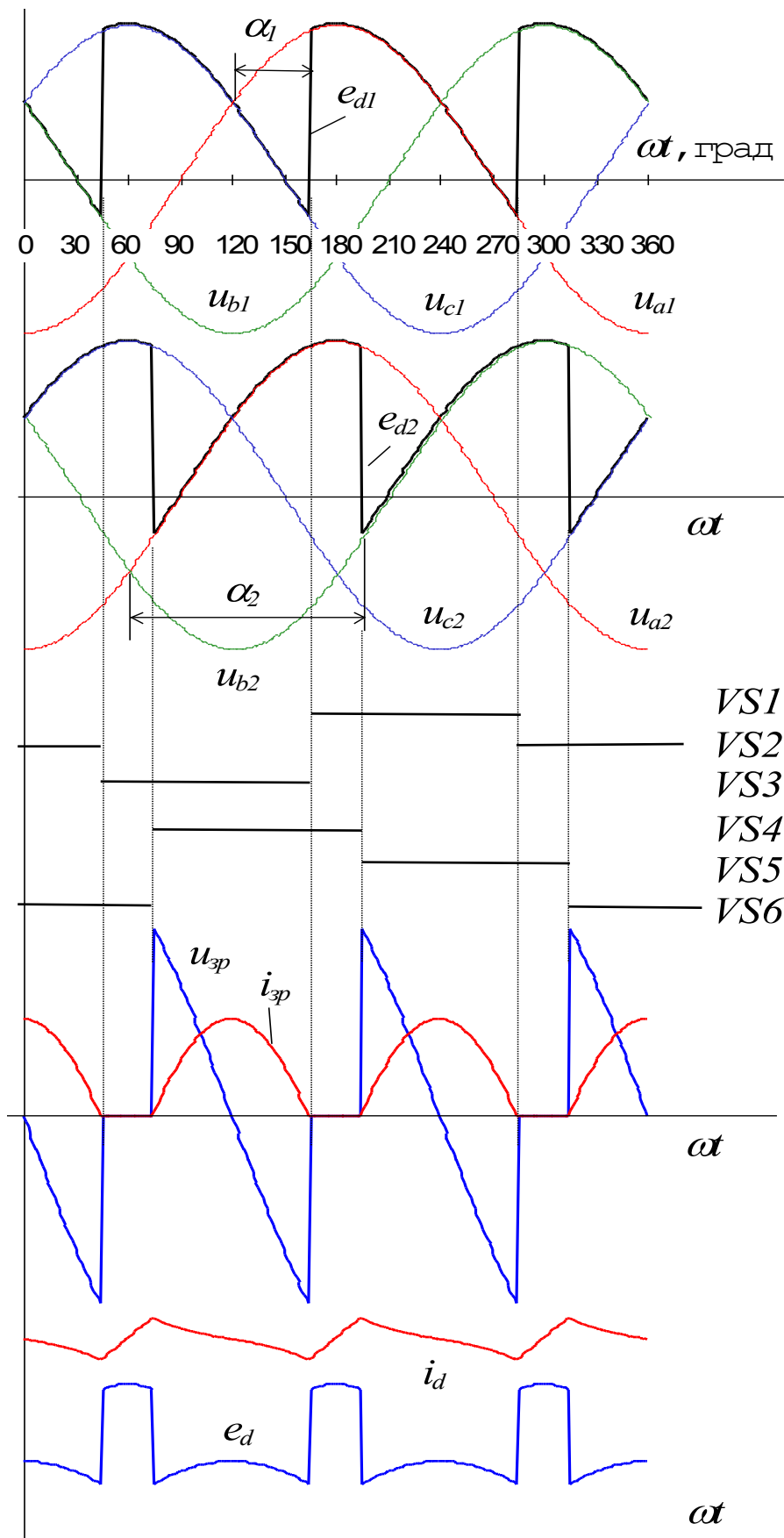


Рис.4.9. Процеси в зустрічно-паралельній схемі
при $\alpha_1=45^\circ$, $\alpha_2=135^\circ$

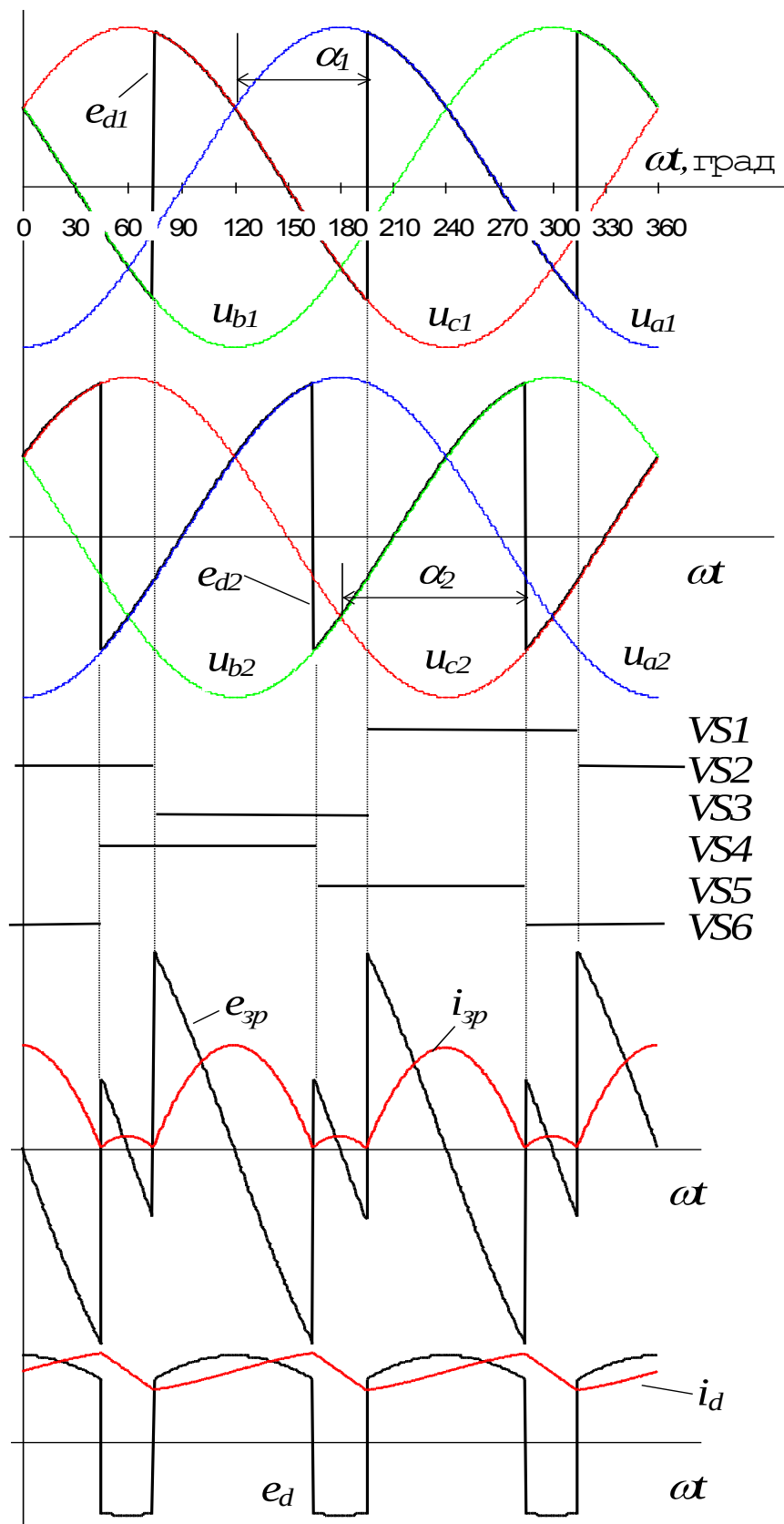


Рис.4.10. Процеси в зустрічно-паралельній схемі
при $\alpha_1=75^\circ$, $\alpha_2=105^\circ$

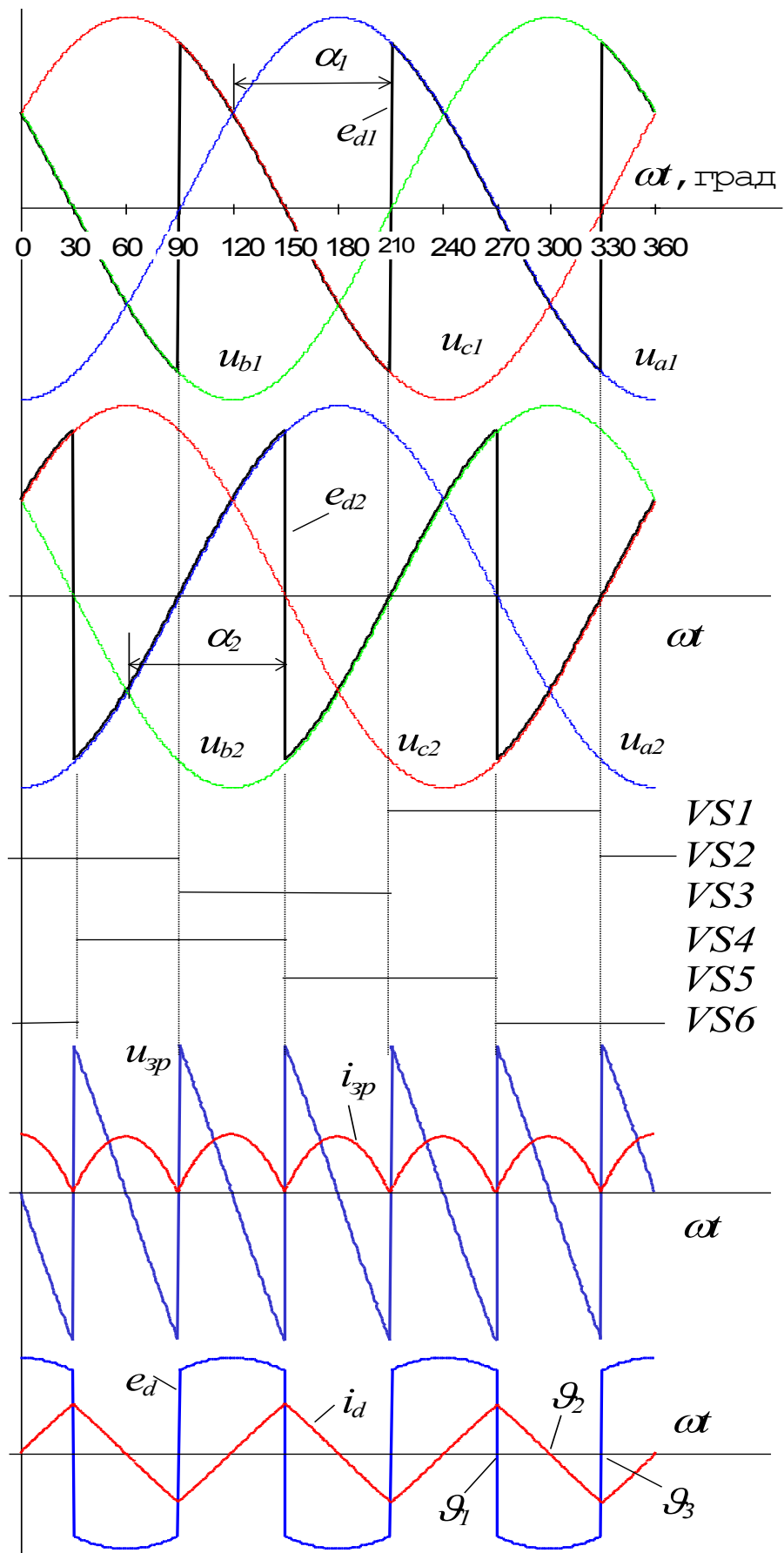


Рис.4.11. Процеси в зустрічно-паралельній схемі при $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$

Залежності амплітуд зрівняльних напруги та струму від кута керування показані на рис.4.13 (суцільні лінії відповідають амплітуді зрівняльної напруги, штрихові - амплітуді струму). Збільшення індуктивності зрівняльного контура викликає практично пропорціональне зменшення амплітуди зрівняльного струму. Індуктивність зрівняльних реакторів вибирають такою, щоб середнє значення зрівняльного струму не перевищувало 7...10% від номінального випрямленого струму. В

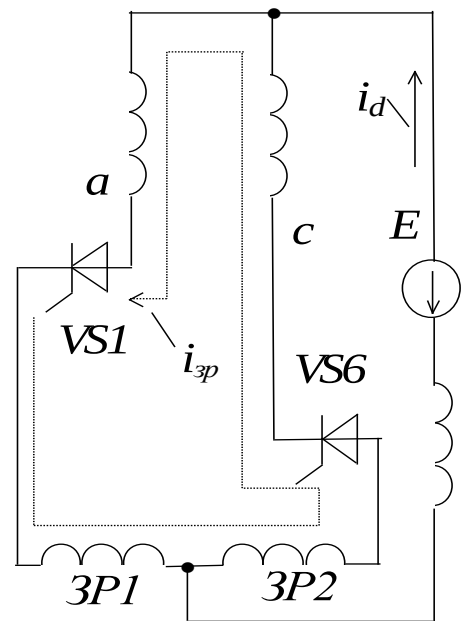


Рис.4.12. Контур зрівняльного струму

діапазоні кутів $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ відповідні залежності - дзеркальні відображення кривих рис. 4.13, оскільки характер процесів аналогічний, а комплекти КВВ та КВН лише міняються ролями.

Характер зміни напруги та струму в навантаженні при узгодженому керуванні інший, ніж у нереверсивному випрямлячі.

Миттєва на-
пруга у
навантаженні

$$e_d = \frac{e_{d1} + e_{d2}}{2}.$$

її
характер істотно
залежить від кута
керування, але за

$\alpha > 60^\circ$ вона завжди
має знакозмінний

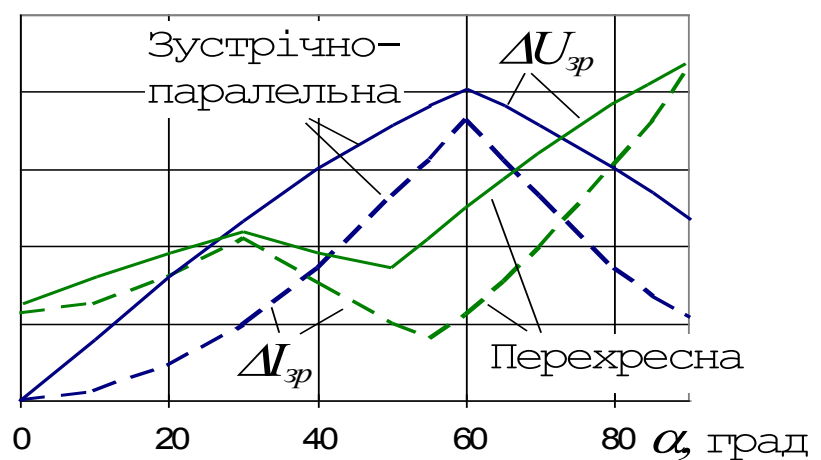


Рис.4.13. Амплітуди зрівняльних напруги та струму

характер.

З наближенням середньої випрямленої напруги до нуля (рис.4.11) або до проти-ЕРС навантаження паузи у випрямленому струмі, на відміну від нереверсивного випрямляча, не виникають. Це - наслідок того, що тиристири під впливом зрівняльної напруги завжди відкриті, і є можливість зміни знака струму навантаження. Так, коли на рис.4.11 випрямлений струм позитивний (інтервал $\vartheta_2 < \omega t < \vartheta_1$), він протікає через $VS1$ та обмотку фази a . Завдяки тому, що тиристором $VS6$ на інтервалі $\vartheta_2 < \omega t < \vartheta_3$ тече зрівняльний струм, струм навантаження на цьому інтервалі може, йдучи $VS6$ та обмоткою c , змінити свій знак. Якщо від випрямляча живиться двигун постійного струму, то на момент $\omega t = \vartheta_2$ він переходить з режиму двигуна до рекуперативного, віддаючи енергію через обмотку c до мережі.

Б. Робота реверсивної перехресної схеми при узгодженому керуванні

У перехресній схемі (рис.4.7,а) завдяки протилежній полярності вмикання вторинних обмоток немає інтервалів часу, коли миттєві випрямлені напруги комплектів збігаються. Тому зрівняльна напруга виникає при будь-якому куті керування (рис.4.14-4.16) і паузи у випрямленому струмі відсутні. Її амплітуда, як і амплітуда зрівняльного струму, досягає максимуму з кутом $\alpha=90^\circ$ (див. рис.4.13 та 4.16). Характер зрівняльного струму практично завжди гранично-безперервний. Невеличкі паузи у струмі з'являються лише внаслідок наявності у зрівняльному контурі малого активного опору.

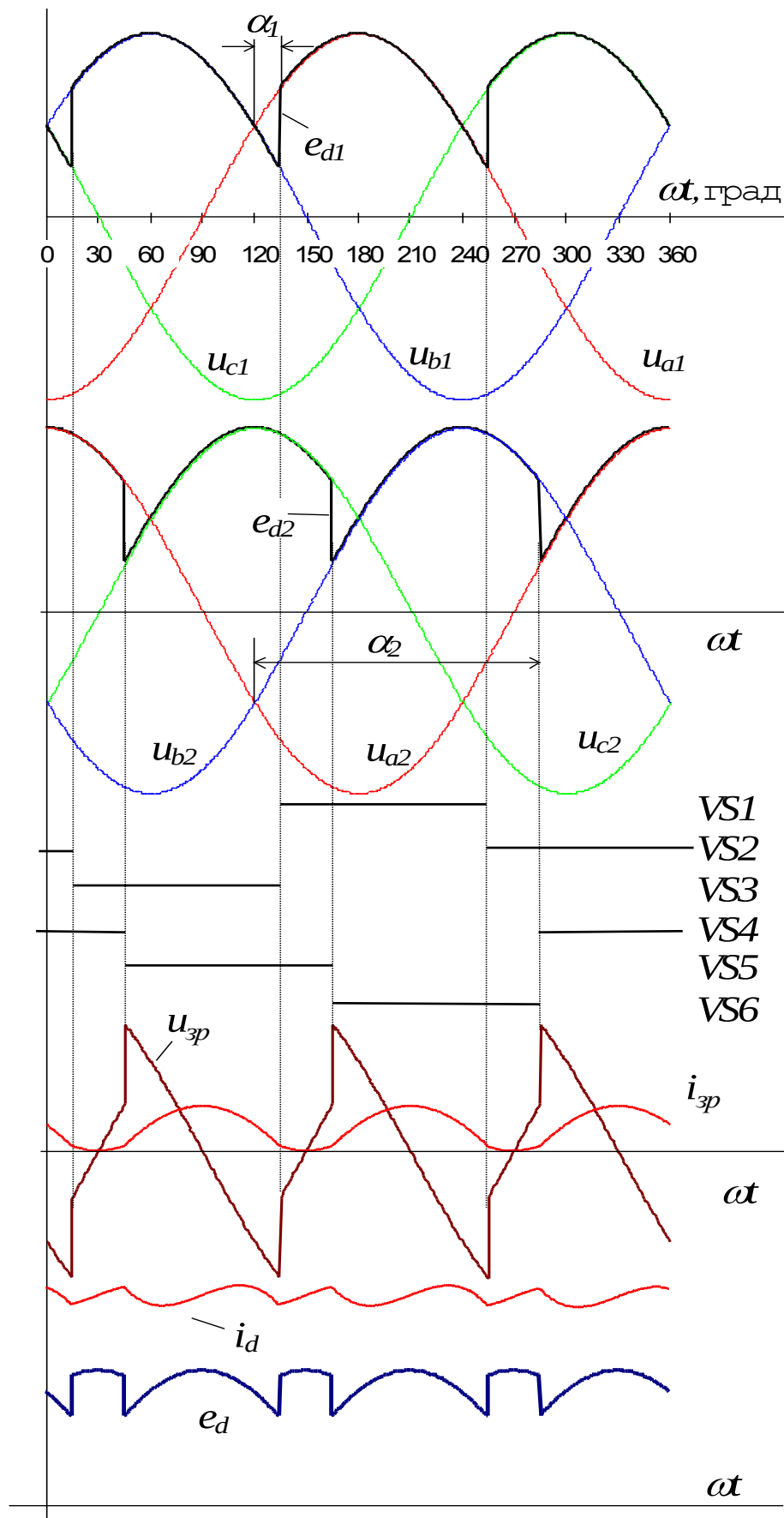


Рис.4.14. Процеси в перехресній схемі при $\alpha_1=15^\circ$,
 $\alpha_2=165^\circ$

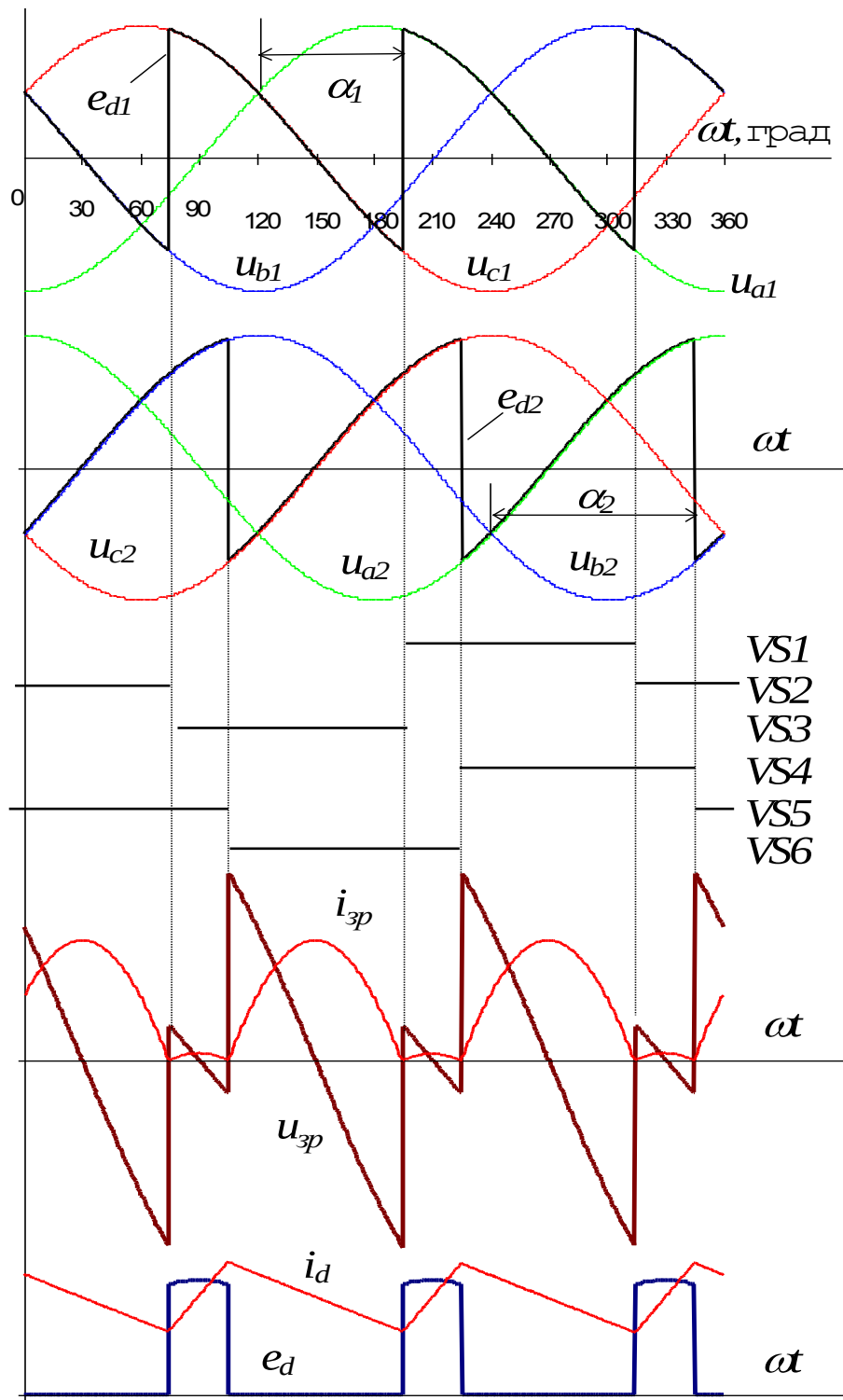


Рис.4.15. Процеси в перехресній схемі при $\alpha_1=75^\circ$,

$$\alpha_2=105^\circ$$

Як і в зустрічно-паралельній схемі, завжди відкрито два тиристори. Наприклад, коли відкриті *VS1* та *VS6*, зрівняльний струм протікає колом (рис.4.7, а): «фа-

за a_1 - $VS1$ - реактор $3P1$ - фаза c_2 - $VS6$ - реактор $3P2$ - фаза a_1 ».

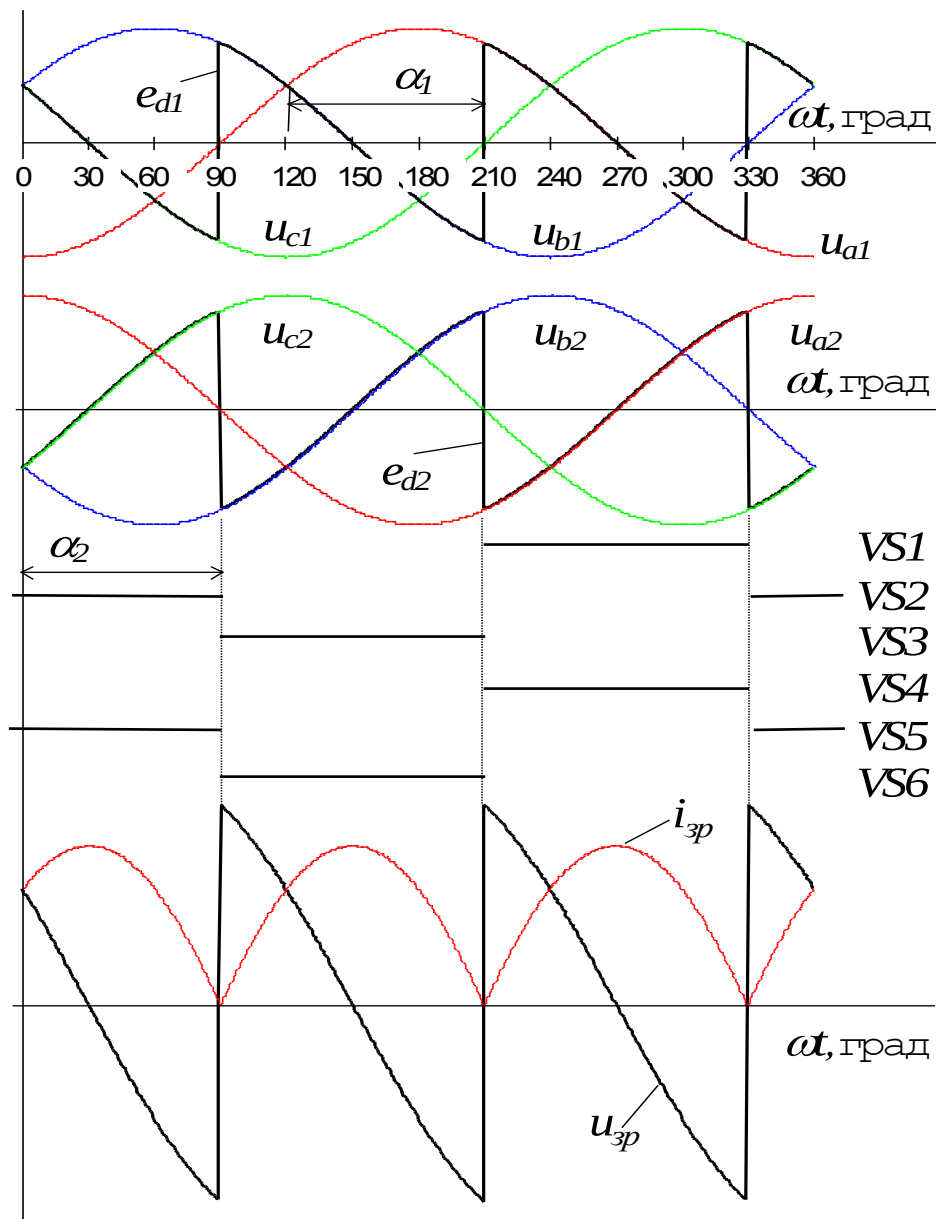


Рис.4.16. Процеси в перехресній схемі при $\alpha_1=\alpha_2=90^\circ$

У перехресній схемі при кутах, більших за 45° , проте, можлива одночасна робота тиристорів, які належать до однієї фази (наприклад, $VS1$ та $VS4$). Тому в діаграмі миттєвої напруги на навантаженні e_d утворюються ділянки з нульовою напругою (рис.4.15). При $\alpha=90^\circ$ у

будь-який момент часу $e_{d1} = -e_{d2}$, і напруга на навантаженні та випрямлений струм зникають (рис.4.16).

В. Робота реверсивної зустрічно-паралельної схеми при неузгодженому керуванні

Якщо сума кутів керування менша за 180° , кут $\alpha_2 < 180^\circ - \alpha_1$ і середня випрямлена напруга комплекту КВВ більша за комплект КВН:

$$E_{d2} = E_{d02} \cos \alpha_2 < E_{d1}.$$

Це означає, що середнє значення зрівняльної напруги різниться від нуля, внаслідок чого з'являється безперервний зрівняльний струм, обмежити який за допомогою індуктивності реакторів неможливо. Виникає тяжкий аварійний режим – коротке замикання між комплектами КВВ та КВН (рис.4.17).

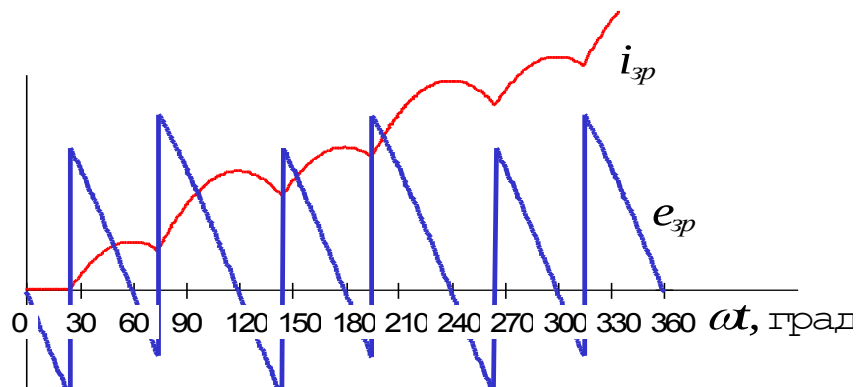


Рис.4.17. Виникнення короткого замикання між комплектами при $\alpha_1 + \alpha_2 < 180^\circ$

Щоб запобігти виникненню такої ситуації внаслідок неточного настроювання СІФК, навіть при узгодженому керуванні суму кутів керування задають трохи більшою від 180° . Це практично не впливає на перебіг електромагнітних процесів, але значно підвищує надійність роботи випрямляча.

Якщо суму кутів керування зробити набагато більшою від 180° (найчастіше використовують співвідношення $\alpha_1 + \alpha_2 = 240^\circ$), випрямляч отримує нові властивості. Оскільки середня ЕРС випрямного комплекту менша за інверторний, середнє значення зрівняльної ЕРС негативне. Зрівняльний струм, проте, не може змінити свого знака, і тому значно розширюється діапазон кутів керування, в якому зрівняльний струм дорівнює нулю. Це дозволяє значно зменшити потрібну індуктивність зрівняльних реакторів.

На рис.4.18 зображені часові діаграми у зустрічно-паралельній трифазній нульовій схемі для $\alpha_1 = 75^\circ$ та $\alpha_2 = 240^\circ - 75^\circ = 165^\circ$. Форма напруги на навантаженні порівняно з рис.4.10, звичайно, змінилася. Значно меншим став і зрівняльний струм, однак при зменшенні середнього випрямленого струму (завдяки збільшенню кута керування або проти-ЕРС) з'являються паузи у випрямленому струмі. Це видно з діаграм випрямлених напруги та струму для випадку більшої проти-ЕРС, зображених у нижній частині рис.4.18. На момент зниження струму i_d до нуля зрівняльний струм вже зник, тиристор у комплекті КВН заклався, і шлях для протікання негативного струму навантаження відсутній. Тиристор у комплекті КВВ після зниження струму i_d до нуля також закривається, і виникає безструмова пауза.

Таким чином, при неузгодженому керуванні ціна зменшення зрівняльних струмів – поява режиму переривистого струму в навантаженні. Як і в нереверсивному випрямлячі, це призводить до викривлення зовнішніх характеристик при малих струмах.

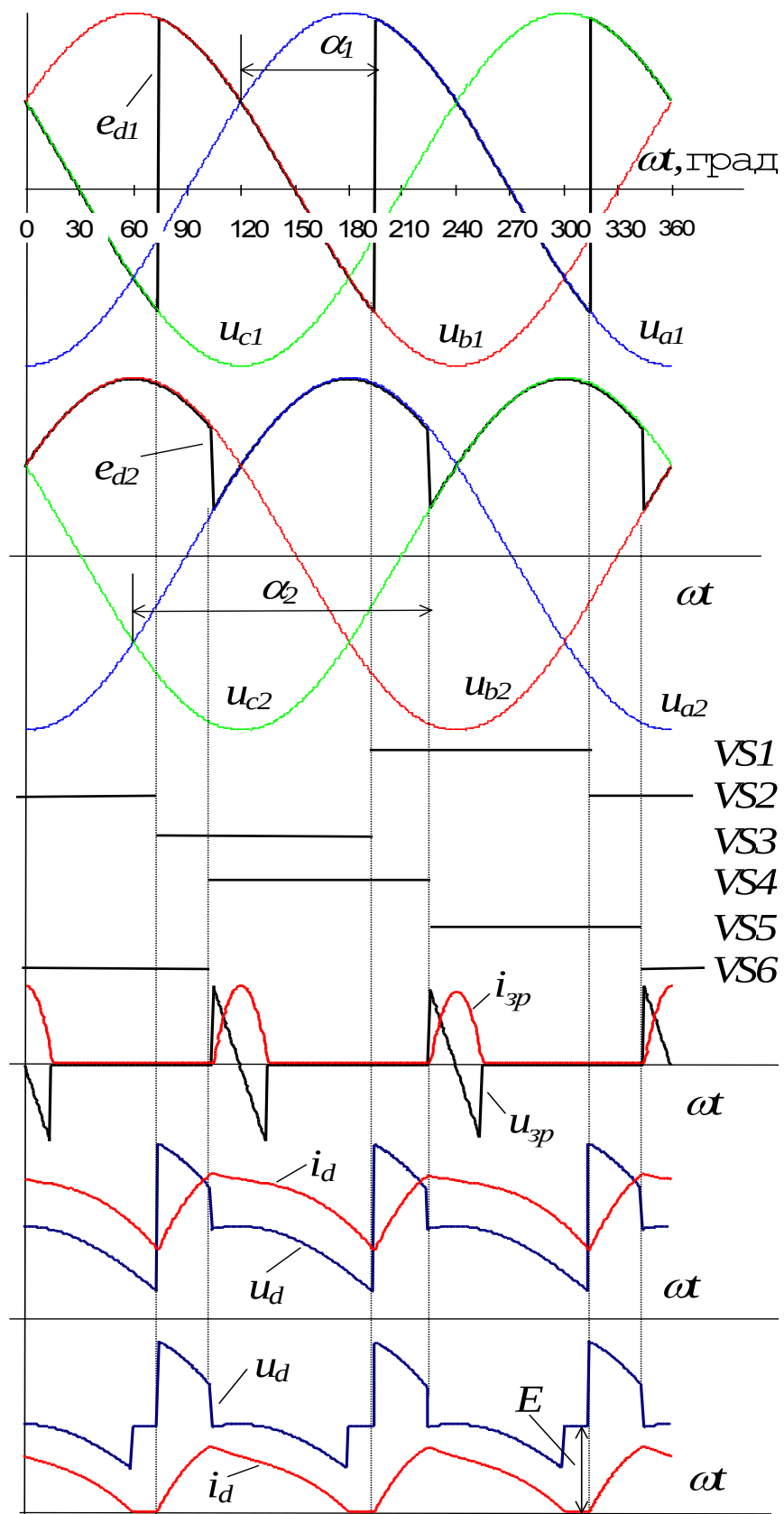


Рис.4.18. Процеси в зустрічно-паралельній схемі при неузгодженому керуванні

Г. Регульовальні та зовнішні характеристики реверсивних випрямлячів з сумісним керуванням

Регульовальні характеристики комплектів (залежності кутів керування та середніх випрямлених напруг від керуючої напруги) $\alpha = f(u_k)$ та $E_d = f(u_k)$ при пилкоподібній опорній напрузі та узгодженому керуванні зображені на рис.4.19.

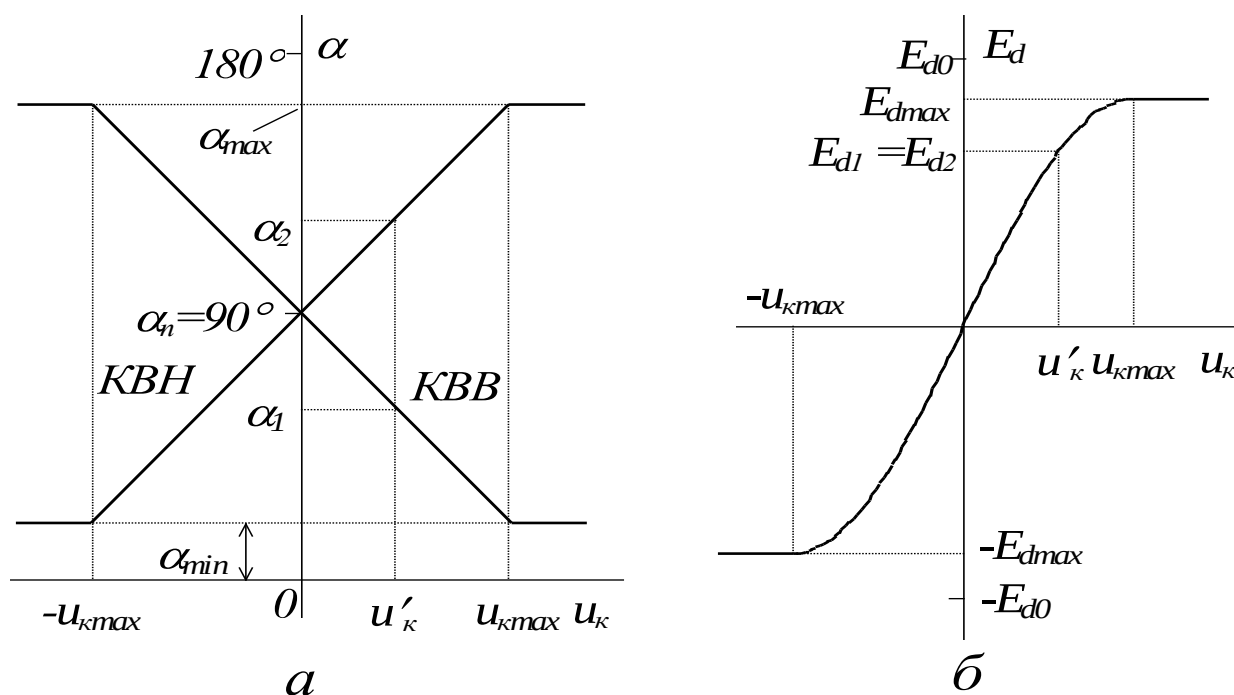


Рис.4.19. Регульовальні характеристики комплектів при узгодженому керуванні

Щоб забезпечити умову $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ у всьому діапазоні кутів керування, характеристики обох комплектів (рис.4.19, а) повинні перетинати вісь абсцис при $\alpha = 90^\circ$. Це реалізується за допомогою напруги зміщення, яка разом з керуючою напругою подається до входів СІФК обох комплектів (пп.3.3, 3.7). Рівень напруги зміщення відповідає куту початкового фазування $\alpha_n = 90^\circ$. Одна й та ж керуюча напруга спрямовується до обох СІФК, але з різними знаками (рис.4.20). Завдяки цьому при керуючій

Рис.4.20. До реалізації узгодженого керування

$$\alpha_2 = 180^\circ - \alpha_1 .$$

При неузгодженому керуванні напруга зміщення СІФК та кут початкового фазування повинні забезпечувати

$\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$. Це можливо, коли $\alpha_n = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} > 90^\circ$. На рис. 4.21 зображені регулювальні характеристики для $\alpha_1 + \alpha_2 = 240^\circ$.

149

відносно початку координат на відрізки $u_k = u_{2p}$, які відповідають $\alpha = 90^\circ$. У діапазоні $u_k > u_{2p}$ у випрямному режимі працює комплект КВВ, і випрямлена напруга відповідає регульувальній характеристиці BA . Так само при $u_k < -u_{2p}$ у випрямному режимі працює комплект КВН (відрізок PX CD).

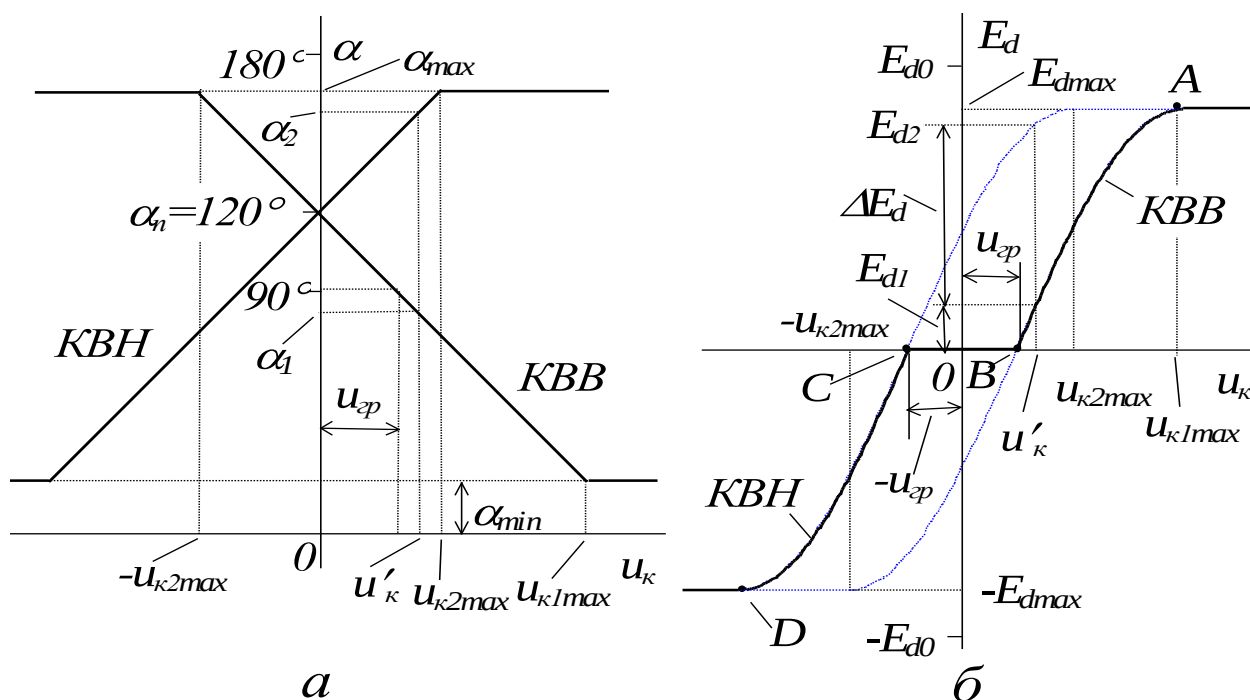


Рис.4.21. Регульвальні характеристики комплектів під час неузгодженого керування

За малих керуючих напруг ($|u_k| < |u_{2p}|$) кути керування близькі до 90° , випрямлений струм переривистий, і PX близька до горизонтальної лінії (відрізок CB). У цьому інтервалі випрямлена напруга від керуючої практично не залежить. Висновок: регульувальна характеристика реверсивного випрямляча з неузгодженим керуванням – суттєво нелінійна (лінія $ABCD$). Поява в PX зони нечутливості CB знижує швидкодію випрямляча при реверсі струму.

Зовнішні характеристики за умови узгодженого керування завдяки безперервному характеру випрямленого струму при будь-якому його середньому значенні є прямими лініями, навіть коли струм близький до нуля (рис.4.22).

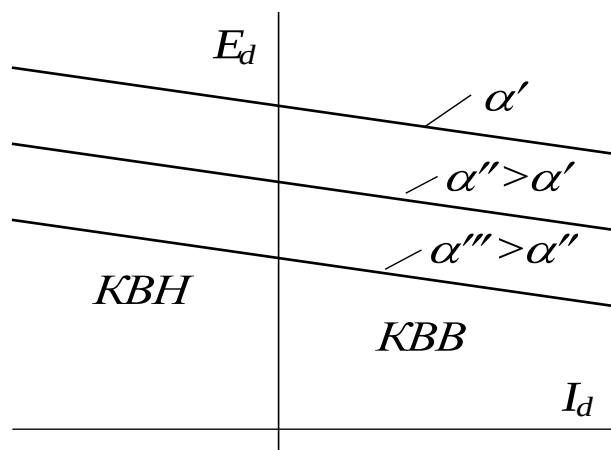


Рис.4.22. Зовнішні характеристики

При неузгодженому керуванні з малими наванта-

при узгодженому керуванні

женнями настає режим переривистого струму, і ЗХ викривляються подібно до таких же нереверсивного випрямляча (рис.4.23). Крім того, оскільки при однаковій керуючій

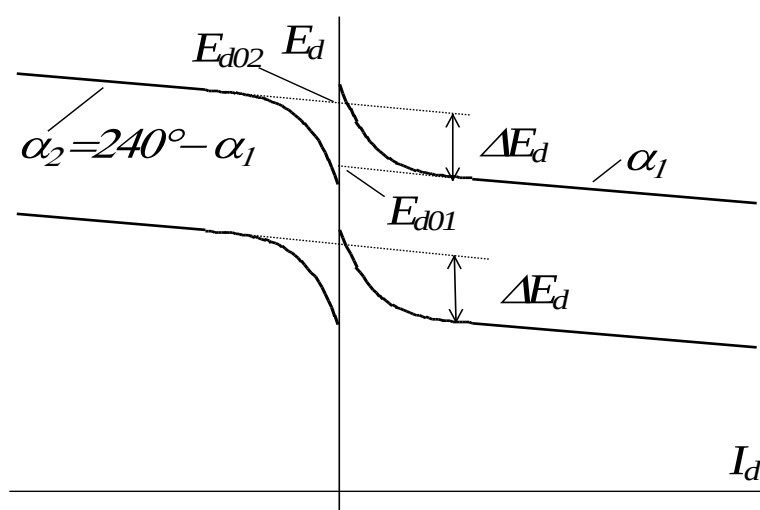


Рис.4.23. Зовнішні характеристики при неузгодженому керуванні

напрузі випрямлені ЕРС комплектів неоднакові, їх ЗХ навіть у режимі безперервного струму зсунуті одна від одної на $\Delta E_d = E_{d2} - E_{d1}$ (див. також рис.4.21, б).

4.3. Обмеження зрівняльних струмів при

сумісному керуванні

Зрівняльні струми, крім позитивної ролі (забезпечення безперервності струму навантаження та лінійності зовнішньої характеристики), відіграють і негативну (завантаження трансформатора та тиристорів інверторної

групи, можливість короткого замикання у зрівняльному контурі).

У загальному випадку зрівняльний струм може мати дві складові: постійну або безперервну (при $\alpha_1 + \alpha_2 < 180^\circ$) та змінну. Перша може бути обмежена чи взагалі усунута шляхом застосування неузгодженого керування або систем автоматичного регулювання зрівняльних струмів, які впливають на кути α_1 та α_2 , а друга ефективно обмежується вмиканням до зрівняльного контура зрівняльних реакторів (струмообмежувальних дроселів). Використовуються два різновиди зрівняльних реакторів:

- насичувані;
- ненасичувані (поділяються, у свою чергу, на реактори без магнітного зв'язку та магнітозв'язані).

Особливість ненасичуваних реакторів у тому, що вони не насичуються під час протікання рез них знакопостійного струму навантаження. Для запобігання насичення вони виконуються з ликим немагнітним зазором або взагалі не мають магнітопроводу. Щоб сумарна індуктивність контура випрямленого струму була однаковою за будь-якого напрямку його протікання, необхідно не менше двох реакторів (рис. 4.5, 4.7 або 4.24). Обидва вони входять до контура зрівняльного струму, а випрямлений струм тече лише через один з них (залежно від напрямку).

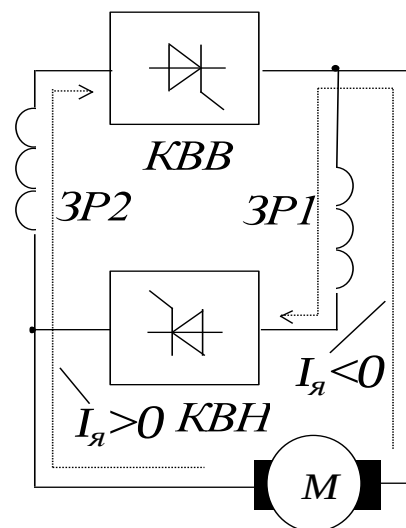


Рис.4.24. Вмикання ненасичуваних реакторів

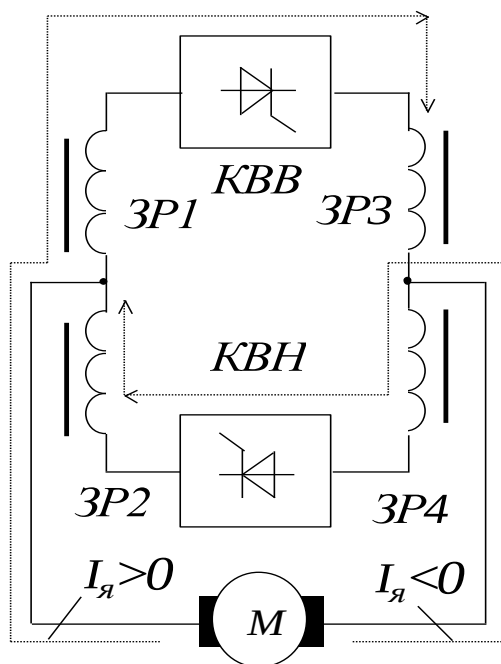


Рис.4.25. Вмикання насичуваних реакторів

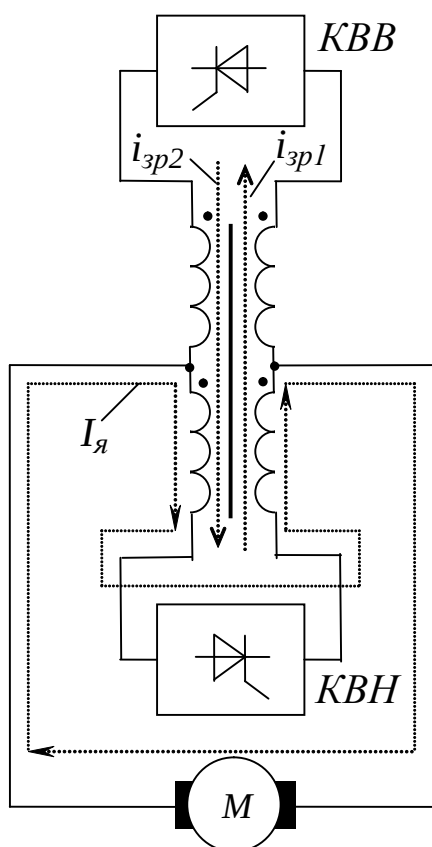


Рис.4.26. Вмикання реакторів з магнітним зв'язком

Насичувані реактори завдяки наявності замкненого магнітопроводу мають набагато більшу індуктивність та менші габарити. Якщо струмом навантаження насичується один з них, індуктивності іншого досить для зниження зрівняльного струму до рівня 7-10% від номінального струму випрямляча.

У мостовій зустрічно-паралельній схемі виникають два контури зрівняльного струму, тому реакторів повинно бути вдвічі більше (рис. 4.25).

Залежно від напрямку струму навантаження насичуються два реактори (ЗР1, ЗР3 або ЗР2, ЗР4), а два інших обмежують зрівняльні струми. Хоча насичувані реактори і менших габаритів, необхідність збільшення їх кількості робить перетворювач дорожчим.

Кращі масогабаритні показники мають реактори з магнітним зв'язком, обмотки яких розташовані на спільному сердечнику (рис.4.26).

Струм навантаження, протікаючи по двох обмотках, створює два зустрічних магнітних потоки, що запобігає насиченню магнітопроводу. По-

токи від зрівняльних струмів також діють назустріч, через що реактори за будь-яких умов зберігають високу індуктивність.

4.4. Роздільне керування реверсивними випрямлячами

А. Принцип роздільного керування

Роздільне керування відрізняється тим, що керуючі імпульси подаються лише на один з тиристорних комплектів. Завдяки цьому зрівняльні струми взагалі відсутні і зникає потреба у зрівняльних реакторах. Для зміни напрямку струму у навантаженні необхідно закрити той комплект, що працював раніше, і лише потім відкрити інший.

Реверс струму в тиристорних електроприводах звичайно відбувається за допомогою системи автоматичного регулювання (САР) струму. Коли ця система отримує команду на зміну напрямку струму, вона починає зменшувати вихідну напругу випрямляча шляхом збільшення кута керування. Як тільки випрямлена напруга стане меншою від проти-ЕРС, розпочинається зменшення струму. Темп цього зменшення

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d - E - i_d R_n}{L_n} < 0$$

залежить від значень струму та проти-ЕРС на момент початку реверсу та від параметрів навантаження (R_n та L_n). Оскільки всі вони заздалегідь невідомі, передбачити тривалість процесу зникнення струму неможливо. Тому для визначення моменту можливого відкриття другого комплекту необхідно контролювати наявність струму в тому з них, який виходить з роботи, або в навантаженні КВ.

Таким чином, для здійснення роздільного керування необхідна така інформація:

- заданий (бажаний) напрямок струму (домовимося, що коли заданий напрямок струму потребує вмикання комплекта *KBB*, деяка логічна функція заданого напрямку $i_s=1$; у протилежному разі $i_s=0$);
- логічні сигнали i_B та i_H наявності струмів у комплектах (якщо працює *KBB*, $i_B=1$ та $i_H=0$; якщо *KBH* - навпаки). Ці сигнали надходять від датчиків нуля струму.

За допомогою цієї інформації спеціальний логічний перемикальний пристрій (*ЛПП*) формує сигнали (*B* та *H*) дозволу роботи комплектам *KBB* та *KBH*:

$$B = (i_s + i_B) \cdot \bar{i}_H ; \quad (4.1)$$

$$H = (\bar{i}_s + i_H) \cdot \bar{i}_B . \quad (4.2)$$

ЛПП - основний елемент будь-якої системи роздільного керування. Одна з можливих структур *ЛПП* зображена на рис.4.27.

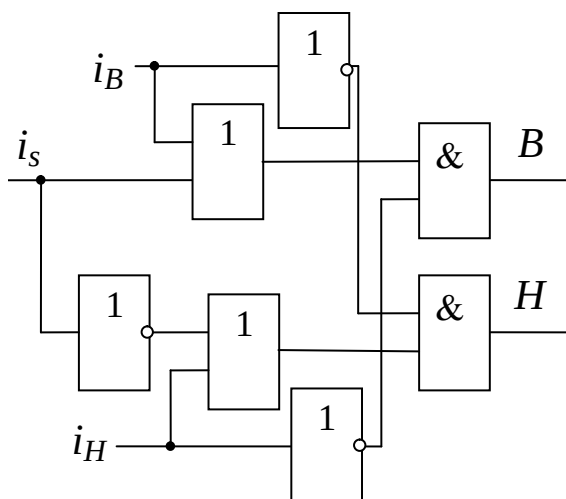


Рис.4.27. Логічний перемикальний пристрій

Одна з можливих структур *ЛПП* зображена на рис.4.27.

Якщо $B=1$, дозволена робота комплекта *KBB*, а якщо $H=1$, - *KBH*. Складові i_B та i_H у дужках рівнянь (4.1, 4.2) дозволяють після реверсу завдання на струм продовжити роботу попереднього комплекта

аж до зникнення в ньому струму. Множники за дужками забороняють відкриття одного комплекту, доки є струм в іншому.

Розглянемо роботу алгоритму (4.1), (4.2) при початковому вмиканні реверсивного випрямляча (заданий напрямок струму $i_s=1$) та при зміні заданого напрямку струму. Оскільки спочатку обидва комплекти не працювали, $i_B = i_H = 0$. Отримання логічним перемикальним пристроєм сигналу $i_s=1$ одразу ж призводить до появи сигналу дозволу

$$B = (i_s + i_B) \cdot \bar{i}_H = (1 + 0) \cdot 1 = 1,$$

який дає змогу проходити керуючим імпульсам від СІФК до комплекту KBB . Комплект KBH такого дозволу не отримує, тому що

$$H = \left(\bar{i}_s + i_H \right) \cdot \bar{i}_B = (0 + 0) \cdot 1 = 0.$$

Після появи струму в комплекті KBB сигнал $i_B = 1$.

Коли в процесі роботи випрямляча змінюється заданий напрямок струму ($i_s=0$), САР струму розпочинає зниження випрямленої напруги. Будь-яких змін у стані сигналів дозволу, однак, не відбувається, доки $i_B = 1$ (поки є струм у комплекті KBB):

$$B = (i_s + i_B) \cdot \bar{i}_H = (0 + 1) \cdot 1 = 1;$$

$$H = \left(\bar{i}_s + i_H \right) \cdot \bar{i}_B = (1 + 0) \cdot 0 = 0.$$

Як тільки зникає струм у комплекті *KBB*, від датчика нуля струму надходить сигнал $i_B=0$, а *ЛПП* знімає дозвіл з *KBB* і надсилає його для *KBH*:

$$B = (i_s + i_B) \cdot \bar{i}_H = (0 + 0) \cdot 1 = 0;$$

$$H = \left(\bar{i}_s + i_H \right) \cdot \bar{i}_B = (1 + 0) \cdot 1 = 1.$$

Струм у навантаженні змінює свій напрямок.

Якщо замість датчиків струму окремих комплектів використовується один, який контролює струм навантаження або споживаний випрямлячем струм, алгоритм роздільного керування дещо змінюється:

$$B = (i_s + i_0) \cdot \bar{H}; \quad (4.3)$$

$$H = \left(\bar{i}_s + i_0 \right) \cdot \bar{B}, \quad (4.4)$$

де i_0 - логічний сигнал датчика струму ($i_0=1$, коли струм є, і $i_0=0$, якщо його немає).

Оскільки реальні датчики нуля струму мають деяку похибку, між вимиканням одного комплекту та вмиканням іншого необхідна т.з. безструмова пауза, тим більша, чим гірший датчик. Ця пауза вводиться для спаду струму до нуля в межах порогу нечутливості датчика нуля струму, а також для поновлення запірних властивостей тиристорів. Схема *ЛПП* із затримкою, який реалізує алгоритм (4.3), (4.4), наведена на рис.4.28. Подібні *ЛПП* використовуються в більшості випадків.

Отже, *ЛПП* виконує такі функції:

- вибір вентиляного комплекту, до якого повинні бути подані керуючі імпульси для забезпечення заданого напрямку струму;

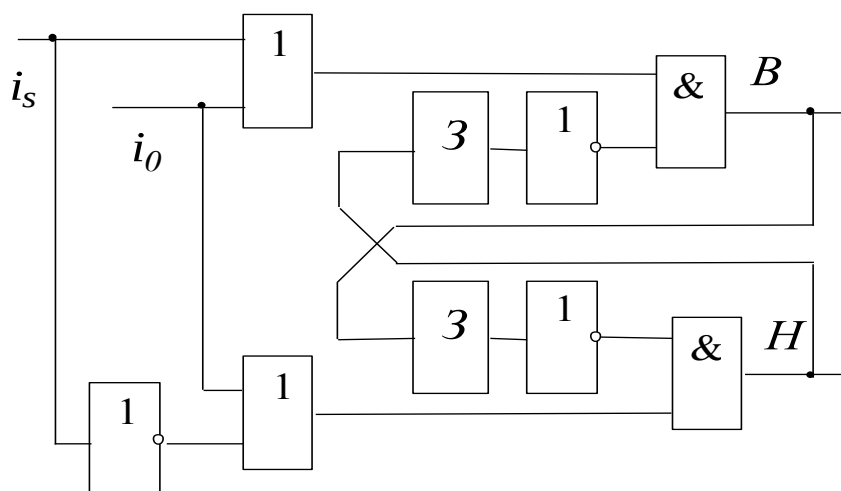


Рис.4.28. Логічний перемикальний пристрій із затримкою

- заборона появи керуючих імпульсів одночасно в обох комплектах;
- забезпечення надходження керуючих імпульсів до працюючого комплекту, доки струм у ньому не знизиться до величини, близької нулю;
- створення затримки між моментом зняття імпульсів з комплекту, що вимикається, та моментом подачі імпульсів до комплекту, який розпочинає працювати.

Б. Датчики нуля струму

На практиці використовують датчики двох типів:

- які контролюють рівень струму;
- які контролюють провідний стан тиристорів.

Датчики першого типу побудовані на основі трансформаторів струму або шунтів (рис.4.29). Коли вимірюваний струм знижується до досить малого рівня, на виході нуля-органу *НО* з'являється логічний нуль. Ос-

кільки фактично це відбувається при ненульовому струмі, для зниження струму до нуля потрібна пауза 3...10 мс.

У датчиках другого типу вимірюється не струм, а спад напруги на тиристорах (рис.4.30). Принцип вимірювання базується на тому, що спад напруги на відкритому тиристорі близький до 1 В. Якщо всі тиристори катодної групи закриті, до

входів нуль-органів подаються напруги, набагато більші порогу їх спрацювання. На входах логічного елемента «I-HI» присутні логічні одиниці, а на виході датчика – нуль. Досить відкритися одному з тиристорів, як логічний нуль з

виходу відповідного нуль-органу змінить стан вихідного сигналу датчика. Чутливість такого датчика набагато більша, завдяки чому потрібна безструмова пауза не перевищує 0,3...1 мс.

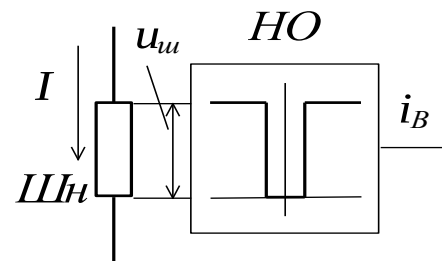


Рис.4.29

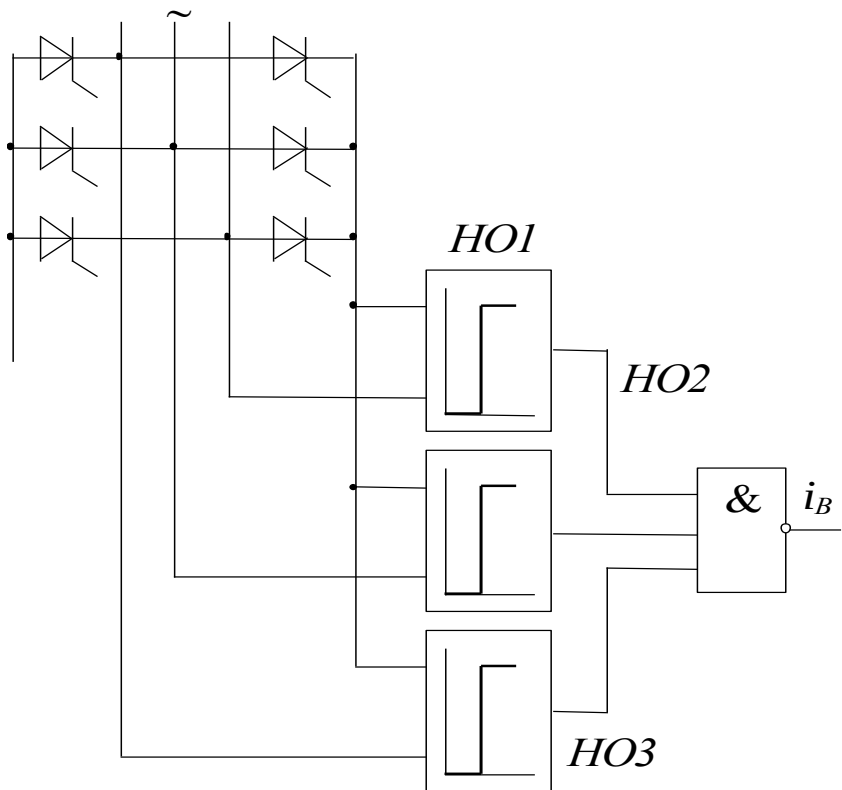


Рис.4.30

В. Позиційні системи роздільного керування

Характерна особливість позиційних систем у тому, що сигнал заданого напрямку струму подається іззовні (звичайно від системи автоматичного регулювання електропривода). Спочатку розглянемо керування реверсивними випрямлячами для живлення обмоток якоря.

Якщо кожен з тиристорних комплектів має свою систему імпульсно-фазового керування (двокомплектна СІФК), керуючий сигнал u_k подається до їх входів з різними знаками, як і при сумісному керуванні (рис.4.31). Формувач F перетворює гладкий сигнал заданого струму u_s на логічний сигнал $i_s = \text{sign}(u_s)$ заданого знака струму.

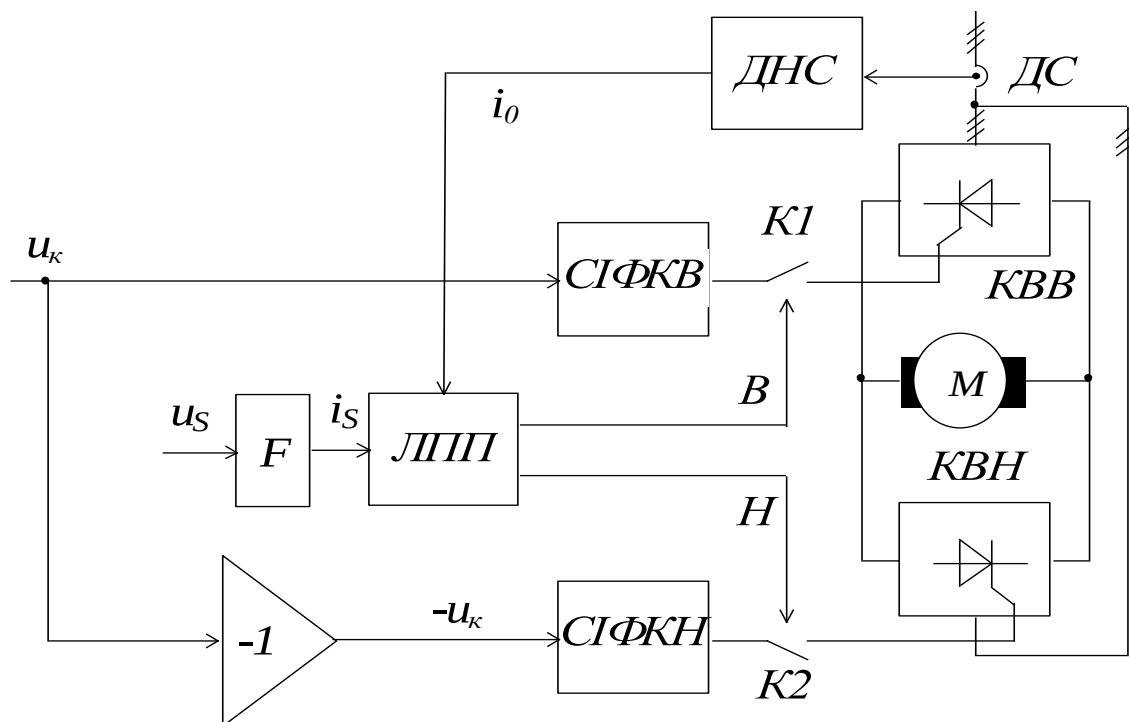


Рис.4.31. Роздільне керування реверсивним випрямлячем з двокомплектною СІФК

Датчик нуля струму $ДНС$ контролює наявність струму, споживаного реверсивним випрямлячем з мережі. $ЛПП$ працює за алгоритмом (4.3), (4.4) з безструмовою паузою (рис.4.28).

Обидва вхідні сигнали (u_k - завдання на рівень випрямленої напруги та u_s - завдання на рівень струму) надходять з САР електропривода. У зв'язку з тим, що при роботі на проти-ЕРС середній випрямлений струм

$$I_d = \frac{E_d - E}{R_n},$$

його знак не збігається зі знаком випрямленої напруги. Тому й потрібні обидва завдання. Без САР електропривода позиційна система рис.4.31 непрацездатна.

Оскільки при роздільному керуванні тиристорні комплекти працюють по черзі, більш розповсюджені реверсивні випрямлячі з дешевшими та надійнішими однокомплектними СІФК (спільна СІФК для обох тиристорних комплектів). У такому випадку *ЛПП* розподіляє керуючі імпульси СІФК між комплектами відповідно до того, який з них повинен працювати (рис.4.32).

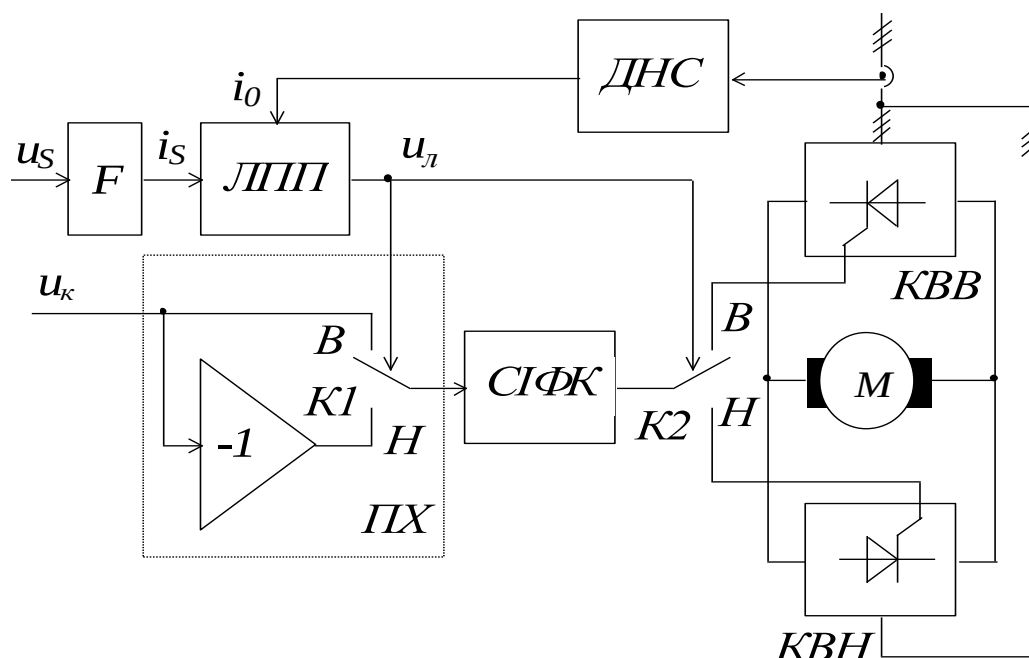


Рис.4.32. Роздільне керування реверсивним випрямлячем з однокомплектною СІФК

Роль вихідної напруги *ЛПП* u_n може виконувати один з двох сигналів (B або H). Ключ $K1$ забезпечує потрібну полярність керуючого сигналу на вході СІФК під час роботи різних тиристорних комплектів (порівняйте з рис. 4.31). Цей ключ разом з інвертором складають т.з. перемикач характеристик. Варіанти схем таких перемикачів зображені на рис.4.33.

Якщо в схемах рис.4.33 до перемикача надходить сигнал B , відкривається транзистор $VT1$, і підсилювач працює, як повторювач. У разі надходження сигналу H відкривається транзистор $VT2$, і схема перетворюється на інвертор з коефіцієнтом передачі -1 . Коли відсутні обидва керуючі сигнали, на виході схеми нульова напруга. Для використання схем рис.4.33 у випадку з одним керуючим сигналом (як на рис.4.32) замість сигналу H подається $\bar{B}$.

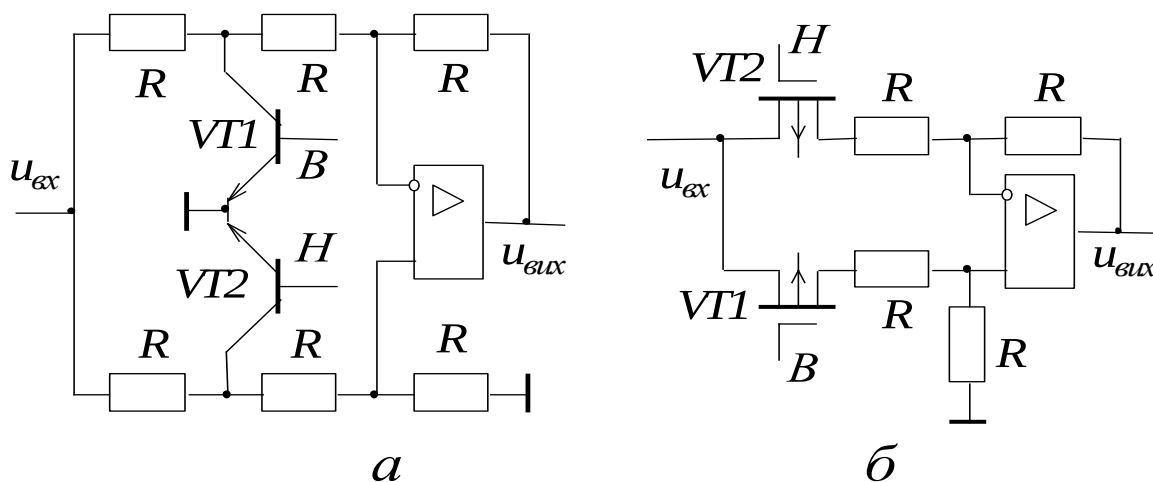


Рис.4.33. Перемикачі характеристик

Якщо від реверсивного випрямляча живиться активно-індуктивне навантаження (наприклад, обмотка збудження

двигуна), знак струму завжди збігається зі знаком випрямленої напруги, через те, що $I_d = \frac{E_d}{R_H}$.

Завдяки цьому є можливість використати для перемикання комплектів сигнал завдання на напругу: $i_S = \text{sign}(u_K)$. Оскільки для роботи системи потрібен лише один керуючий сигнал, вона спроможна працювати автономно від САР електропривода (рис.4.34).

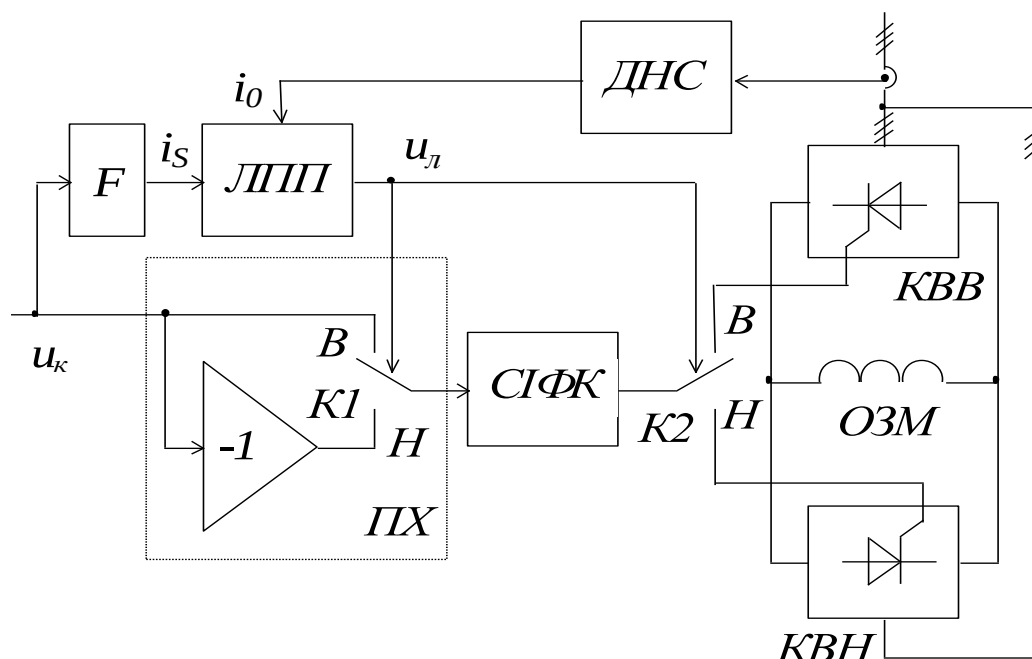


Рис.4.34. Роздільне керування реверсивним збудником

Г. Узгодження характеристик тиристорних комплектів з позиційною системою роздільного керування

Через те, що при роздільному керування тиристорні комплекти працюють ізольовано один від одного, їх регульовальні та зовнішні характеристики такі, як у нереверсивних випрямлячів. Вони характеризуються наявністю зони переривистих струмів, у якій лінійність характеристик порушена. На рис.4.35 наведені РХ та ЗХ тиристорних комплектів з кутом початкового фазування

$\alpha_n = 90^\circ$. Характеристики в зоні переривистих струмів зображені лініями *a* та *б*. Як видно, одному значенню керуючої напруги на рис.4.32,а відповідає два значення випрямленої напруги, тобто виникає неоднозначність регульовальних характеристик.

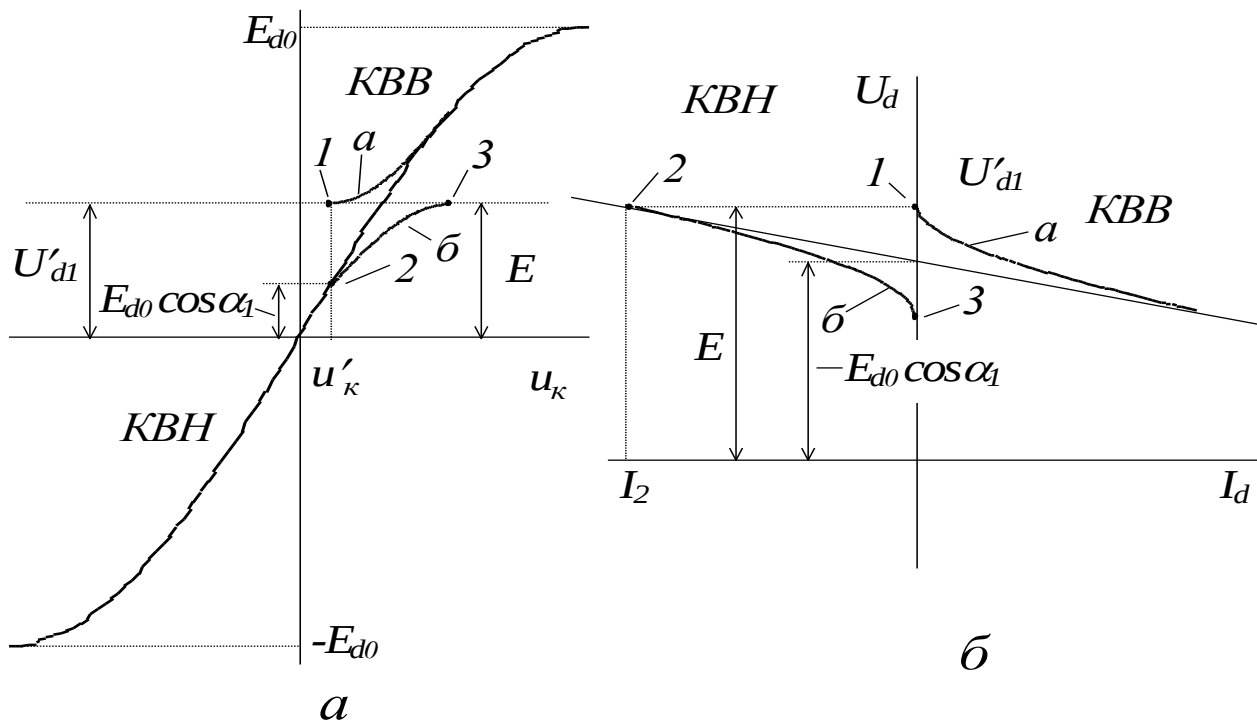


Рис.4.35. Регульовальні (а) та зовнішні (б)

характеристики при $\alpha_n = 90^\circ$

Розглянемо процес переходу струму від комплексу КВВ до комплексу КВН. Нехай перед початком переходу КВВ працює в режимі ідеального холостого ходу з кутом керування, який відповідає керуючій напрузі u'_k (т.1 на рис. 4.35, а, б). Струм відсутній. Середня випрямлена напруга $U'_{d1} = E > E_{d0} \cos \alpha_1$. Після отримання комплектом КВН керуючих імпульсів з'являється можливість протікання струму (схеми заміщення зображені на рис.4.36).

Оскільки ЕРС двигуна більша від ЕРС випрямляча ($E > E_{d0} \cos \alpha_1$), виникає стрибок струму

$$I_d = \frac{E_{d0} \cos \alpha_1 - E}{R_H} = I_2 < 0.$$

Комплект КВН після цього працює в інверторному режимі з безперервним струмом у т.2 (рис.4.35). Його ЕРС

$$E'_{d2} = -E_{d0} \cos(2\alpha_n - \alpha_1) = E_{d0} \cos \alpha_1 = -E_{d0} \cos \alpha_2.$$

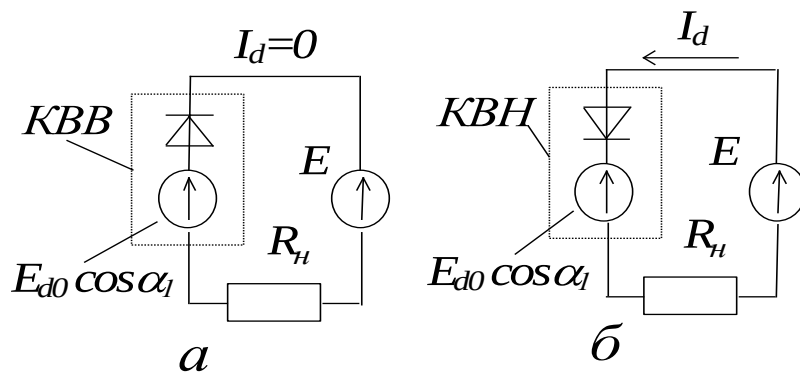


Рис.4.36. Схеми замінювання реверсивного випрямляча

Щоб уникнути небажаних стрибків струму, РХ комплектів треба розсунути шляхом збільшення кута початкового фазування до 120° (для трифазної мостової

схеми). При цьому точки 1 та 3 регульовальних та зовнішніх характеристик сполучаються (рис.4.37).

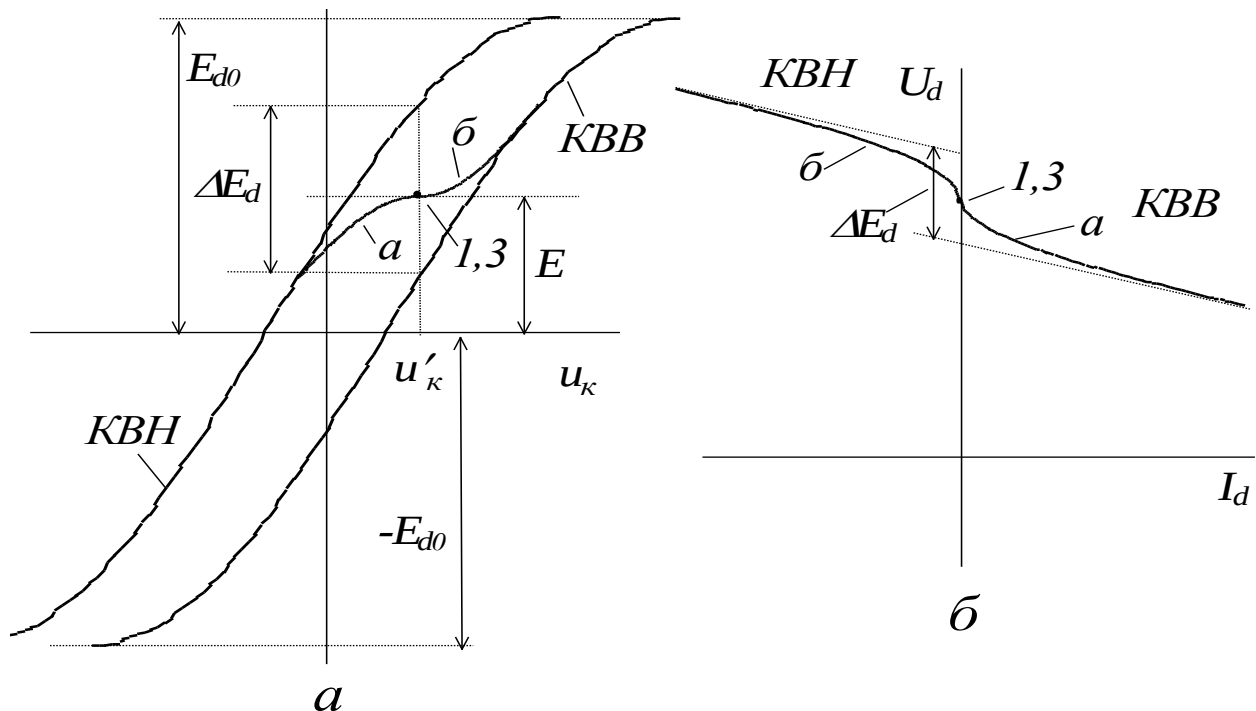


Рис.4.37. Регульовальні (а) та зовнішні (б) характеристики при $\alpha_n = 120^\circ$

Замість неоднозначності РХ у режимі переривистого струму, однак, виникає її неоднозначність у режимі безперервного струму і т.з. люфт регулювання ΔE_d . Це призводить до збільшення безструмової паузи під час реверсу струму.

Звичайно йдуть на компроміс: у більшості випадків задають $\alpha_n = 115...117^\circ$, а для електроприводів з підвищеними вимогами до швидкодії - $\alpha_n = 95...105^\circ$.

У разі живлення від реверсивного випрямляча обмотки збудження кут початкового фазування може бути $\alpha_n = 90^\circ$. Це пов'язано з тим, що завдяки обмеженню мінімально допустимого струму збудження і великій індуктивності режим переривистого струму неможливий і проблеми, які виникають під час реверсу струму, неактуальні.

Д. Скануюча система роздільного керування

Принцип дії скануючої системи полягає в самонастроюванні шляхом періодичного вмикання комплектів, поки не з'явиться струм у навантаженні. Після цього комплект, в якому з'явився струм, залишається ввімкненим на весь час існування струму навантаження. Фактично при скануванні здійснюється пошук комплекту, здатного забезпечити протікання через навантаження струму потрібної полярності. Для роботи скануючих систем не потрібно іззовні подавати сигнал завдання на знак струму, оскільки цей сигнал формується самою скануючою системою.

Один із варіантів скануючої системи зображений на рис.4.38. Вона складається з мультивібратора MB , який задає періодичність сканування, ключа K , D -тригера Tr ,

The diagram illustrates a closed-loop control system for a DC motor. The reference voltage u_K is fed into the $CI\Phi KB$ (forward path) and a summing junction. The summing junction also receives feedback from the -1 block. The output of the summing junction passes through the K (gain) block and the MB (motor block) to the motor's input. The motor's output is the armature current i_s , which is fed into the $ЛПД$ (power converter) block. The $ЛПД$ block also receives feedback from the $CI\Phi KB$ block. The output of the $ЛПД$ block is the motor's output voltage $u_{CI\Phi K}$, which is fed into the KBV (motor) block. The motor's output is the motor's output current i_0 , which is fed into the $БЗ$ (feedback) block. The $БЗ$ block also receives feedback from the $CI\Phi KB$ block. The output of the $БЗ$ block is the feedback voltage $u_{\bar{O}l}$, which is fed into the -1 block and the summing junction. The motor's output is also fed into the $ДНС$ (motor) block, which is connected to the KBH (motor) block.

блокуюча напруга знімається із запізненням Δt_1 , і періодичний сигнал з виходу мультивібратора через відкритий ключ та тригер передається до входу $ЛПП$. Як тільки цей сигнал стане нульовим, $ЛПП$ знімає дозвіл на роботу комплекту $КВВ$ ($B=0$), а після паузи τ дозволяє роботу комплекту $КВН$ ($H=1$).

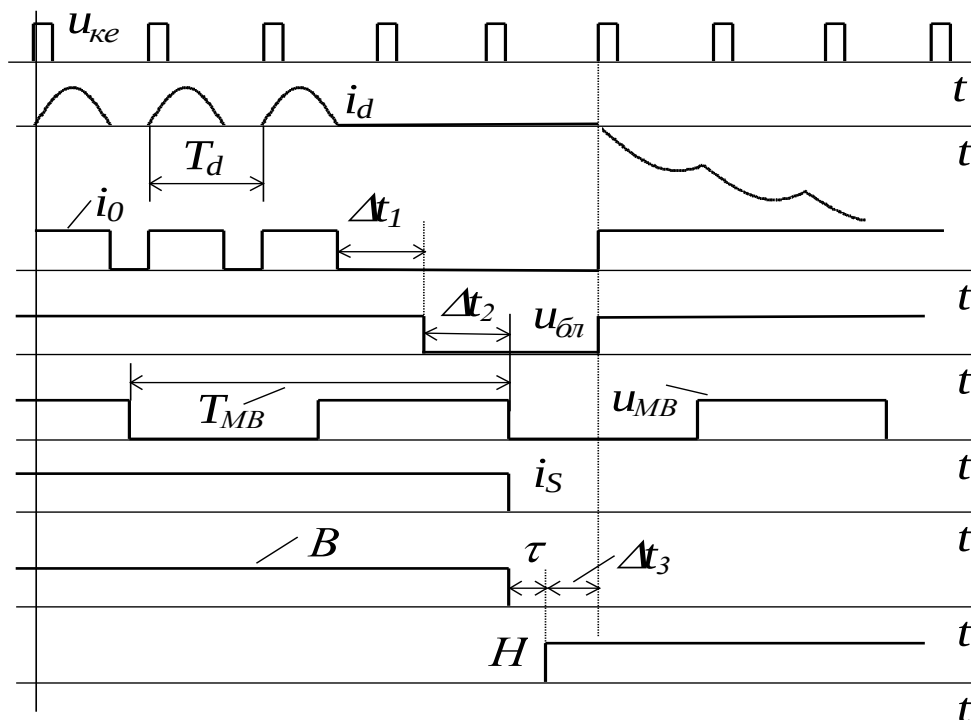


Рис.4.39. Реверс струму в скануючій системі

Одразу після отримання комплектом $КВН$ першого керуючого імпульсу $u_{ке}$ (тобто із запізненням Δt_3 після надходження сигналу дозволу $H=1$) починається зростання струму в протилежному напрямку. Подальше сканування заборонено, оскільки після появи струму пауз у ньому немає і мультивібратор знову відокремлений від $ЛПП$.

На рис.4.39 зображена ситуація, коли в момент зняття блокуючої напруги на виході мультивібратора присутня логічна одиниця. Тому зміна завдання на знак струму починається із затримкою Δt_2 , найбільша

тривалість якої може досягати половини періоду T зміни сигналу мультивібратора. Ця затримка взагалі відсутня, якщо на момент зміни знака i_S сигнал $u_{MB} = 0$.

Як видно, сигнал завдання на знак струму формується не САР електропривода, а самою системою роздільного керування. Тому ця система може працювати цілком автономно. Недолік скануючих систем - збільшена тривалість безструмової паузи ($\Delta t_1 + \Delta t_2 + \tau + \Delta t_3$).

Якщо в режимі переривистого струму пауза між імпульсами струму більша від затримки Δt_1 , скануюча система періодично перемикається, вибираючи по черзі кожен з тиристорних комплектів (рис.4.40).

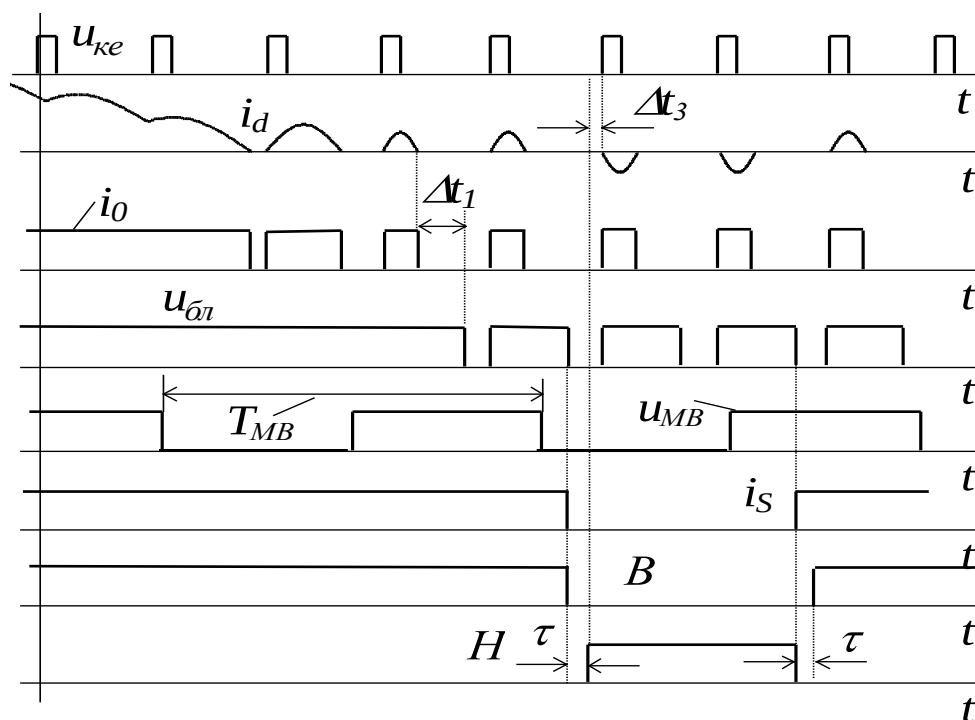


Рис.4.40. Робота скануючої системи в режимі переривистого струму

Тому до навантаження прикладаються то напруга E'_{d1} (від KBB), то E'_{d2} (від KBH). Середня напруга на навантаженні

$$E'_d = \frac{E'_{d1} + E'_{d2}}{2} = E_{d0} \cos \alpha ,$$

тобто така, як в режимі безперервного струму. Завдяки цьому реверсивний випрямляч працює не на регульовальних характеристиках, які відповідають режиму переривистого струму (лінії *a* та *б* на рис. 4.41), а на продовженні характеристики режиму безперервного струму (т.1).

Таким чином, відбувається лінеаризація нелінійних регульовальних характеристик. Завдяки цьому не виникає потреби у зсуві регульовальних характеристик комплектів, і кут початкового фазування $\alpha_n = 90^\circ$.

До речі, зовнішні характеристики реверсивних випрямлячів зі скануючою системою роздільного керування також лінійні, як і при узгодженому керуванні.

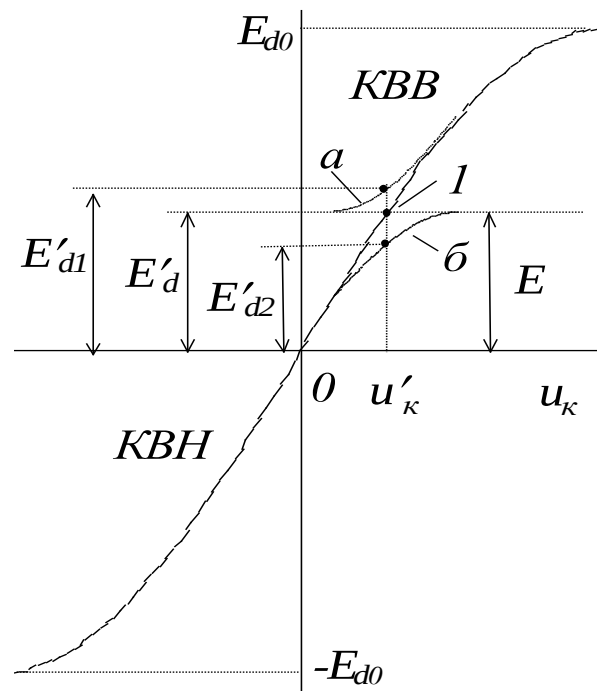


Рис.4.41. До лінеаризації РХ у режимі переривистих струмів

5. АВАРІЙНІ РЕЖИМИ ТА ЗАХИСТ КЕРОВАНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ

5.1. Зовнішнє коротке замикання на виході випрямляча

Аналізуючи перебіг процесів короткого замикання (КЗ), маємо на увазі такі припущення:

- * напруга живильної мережі синусоїдна та симетрична;
- * параметри силового трансформатора симетричні та лінійні;
- * тиристори – ідеальні вентилі.

А. Зовнішнє КЗ однофазного однонапівперіодного випрямляча

При зовнішньому КЗ вихід випрямляча закорочений, навантаження відокремлене від випрямляча і на перебіг процесів не впливає. Схема заміщення для режиму зовнішнього КЗ наведена на рис.5.1.

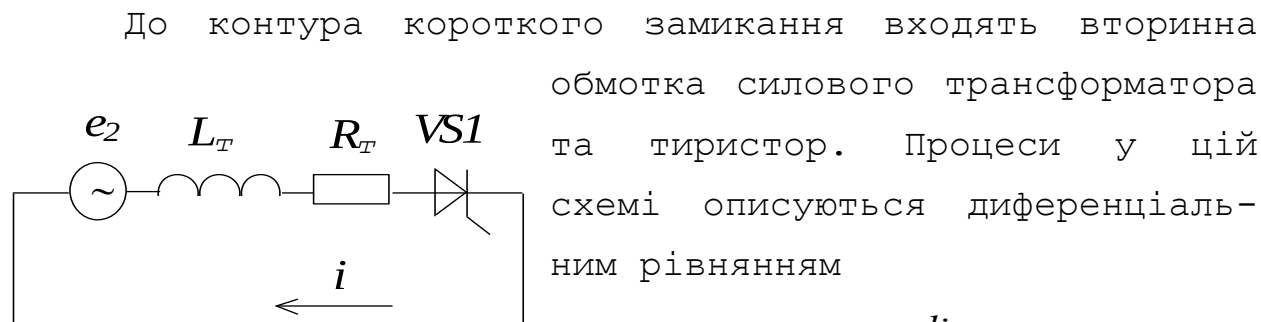


Рис.5.1

$$e_2 = iR_T + L_T \frac{di}{dt}, \quad (5.1)$$

де $R_T = R_2 + R_1''$, $L_T = L_2 + L_1''$ - активний опір та індуктивність трансформатора; R_2, L_2 - параметри вторинної обмотки; R_1'', L_1'' - параметри первинної обмотки, зведені до вторинної (для підвищення точності розрахунків струмів КЗ потужних випрямлячів до параметрів первинної обмотки слід відносити і відповідні параметри живильної мережі).

Процеси при КЗ якісно нічим не відрізняються від процесів під час роботи випрямляча на активно-індуктивне навантаження, за винятком того, що індуктивність та активний опір у контурі КЗ набагато менші, ніж відповідні параметри навантаження, які визначають рівень струмів у звичайному режимі. Оскільки коротке замикання може виникнути лише після відкриття тиристора, характер процесу залежить не тільки від параметрів трансформатора, а й від моменту відкриття тиристора, тобто від кута керування.

Перетворимо рівняння (5.1) до вигляду, зручного для аналізу:

$$e_2 = iR_T + \omega L_T \frac{di}{d\vartheta};$$

$$e^* = \frac{e_2}{E_{2m}} = \frac{i^*}{\omega\tau} + \frac{di^*}{d\vartheta}, \quad (5.2)$$

де $i^* = \frac{i\omega L_T}{E_{2m}}$ - струм у відносних одиницях; $\tau = \frac{L_T}{R_T}$ - ста-

ла часу контура КЗ; E_{2m} - амплітуда ЕРС вторинної обмотки.

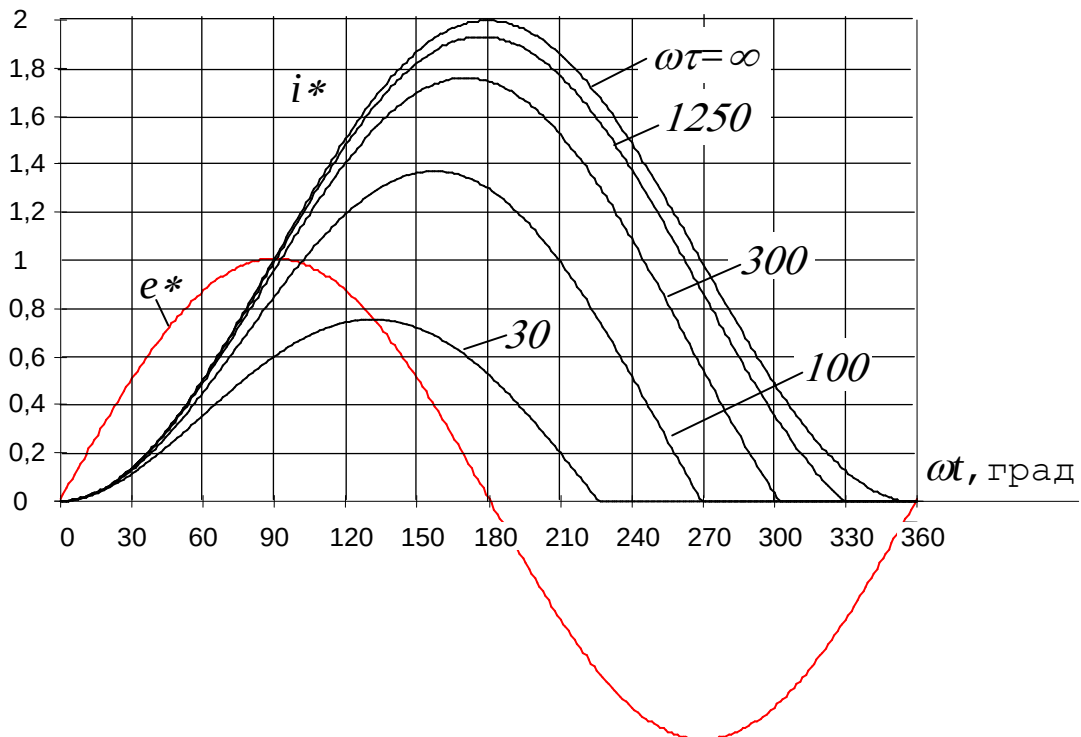


Рис.5.2. Криві струмів КЗ при $\alpha=0$

На рис.5.2 наведені криві струмів КЗ для різних значень параметра $\omega\tau$ та при $\alpha=0$. Після зниження струму до нуля тиристор (якщо він не виходить з ладу внаслідок перевантаження) закривається. Щоб запобігти виникненню повторного КЗ після відкриття тиристора на наступному періоді живильної напруги, використовують систему

швидкодіючого захисту, яка блокує імпульси СІФК при перевищенні струмом допустимого значення.

Як і очікувалося, струм буде найбільшим при відсутності активного опору ($\omega\tau = \frac{X_T}{R_T} = \infty$). Амплітуда струму

КЗ у цьому випадку

$$I_{km} = \frac{2E_{2m}}{\omega L_T}.$$

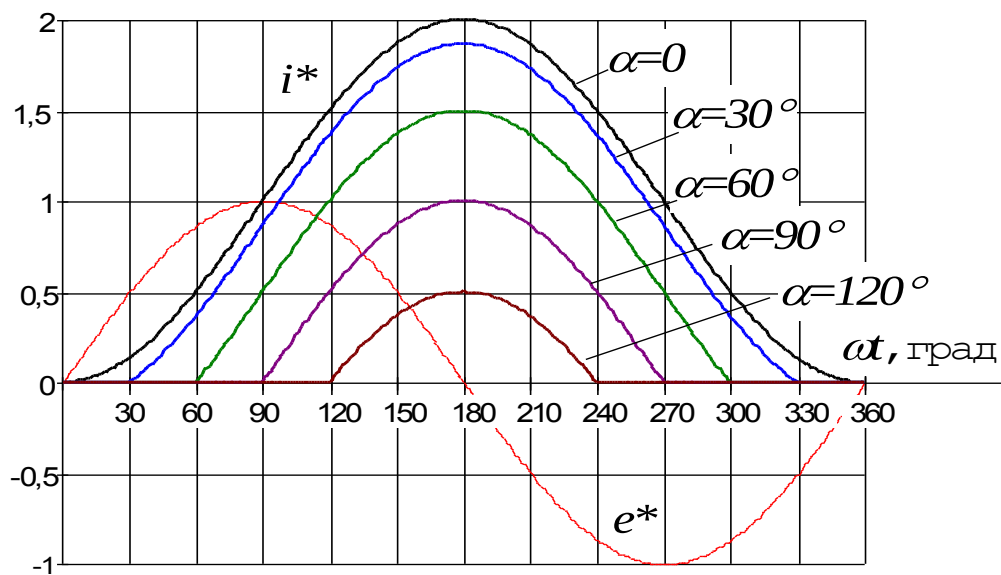


Рис.5.3. Криві струмів КЗ при $\alpha > 0$

Збільшення кута керування призводить до ще більшого зменшення амплітуди струму. На рис.5.3 наведені криві для випадку, коли активним опором можна знехтувати ($\omega\tau = \infty$). Струм як функція часу отримується з рівняння (5.2):

$$i^* = \int_{\alpha}^{\vartheta} e^* d\vartheta = \int_{\alpha}^{\vartheta} \sin \vartheta d\vartheta = \cos \alpha - \cos \vartheta,$$

звідки його амплітуда при $\vartheta = \pi$:

$$i_m^* = \cos \alpha + 1.$$

Таким чином, найбільший струм КЗ виникає при найменших активних опорах трансформатора та кутах керування.

Б. Зовнішнє КЗ трифазного мостового випрямляча

Періодична комутація тиристорів у багатофазних випрямлячах вносить деяку специфіку в перебіг зовнішнього КЗ. Розглянемо процес КЗ на виході випрямляча за рис. 2.16 у той момент ($\omega t = 120^\circ + \alpha$ на рис.5.4), коли здійснюється комутація (вимикається $VS1$ та вмикається $VS3$). На рис.5.5 наведений фрагмент схеми з тими тиристорами, які відкриті на момент короткого замикання.

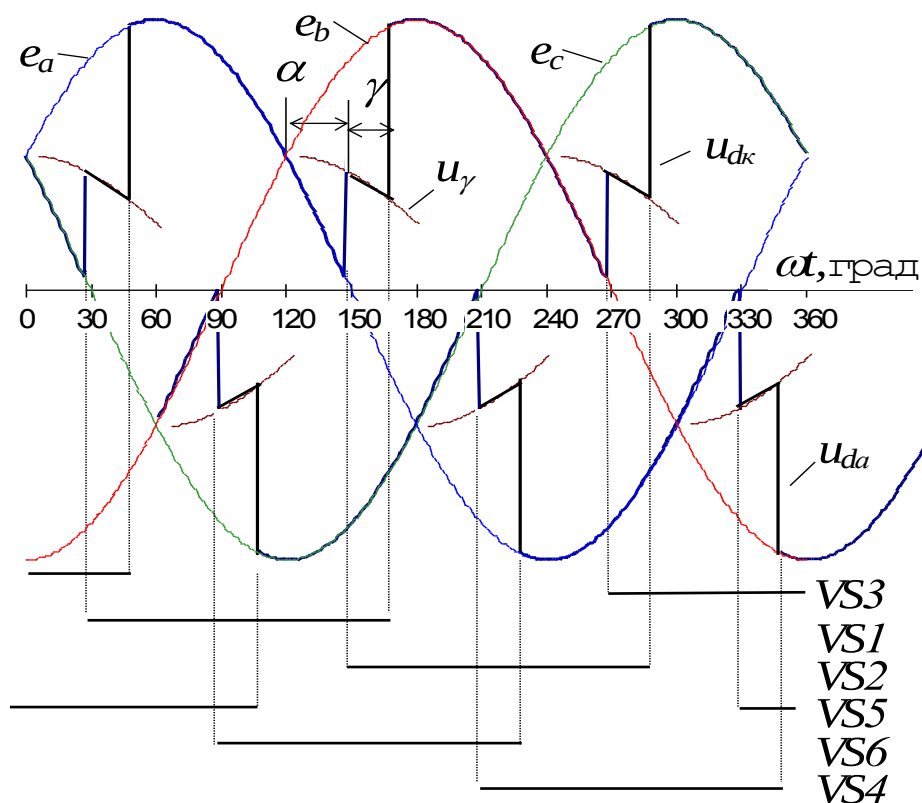


Рис.5.4. Напруги в трифазній мостовій схемі перед зовнішнім КЗ

Як видно з рис.5.5, у такій ситуації КЗ на виході випрямляча призводить до трифазного короткого замикання вторинної обмотки трансформатора. У найтяжчому стані

перебуває фаза **B**, оскільки її коротке замикання відбувається при найменшому фазовому зсуві відносно фазної напруги і амплітуда її струму найбільша.

Слід зауважити, що відносна амплітуда фазного струму КЗ у трифазній мостовій схемі дещо нижча

$$\left(i_m^* = \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) + 1\right), \text{ ніж в однофазній}$$

однонапівперіодній, оскільки точка природної комутації зсунута відносно фазної напруги на 30° .

Звичайно, як і в однофазній схемі, найбільшими будуть струми при мінімальних кутах керування. Після вмикання тиристора **VS1** замість трифазного КЗ настане двофазне (між фазами

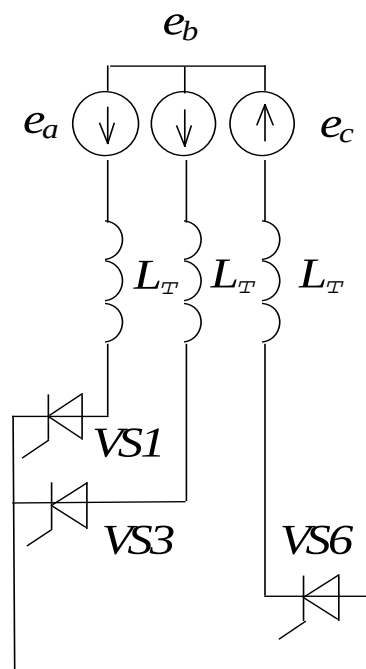


Рис.5.5. Контур зовнішнього КЗ

A та **B**) з меншими струмами, яке з початком наступної комутації (через 60°) знову зміниться на трифазне. Якщо ж струм КЗ достатньо великий, кут комутації γ може зрости до 60° (див. рис.2.40), внаслідок чого одразу ж після закінчення однієї комутації розпочнеться наступна, тобто завжди будуть відкриті три тиристори і двофазні КЗ стануть неможливими.

Таким чином, у трифазній мостовій схемі навіть за найсприятливішого випадку струм КЗ не може перевищити струм однофазної схеми.

5.2. Внутрішнє КЗ випрямляча

Внутрішнє КЗ найчастіше виникає внаслідок пробую одного з тиристорів. Причиною виходу з ладу може стати перегрівання надто великим струмом або пробій зависокою зворотною напругою. Найімовірніший момент теплового пробую – кінець провідного інтервалу (точніше, інтервал комутації), а пробую зворотною напругою – період, коли зворотна напруга найбільша.

Розглянемо процес виникнення внутрішнього КЗ у трифазному мостовому випрямлячі після пробую тиристора *VS1* під час його вимикання і вмикання тиристора *VS3*. Оскільки струм навантаження набагато менший від струму КЗ, будемо вважати контур випрямленого струму розімкненим. Внаслідок цього анодна група тиристорів не в змозі впливати на процес короткого замикання у катодній групі.

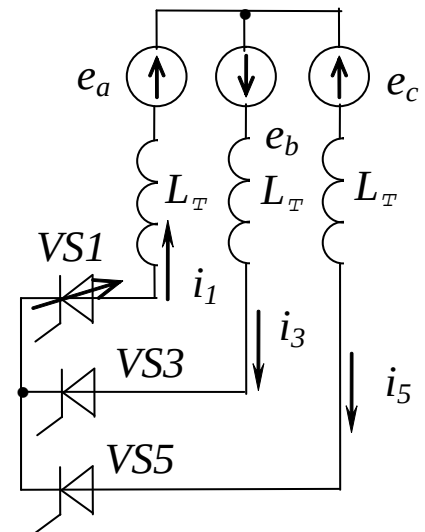


Рис.5.6. Контур внутрішнього КЗ

На рис.5.6 наведений фрагмент схеми, де протікають струми КЗ. Момент виникнення КЗ відповідає абсцисі $\omega t = 0$ на рис.5.7. Кут керування $\alpha = 0$, оскільки, як було показано раніше, у цьому випадку струм КЗ найбільший.

Як тільки тиристор *VS3* отримує керуючий імпульс і відкривається, виникає двофазне КЗ у контурі «фаза *A* – *VS1* – *VS3* – фаза *B*» (перший етап внутрішнього КЗ). Струми тиристорів *VS1* та *VS3* під впливом лінійної напруги $e_{ab} = e_b - e_a$ зростають.

У момент часу $\omega t = \vartheta_1$ внаслідок отримання керуючого імпульсу відкривається тиристор VS5. Виникає трифазне КЗ (другий етап внутрішнього КЗ). Струм i_3 під впливом лінійної напруги $e_{bc} = e_c - e_b$ починає знижуватися, струм i_5 зростає. Триває також зростання струму $i_1 = i_3 + i_5$, який досягає на цьому інтервалі свого найбільшого значення.

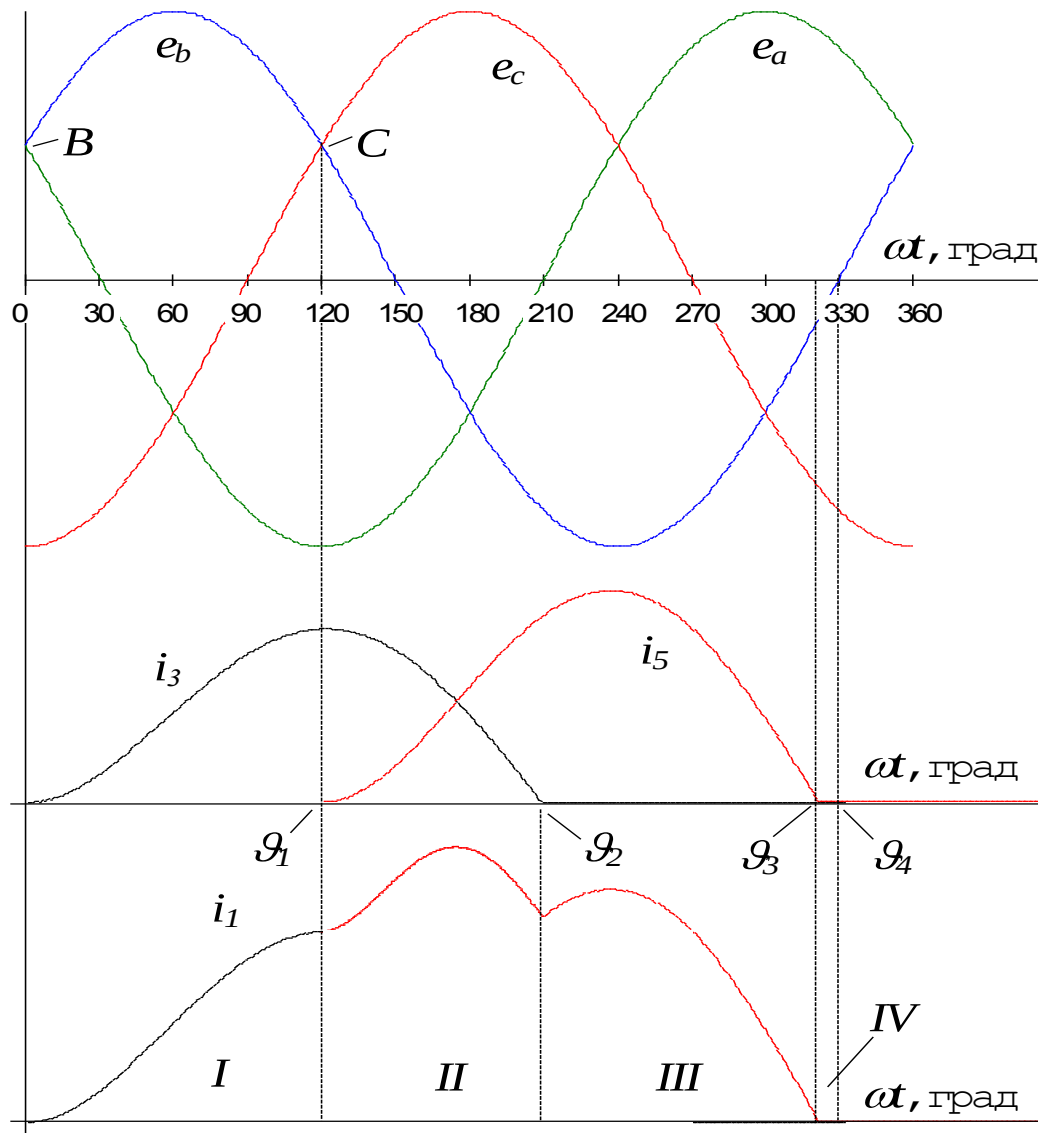


Рис.5.7. Процес внутрішнього КЗ

Коли електромагнітна енергія, накопичена в індуктивності фази B , вичерпається, тиристор закриється ($\omega t = \vartheta_2$) і замість трифазного знову настане двофазне КЗ (третій етап внутрішнього КЗ). Зрештою струм тиристорів

$VS1$ та $VS5$ розпочне падати. Якщо електромагнітної енергії фаз A та C недосить, струм впаде до нуля раніш ($\omega t = \mathcal{I}_3$), ніж напруга e_b стане позитивною ($\omega t = \mathcal{I}_4$). Тиристри закриються, а з моменту $\omega t = \mathcal{I}_4$ ще раз почнеться двофазне КЗ (знову між фазами A та B). Якщо на момент $\omega t = \mathcal{I}_4$ струм зникнути не встигне, виникне ще одне трифазне КЗ.

Слід звернути увагу на те, що найбільший струм протікає пробитим тиристором. Цей факт використовується для селективного вимикання останнього за допомогою швидкодіючих запобіжників.

5.3. Перекидання залежного інвертора

Перекидання (або прорив) інвертора, веденого мережею, виникає внаслідок неправильної комутації тиристорів. Найкращі умови для перекидання складаються при кутах керування, близьких до 180° . Розглянемо процес перекидання трифазного однонапівперіодного інвертора (рис. 5.8), який почнеться, якщо тиристор $VS1$ не зміг закритися до моменту $\omega t = 180^\circ$ (рис. 5.9).

Причинами цього можуть бути:

- зниження напруги живильної мережі і (внаслідок цього) комутуючих ЕРС;
- підвищення проти-ЕРС навантаження (наприклад, завдяки зростанню швидкості механізму);

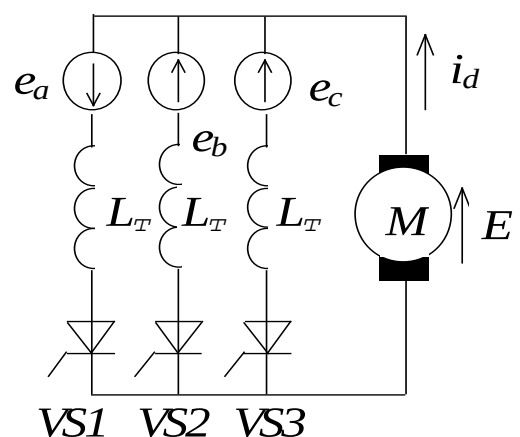


Рис. 5.8. Трифазний ведений мережею інвертор

- надто малий кут інвертування β ;
- відмова СІФК, яка викликала невмикання наступного тиристора (у даному випадку $VS2$) і, як наслідок – невмикання $VS1$;
- надто великий кут комутації γ через завелике навантаження випрямляча.

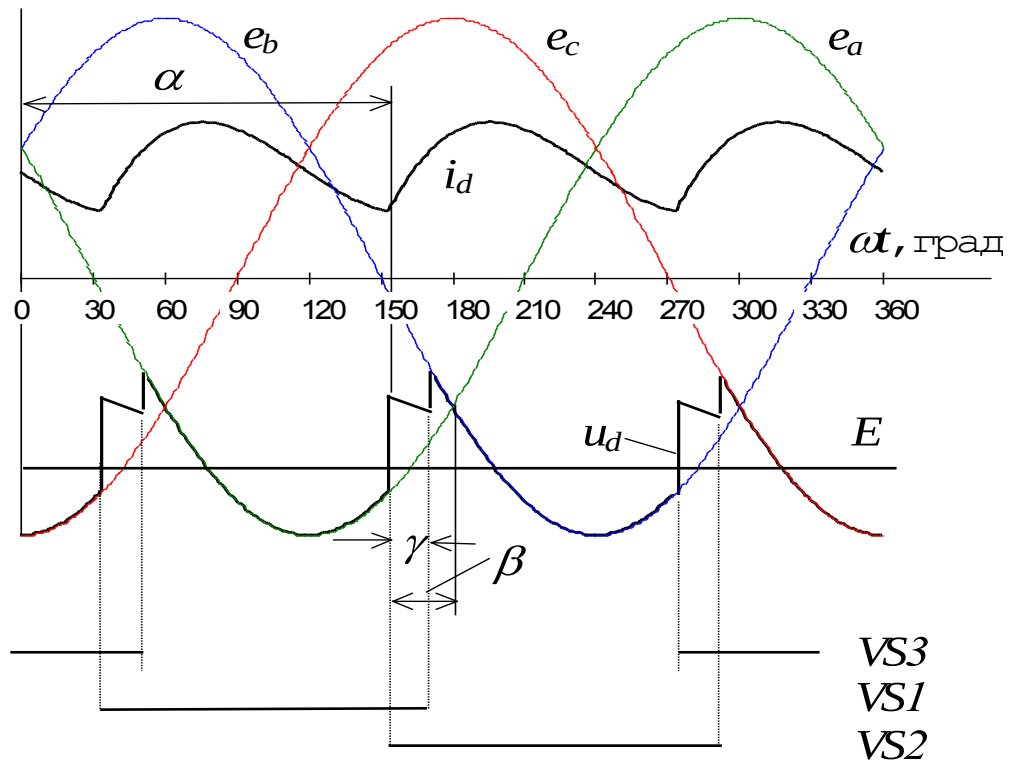


Рис.5.9. Процеси у веденому інверторі

Якщо тиристор $VS1$ не зміг закритися до моменту $\omega t = 180^\circ$, пізніше він тим паче не зможе цього зробити, оскільки надалі його фазна напруга вже менша від проти-ЕРС навантаження E , яка підтримує тиристор у відкритому стані. Якщо $VS2$ встиг відкритися, він знову закриється лінійною напругою $e_{ab} = e_a - e_b$. Ситуація значно ускладнюється після того, як напруга фази A стає позитивною ($\omega t > 210^\circ$) і спрямованою згідно з ЕРС навантажен-

ня. Струм тиристора під впливом суми напруг $E + e_a$ швидко зростає.

Якщо і під час наступного періоду тиристор $VS1$ не зможе закритися, максимум струму перекидання досягне величини

$$I_{пер.т} = \frac{E}{R_H + R_T} + \frac{E_{2m}}{\sqrt{(R_H + R_T)^2 + (\omega L_H + \omega L_T)^2}}.$$

У трифазній мостовій схемі спостерігається деяка специфіка перекидання інвертора.

Якщо, як і у попередній схемі, не закрився тиристор катодної групи фази A ($VS1$ на рис.2.16), спочатку струм продовжує текти по колу «навантаження - $VS6$ - фаза C - фаза A - $VS1$ - навантаження». Через 60° , проте, замість $VS6$ відкривається наступний тиристор ($VS2$) і виникає коротке замикання навантаження через тиристори $VS1$ та $VS2$. Темп експоненціального зростання струму визначається електромагнітною сталою часу контура навантаження $T_H = L_H / R_H$ (рис.5.10).

Якщо струм перевищить допустимий, у ланцюзі одного з тиристорів (наприклад, $VS1$) перегорить запобіжник, КЗ буде ліквідовано і ніщо не завадить своєчасно відкритися наступним тиристорам ($VS5$ разом з $VS2$). Оскільки ж тиристор $VS1$ не може тепер відкритися, своєчасно не закриється і $VS5$. Тому, щоб запобігти розвитку аварії, після перегорання запобіжника система захисту повинна заблокувати СІФК.

Перекидання, подібне до розглянутого, відбувається також після випадкового несвоєчасного відкриття тиристора (наприклад, $VS1$ під час роботи $VS3$ та $VS6$).

Щоб запобігти перекиданню інвертора, необхідно обмежити кут керування рівнем

$$\alpha_{\max} = 180^\circ - \gamma - \omega t_{nz} - \delta ,$$

де t_{nz} - тривалість поновлення запірних властивостей тиристора; δ - допустима міжфазна несиметрія керуючих імпульсів.

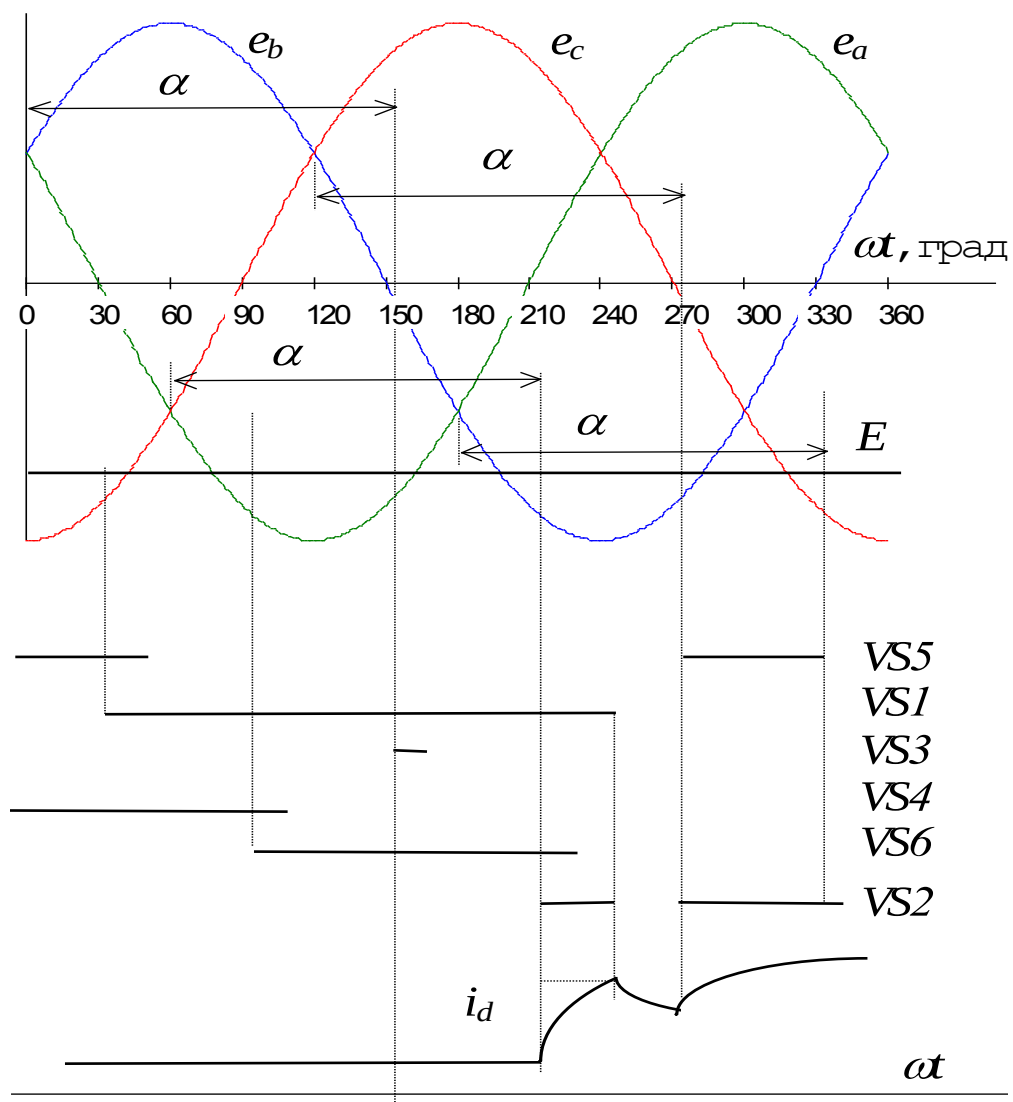


Рис.5.10. Процеси при перекиданні інвертора

5.4. Аварійні режими в реверсивних випрямлячах

Найнебезпечніший аварійний режим у реверсивному випрямлячі (рис.5.11) - одночасне відкриття тиристорів в обох комплектах - випрямному та інверторному. Це може статися внаслідок несправності СІФК або після самовільного відкриття при великих прямих перенапругах. Залежно від того, які тиристори відкриваються і які кути керування, варіанти аварійних ситуацій можуть бути різними.

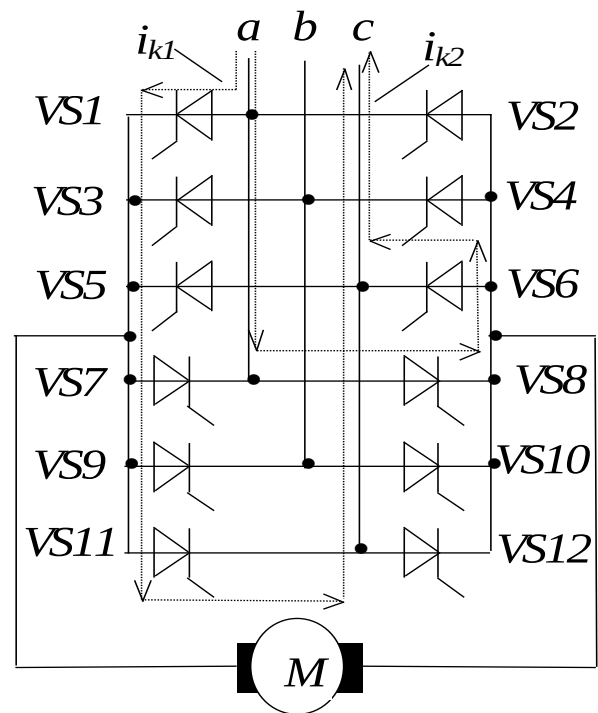


Рис.5.11.Контури КЗ в реверсивному випрямлячі

На рис.5.11 показані два контури КЗ, які виникли після несвоєчасного відкриття тиристорів *VS8* та *VS11* при вже відкритих *VS1* та *VS6*. Ця аварія аналогічна внутрішньому КЗ. Для запобігання подібного в СІФК реверсивних випрямлячів з роздільним керуванням обов'язково передбачене блокування, яке запобігає проходженню керуючих імпульсів до одного моста, доки не заклався останній тиристор в іншому (п.4.3).

У випрямлячах з узгодженим керуванням, крім того, може статися порушення закону узгодження кутів керування випрямного та інверторного комплектів і різке збільшення зрівняльного струму між ними (п.4.2).

5.5. Захист керованих випрямлячів від аварійних режимів

А. Захист плавкими запобіжниками

Для захисту напівпровідникових приладів від внутрішніх КЗ використовуються спеціальні швидкодіючі запобіжники. Варіанти вмикання запобіжників наведені на рис.5.12.

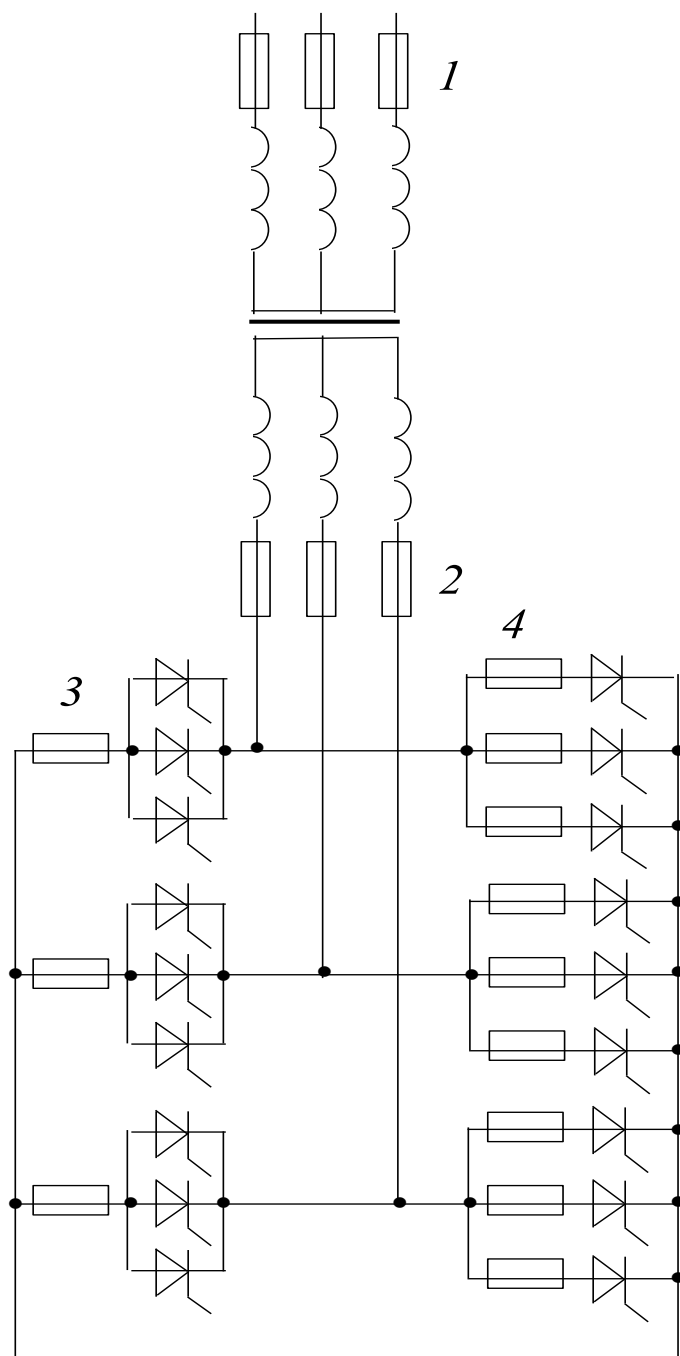


Рис.5.12. Варіанти захисту запобіжниками

Швидкодіючі запобіжники різняться тим, що при великих струмах вставка плавиться ще до досягання струмом свого амплітудного значення (тобто на першому напівперіоді після виникнення аварії). Завдяки цьому при правильному виборі уставки запобіжника тиристор з ладу не виходить. Швидкодіючі запобіжники інколи називають струмообмежувальними.

Запобіжники у позиціях 3 та 4 захищають від внутрішніх КЗ, що виникають внаслідок пробкою одного з тиристорів, а також від перевантаження через перекидання інвертора (якщо потужність випрямляча невелика). При наявності паралельних тиристорів варіант 4 більш вдалий, бо забезпечує селективне вимикання тільки пробитого тиристора без втрати працездатності випрямляча.

Запобіжники, встановлені у позиціях 1 та 2, реагують у першу чергу на КЗ обмоток трансформатора і використовуються в малопотужних випрямлячах.

Б. Захист автоматичними вимикачами

На відміну від запобіжників автоматичні вимикачі – це захисні апарати багаторазової дії. Вони повинні відключати електричний ланцюг, коли струм у ньому перевищить значення уставки. В перетворювачах енергії найчастіше використовуються швидкодіючі (т.з. струмообмежувальні) повітряні вимикачі. Спрацьовуючи протягом 0,003...0,005 с, такі вимикачі розривають контур аварійного струму раніше, ніж він встигне зрости до небажаного рівня.

Вимикачі постійного струму встановлюють у коло випрямленого струму (рис.5.13) для захисту тиристорів від перевантажень, зовнішніх КЗ та перекидання інвертора.

Вони також можуть захищати від надмірних зрівняльних струмів при сумісному керуванні комплектами.

Чутливий елемент, який дає команду на вимикання вимикача, - це найчастіше трансформатор струму або геркон, розташований поблизу шини з контрольованим струмом.

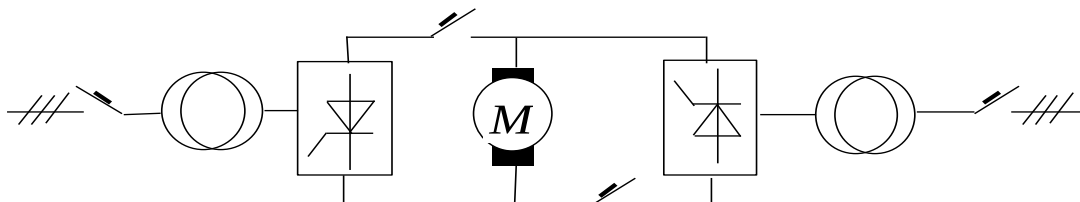


Рис.5.13. Захист автоматичними вимикачами

Вимикачі змінного струму, розташовані між живильною мережею та трансформатором, захищають останній та тиристори від внутрішніх та зовнішніх аварій у випрямному режимі (струми при перекиданні інвертора не завжди проходять через трансформатор).

В. Безконтактний захист через керуючий електрод (струмова відсічка)

Система безконтактного захисту призначена для ліквідації аварійного режиму шляхом зняття керуючих імпульсів СІФК або зміщення кута керування у межі інверторного режиму.

Зняття керуючих імпульсів при короткому замиканні запобігає вмиканню наступних тиристорів і подальшому розвитку аварії, якщо плавкий запобіжник з якоїсь причини не спрацював. Цей спосіб, проте, не може захистити від перекидання інвертора і в реверсивних випрямлячах не використовується.

Захист від КЗ переведенням випрямляча в інверторний режим - більш ефективний та поширений. Як тільки випрямлений струм перевищить струм уставки (наприклад,

у трифазному нульовому випрямлячі під час роботи тиристора VS_3), кут керування різко збільшується і наближається до 180° (рис. 5.14).

Поки наступний тиристор отримує свій керуючий імпульс (значно пізніше, ніж у нормальному режимі), через відкритий VS_3 до навантаження подається напруга e_c іншого знака, яка сприяє швидкій передачі електромагнітної енергії, накопиченої в індуктивних елементах, до мережі і зниженню струму.

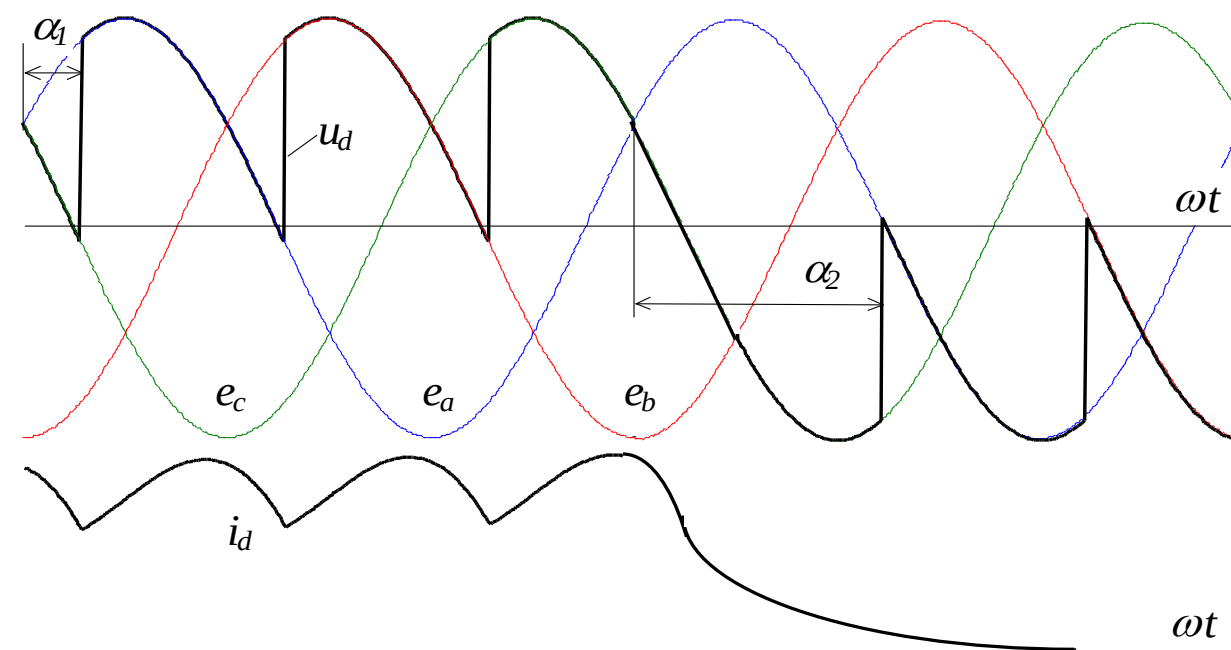


Рис.5.14. Зниження аварійного струму переведенням випрямляча до інверторного режиму

Після відкриття наступного тиристора знак напруги залишається таким же, тобто випрямляч переходить до інверторного режиму. Такий спосіб надійно захищає тиристори від зовнішнього КЗ, але при перекиданні інвертора також неефективний. Тому він завжди використовується разом з іншими способами захисту (насамперед, з автоматичними вимикачами).

Якщо захист випрямляча здійснюється кількома засобами, дуже важливо забезпечити вибірковість (селективність) спрацьовування різних систем захисту. Так, автомати або запобіжники в контурі випрямленого струму при зовнішньому КЗ повинні спрацювати раніше за запобіжники, ввімкнені послідовно з тиристорами. І навпаки, ці останні мусять реагувати на внутрішнє КЗ швидше за автомати або запобіжники в колі змінного струму. Селективність забезпечують правильним розрахунком струмів при різних видах аварій та узгодженням уставок захисних засобів з допустимими характеристиками тиристорів.

Г. Способи обмеження аварійних струмів

Для зниження струмів КЗ (насамперед внутрішніх) використовуються трансформатори з підвищеним реактивним опором. В безтрансформаторних випрямлячах, а також у випадках, коли декілька випрямлячів живиться від спільного трансформатора, в коло змінного струму послідовно з випрямлячем вмикають трифазні струмообмежувальні реактори. Крім обмеження струмів КЗ, вони також сприяють зниженню струмів тиристорів і мережі під час комутації та зменшують взаємний вплив випрямлячів через живильну мережу.

Дроселі в контурі випрямленого струму, які згладжують коливання струму, обмежують також темп зростання струму при перекиданні інвертора та КЗ на якорі двигуна (наприклад, внаслідок колового вогню по колектору). Зрівняльні реактори виконують аналогічні функції при КЗ між комплектами реверсивного випрямляча з сумісним керуванням.

Усі ці індуктивні елементи завдяки сповільненню зростання струму дають можливість системі безконтактного захисту встигнути відреагувати на аварійну ситуацію протягом одного міжкомутаційного інтервалу, а досить інерційним автоматам у контурі випрямленого струму – спрацювати раніше, ніж струм досягне небезпечного рівня.

5.6. Перенапруги у випрямлячах та захист від них

До складу керованого випрямляча, крім тиристорів, входять допоміжні елементи, здатні накопичувати енергію або у вигляді енергії електромагнітного поля (трансформатори, дроселі, паразитні індуктивності шинопроводів та проводів тощо) чи у вигляді енергії електричного поля (конденсатори і паразитні ємності тиристорів та між обмотками й провідниками). Тому при будь-якій зміні струму або напруги в елементах випрямляча виникають перехідні процеси, які супроводжуються накопиченням та обміном енергією. Наслідок цих процесів нерідко – поява на тиристорі напруг, які значно перевищують напруги нормального режиму (т.з. перенапруги).

Перенапруги виникають як у робочому, так і в аварійних режимах. До основних видів перенапруг належать:

- мережеві (виникають від роботи комутаційних апаратів в живильній мережі та від атмосферних явищ);
- схемні неперіодичні (від вмикання або вимикання силового трансформатора, ввімкнення випрямляча до трансформатора, роз'єднання автоматом кола випрямленого струму);

- схемні періодичні (обумовлені комутацією тиристорів або резонансом електричних кіл випрямляча з вищими гармоніками живильної напруги).

Перенапруги характеризуються амплітудою та швидкістю зміни (остання вимірюється у В/мкс).

Наслідками перенапруг у прямому напрямку може бути несвоєчасне відкриття тиристора, у зворотному - його пробій.

Найбільш поширені - перенапруги, пов'язані з самим принципом дії випрямляча - комутаційні. Максимальні перенапруги виникають наприкінці процесу комутації (рис. 5.15), коли струм через тиристор після зниження до нуля ($t=t_1$) короткочасно змінює знак, а потім швидко зникає (див. процес зміни напруги на тиристорі на інтервалі t_2-t_3).

Крім того, що від перенапруг потерпає той тиристор, що закривається, швидка зміна його струму викликає появу великої ЕРС самоіндукції фазної обмотки, яка прикладається до анода другого тиристора тієї ж фази. Через живильну мережу комутаційні процеси можуть також викликати перенапруги в інших випрямлячах.

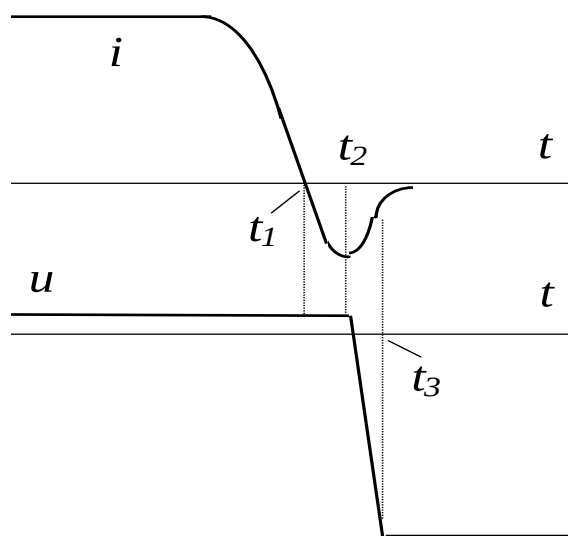


Рис.5.15. Перенапруги на тиристорі наприкінці комутації

Для зменшення перенапруг використовують два основних засоби, обидва з яких базуються на здатності конденсатора затримувати зміну напруги. Електролітичний

конденсатор $C1$, ввімкнений через допоміжний випрямляч $B2$ на вході основного випрямляча $B1$ (рис.5.16,а), захищає його від перенапруг з боку мережі. RC -ланцюг, паралельний тиристорі (рис.5.16,б), здійснює захист насамперед від перенапруг, що виникають у самому випрямлячі.

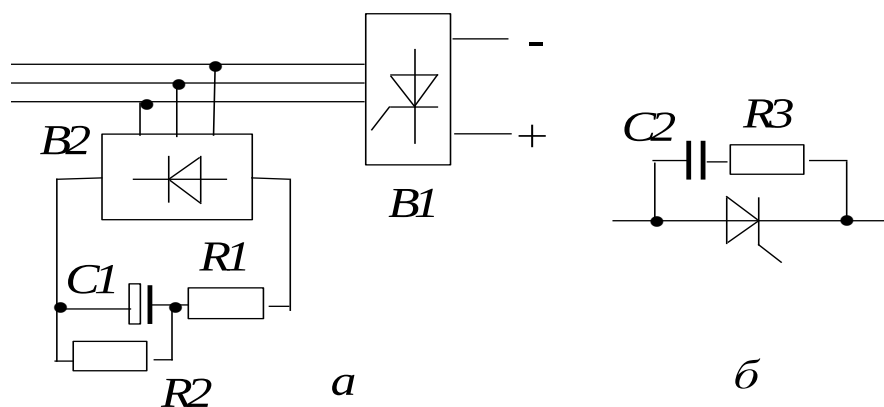


Рис.5.16. Захисні RC -ланцюги

6. ВИБІР СИЛОВИХ ЕЛЕМЕНТІВ ВИПРЯМЛЯЧІВ

До складу силових елементів випрямляча входять силові вентиля (тиристори чи діоди), силовий трансформатор або струмообмежувальний реактор, згладжувальний дросель та зрівняльний реактор (при сумісному керуванні реверсивним випрямлячем). Вихідними даними для вибору силових елементів слугують середній випрямлений струм I_d , середня випрямлена напруга U_{d0} , фазна напруга живильної мережі $U_{1\phi}$, схемні коефіцієнти (табл.2.1), а також деякі конкретні вимоги до характеру перебігу робочих та аварійних режимів.

6.1. Вибір тиристорів

Тиристори вибирають за двома основними критеріями: середнім прямим струмом та максимальною зворотною напругою.

Середній струм у відкритому стані

$$I_{вс.сер} \geq k_{ie} I_{dm} ,$$

де I_{dm} – максимально можливий середній випрямлений струм (якщо навантаження випрямляча – двигун постійного струму, у розрахунках слід використовувати пусковий струм двигуна).

При паралельному з'єднанні тиристорів струм одного тиристора

$$I_{вс.сер} \geq \frac{k_{ie} I_{dm}}{n_g} k_{нар} ,$$

де n_g – кількість паралельних вентилів; $k_{нар} > 1$ – коефіцієнт, який враховує нерівномірність розподілу струмів між паралельними тиристорами; k_{ie} – за табл.2.1.

Повторна імпульсна зворотна напруга

$$U_{зв.п} \geq U_{зв.м} k_{зU1} k_{зU2} = U_{до} k_{Uзв} k_{зU1} k_{зU2} ,$$

де $k_{зU1} = 1,15$ – коефіцієнт запасу, який враховує можливість підвищення напруги в мережі на 15%; $k_{зU2} = 1,3 \dots 1,5$ – коефіцієнт запасу на можливі перенапруги в схемі; $k_{Uзв}$ – за табл.2.1.

6.2. Вибір силового трансформатора або струмообмежувального реактора

Трансформатор вибирають за потужністю та напругами первинної та вторинної обмоток.

Типова потужність трансформатора

$$S_T \geq k_s k_{3U3} k_\alpha k_R U_{d0} I_d,$$

де $k_{3U3}=1,1$ - коефіцієнт запасу на можливе зниження напруги в мережі на 10%; $k_\alpha=1,15$ - коефіцієнт, що враховує неповне відкриття тиристорів при максимальному сигналі керування (тобто обмеження $\alpha_{\min}$); $k_R=1,05$ - коефіцієнт, який враховує спад напруги у випрямлячі; I_d - середній випрямлений струм у номінальному режимі (якщо навантаження - двигун постійного струму, використовують номінальний струм якоря $I_d = I_{ян}$); k_S - за табл.2.1.

Фазна ЕРС вторинної обмотки

$$E_{2\phi} \geq k_U k_{3U3} k_\alpha k_R U_{d0},$$

де k_U - див. табл.2.1.

Коефіцієнт трансформації

$$k_T = \frac{w_1}{w_2} \approx 0,95 \frac{U_{1\phi}}{E_{2\phi}}.$$

Якщо від одного трансформатора живиться кілька випрямлячів,

$$S_T \geq k_{3U3} k_\alpha k_R k_n \sum_{i=1}^n U_{d0i} I_{di} k_{si},$$

де k_n - коефіцієнт попиту, який залежить від кількості випрямлячів n та враховує неодночасність роботи окремих випрямлячів (табл. 6.1); k_{si} - схемні коефіцієнти i -х випрямлячів (табл.2.1).

Таблиця 6.1

n	1	2	3	4	5	6
k_n	1	0,7	0,85	0,8	0,55	0,5

Якщо зниження живильної напруги непотрібне і трансформатор не використовується, живлення випрямляча здійснюють через реактори, які вмикаються послідовно до кожної фази. Реактори також використовують, коли від одного трансформатора живиться декілька випрямлячів. Реактор призначений для обмеження струмів під час природної комутації тиристорів та коротких замикань, а також для зменшення взаємного впливу випрямлячів. Він також зменшує вміст вищих гармонік у споживаному з мережі струмі. Щоб не зменшувалась індуктивність при великих струмах, реактори не мають магнітопровода.

Реактори вибирають за лінійним струмом, споживаним випрямлячем при номінальному його навантаженні:

$$I_{pH} \geq I_{2л} = k_{i2} I_d ,$$

де k_{i2} - за табл.2.1.

Індуктивний опір реактора повинен бути таким, як у трансформатора з відносною напругою КЗ $u_k\% = 5 \dots 10\%$.

6.3. Вибір дроселів для контура випрямленого струму

Дроселі вмикають до кола випрямленого струму, коли від випрямляча живиться обмотка якоря двигуна постійного струму (її індуктивність відносно невелика). Такі дроселі виконують кілька функцій. Після перевірки за кожним з критеріїв обирають найбільшу з розрахованих індуктивностей.

А. Обмеження зони переривистих струмів

Поява пауз у струмі призводить до нелінійності зовнішніх характеристик випрямляча і, як наслідок, до нелінійності механічних характеристик електропривода. Якщо відоме найменше значення струму $I_{d\text{зр}}$ і найбільший кут керування α , при яких струм повинен бути щонайменше гранично-безперервним, індуктивність дроселя знаходять як

$$L_{\partial} = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{U_{d0}}{I_{d\text{зр}}} k_{\text{зр}} - x_a \right) - L_n ,$$

де ω_0 - колова частота мережі; $k_{\text{зр}} = \left(1 - \frac{\pi}{p} \text{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \sin \alpha$; p -

пульсність випрямляча; x_a - індуктивний опір трансформатора (реактора), що перебуває у колі випрямленого струму (для однофазної мостової та трифазної нульової схем $x_a = x_T$, а для трифазної мостової $x_a = 2x_T$).

Б. Обмеження пульсацій випрямленого струму

Пульсації випрямленого струму обмежують для зниження нагрівання двигуна та поліпшення комутації колектора. У трифазній симетричній (повністю керованій) мостовій, трифазній нульовій та однофазній мостовій схемах найбільшу вагу мають перші гармоніки пульсацій. Тому індуктивність дроселя розраховують з амплітуди першої гармоніки випрямленої напруги $U_{\text{дпм}}$ та допустимої амплітуди пульсацій струму δ (у відсотках від номінального струму якоря):

$$L_{\partial} = \frac{U_{d\pi m} 100}{\sqrt{2} p \omega \delta I_{dH}} - L_H .$$

Амплітуда першої гармоніки випрямленої напруги залежить від схеми випрямляча та кута керування:

$$U_{d\pi m} = U_{d0} \frac{2 \cos \alpha}{p^2 - 1} \sqrt{1 + p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} .$$

Звичайно перевірку роблять при номінальній напрузі на якорі двигуна. Це найчастіше буває, коли $\alpha = 30^\circ$.

В. Обмеження струму тиристорів при перекиданні інвертора

При однофазному перекиданні трифазного мостового інвертора обмотка якоря закорочена через дросель та два тиристири. Індуктивність дроселя, необхідна для обмеження аварійного струму

$$L_{\partial} = \frac{0,01 R_H}{\ln \frac{E_n / R_H - I_n}{E_n / R_H - I_{\partial on}}} - L_H ,$$

де E_n - ЕРС двигуна на момент початку аварії; I_n - струм двигуна перед перекиданням; $I_{\partial on}$ - максимально допустимий однонапівперіодний струм тиристора (ударний неповторний струм у відкритому стані) на момент спрацювання системи захисту (через 0,01 с після виникнення аварії).

6.4. Вибір зрівняльного реактора

Індуктивність реактора без насичення

$$L_{зр} \geq k_{\partial} \frac{U_{2m}}{\omega_0 I_{зр}} ,$$

де $U_{2m} = U_{2\phi m}$ для трифазних зустрічно-паралельних схем, три- та шестифазної нульових перехресних схем;

$U_{2m} = U_{2\text{лт}}$ для трифазної мостової перехресної схеми;
 $I_{зр}$ – допустиме діюче значення зрівняльного струму
(не перевищує 10% від номінального струму); k_α –
коефіцієнт, що визначається за рис. 6.1 залежно від
кута керування (звичайно найбільш можливий).

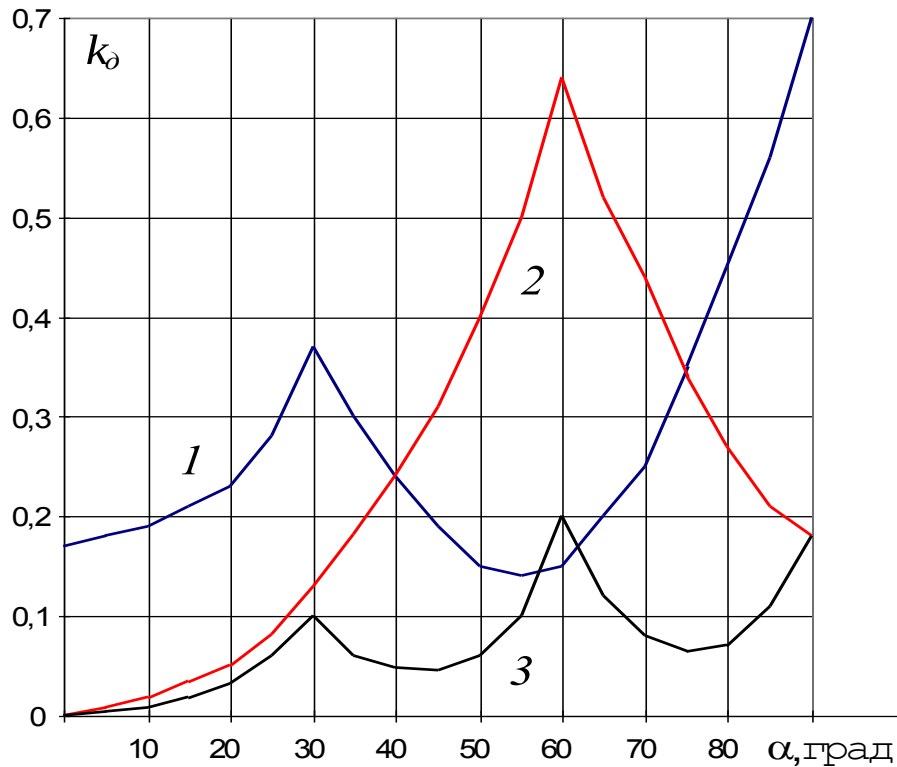


Рис.6.1. До вибору зрівняльного реактора:

- 1 – для трифазної нульової перехресної схеми;
- 2 – для трифазної нульової зустрічно-паралельної схеми;
- 3 – для трифазних мостових перехресної та зустрічно-паралельної схем

7. ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ КЕРОВАНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ

7.1. Коефіцієнт потужності

Коефіцієнт потужності $\chi = \frac{P}{S}$ (P , S – активна та повна потужності) – одна з найважливіших характеристик

будь-якого споживача електричної енергії змінного струму.

Якщо знехтувати втратами, коефіцієнт потужності чисельно дорівнює співвідношенню потужності, необхідної для виконання корисної роботи, до встановленої (номінальної) потужності силового трансформатора, який живить випрямляч. Звичайно, з метою зменшення вартості трансформатора коефіцієнт потужності слід наближати до одиниці.

Розглянемо спочатку однофазний мостовий некерований випрямляч, що працює на активно-індуктивне навантаження при безперервному струмі, маючи на увазі такі припущення:

- комутація тиристорів миттєва;
- випрямлений струм ідеально згладжений (внаслідок цього споживаний випрямлячем струм має прямокутну форму);
- потужність живильної мережі набагато більша за потужність випрямляча (через те живильна напруга синусоїдна).

Оскільки випрямляч некерований, споживаний струм i – синфазний з живильною напругою u (рис.7.1). Його можна подати як суму першої

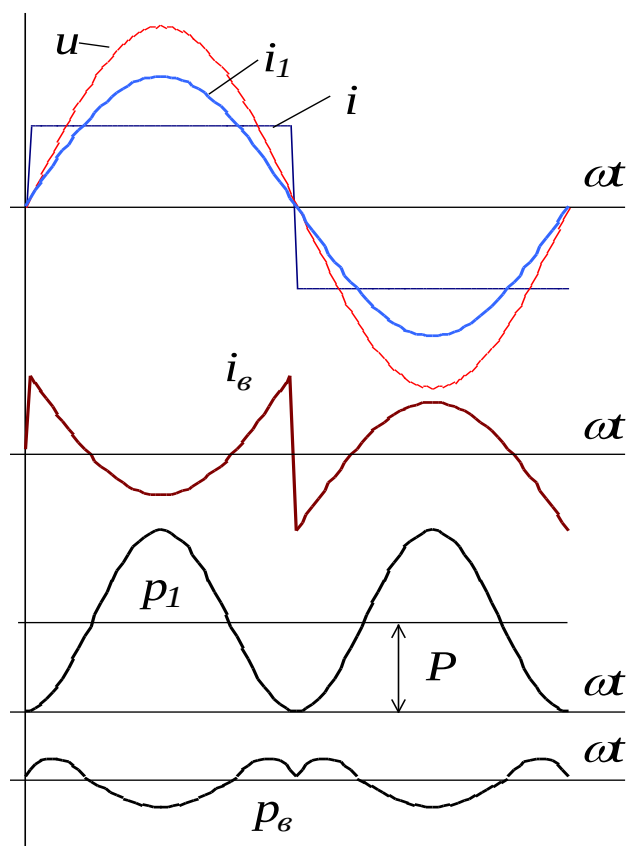


Рис.7.1. Активні потужності складових випрямленого струму

$$i = i_1 + i_g,$$

де i_1 - перша гармоніка струму; $i_g = \sum_{k=2}^{\infty} i_k$ - сума вищих гармонік.

Миттєва потужність, споживана з мережі

$$p = u \cdot i = u \cdot i_1 + u \cdot i_g = p_1 + p_g,$$

де $p_1 = u \cdot i_1$ та $p_g = u \cdot i_g$ - миттєва потужність першої та вищих гармонік відповідно.

Активна потужність першої гармоніки - середнє значення миттєвої:

$$P_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} p_1 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u \cdot i_1 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t \cdot I_{1m} \sin \omega t d\omega t = UI_1; \quad (7.1)$$

$$\begin{aligned} P_g &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u \cdot i_g d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(u \cdot \sum_{k=2}^{\infty} i_k \right) d\omega t = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(U_m \sin \omega t \cdot \sum_{k=2}^{\infty} I_{km} \sin k \omega t \right) d\omega t = 0. \end{aligned}$$

Активна потужність вищих гармонік, що видно і з рис.7.1, дорівнює нулю. Передача активної енергії, таким чином, здійснюється тільки з першою гармонікою струму. Вищі ж гармоніки, які цілком непотрібні для споживача, лише збільшують навантаження лінії, викривляють форму напруги в мережі та виступають джерелом радіоперешкод.

Подано вираз (7.1) у вигляді

$$P_1 = U_1 I_1 = UI v_I,$$

де $v_I = \frac{I_1}{I}$ - коефіцієнт викривлень струму.

Тоді коефіцієнт потужності некерованого випрямляча

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{UIv_I}{UI} = v_I < 1.$$

Таким чином, навіть у разі відсутності фазового зсуву струму відносно напруги коефіцієнт потужності менший від одиниці. Це значить, що до складу повної потужності, крім активної, входить неактивна складова, яка виникає внаслідок несинусоїдності струму. Її називають потужністю викривлень:

$$T = S\sqrt{1 - v_I^2}.$$

Тоді повна потужність

$$S = \sqrt{P^2 + T^2}.$$

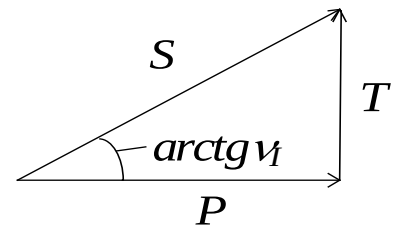


Рис. 7.2

Як видно з останнього виразу, складова T – ортогональна до активної потужності (рис. 7.2).

Значення коефіцієнта викривлень для різних схем:

Однофазна мостова.....	0,9
Трифазна нульова.....	0,83
Трифазна мостова.....	0,955
Дванадцятипульсні складені	0,9886.

У керованому випрямлячі при миттєвій комутації споживаний струм через затримку відкриття тиристорів відстає від напруги на кут $\varphi = \alpha$ (рис. 7.3, а). З урахуванням тривалості процесу комутації відставання збільшується на половину цієї тривалості: $\varphi \approx \alpha + \frac{\gamma}{2}$ (рис. 7.3, б).

Активна потужність і в цьому випадку визначається за першою гармонікою:

$$P_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u \cdot i_1 d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t \cdot I_{1m} \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = UI_1 \cos \varphi =$$

$$= UI v_I \cos \varphi .$$

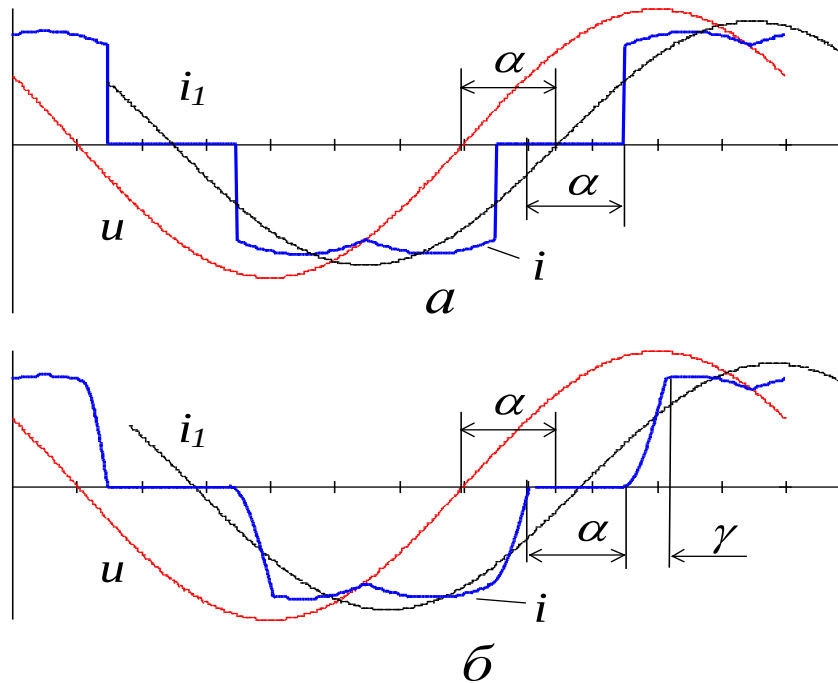


Рис.7.3. До визначення коефіцієнта зсуву

Таким чином, коефіцієнт потужності

$$\chi = \frac{P}{S} = v_I \cos \varphi = v_I \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right),$$

де перший добуток характеризує несинусоїдність струму, а другий - фазовий зсув його першої гармоніки.

Повна потужність складається з трьох ортогональних складових (рис.7.4):

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2},$$

де $Q = UI_1 \sin \varphi$ - реактивна потужність (потужність зсуву).

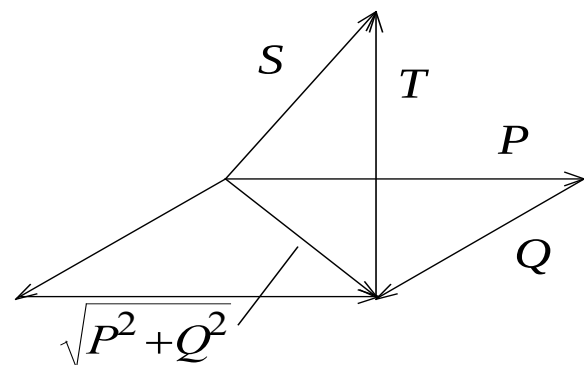


Рис.7.4. Складові повної потужності

При використанні випрямлячів в електроприводах з глибоким регулюванням швидкості коефіцієнт потужності знижується практично пропорційно швидкості. Це - дуже суттєвий недолік керованих випрямлячів, особливо актуальний для потужних електроприводів (наприклад, реверсивних прокатних станів).

7.2. Способи поліпшення енергетичних показників керованих випрямлячів

Оскільки коефіцієнт корисної дії випрямлячів наближається до 100%, найбільші зусилля докладаються для зменшення несинусоїдності споживаного струму та підвищення коефіцієнта потужності.

Основні шляхи зменшення фазового зсуву споживаного струму відносно живильної напруги:

- використання схем зі зворотним діодом (для неререверсивних електроприводів);
- використання напівкерованих (несиметричних) схем випрямлення (для неререверсивних електроприводів);
- багатозонне керування випрямлячем (ступінчасте регулювання випрямленої напруги за рахунок перемикання відпайок обмотки силового трансформатора як доповнення до фазового способу регулювання);
- послідовне з'єднання керованого та некерованого випрямлячів;
- почергове (несиметричне) керування послідовно з'єднаними керованими випрямлячами;
- регулювання не кута відкриття, а кута закриття тиристора чи їх обох (можливе при використанні двоопераційних тиристорів).

Зменшення вмісту вищих гармонік у споживаному струмі та наближення його форми до синусоїди можливе за рахунок:

- підвищення пульсності випрямляча шляхом послідовного або паралельного з'єднання кількох випрямлячів зі зсу-нутими за фазою живильними напругами;
- збільшення індуктивності силового трансформатора або комутаційного реактора (на жаль, супроводжується зро-станням нахилу зовнішніх характеристик).

Обидва ефекти можна отримати використанням принци-пу високочастотної широтно-імпульсної модуляції випрям-леної напруги замість фазової (із застосуванням двоопе-раційних тиристорів або інших цілком керованих ключів).

Розглянемо деякі схеми випрямлячів з поліпшеними енергетичними показниками.

7.3. Складений випрямляч з послідовним з'єднанням мостів, зміщеною живильною напругою та симетричним керуванням

В електроприводах з високовольтними двигунами (ви-ще 1000 В) для забезпечення потрібного рівня випрямленої напруги використовують не тільки послідовне з'єднання тиристорів в одному випрямлячі, а й послідов-не з'єднання двох або кількох випрямлячів (звичайно мо-стових).

Обидва випрямлячі живляться від окремого трансфор-матора (рис.7.5,а) або окремих вторинних обмоток спіль-ного трансформатора (рис.7.5,б). Вторинні обмотки мають різні схеми з'єднання фаз (зірка в одного та трикутник у другого). Якщо потрібно, кожен з випрямлячів може бу-ти реверсивним.

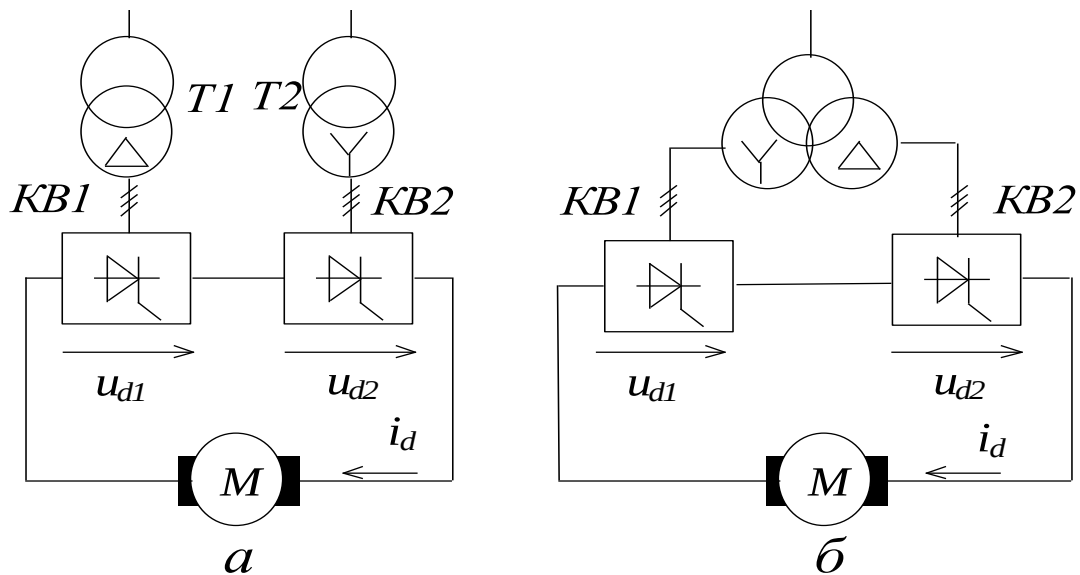


Рис.7.5. Складені випрямлячі з послідовним з'єднанням мостів

При послідовному з'єднанні перетворювачів з'являється низка переваг, як то:

- збільшується частота пульсацій випрямлених напруги та струму і зменшується їх амплітуда;
- зменшується фазовий зсув між споживаним струмом та напругою;
- покращується гармонійний склад споживаного струму;
- у багатодвигунових електроприводах або в електроприводах з багатоякірними двигунами завдяки поперемінному вмиканню випрямлячів та обмоток якорів різниця потенціалів між будь-якими точками схеми не перевищує напруги одного випрямляча (рис.7.6). у результаті безпека під час експлуатації зростає.

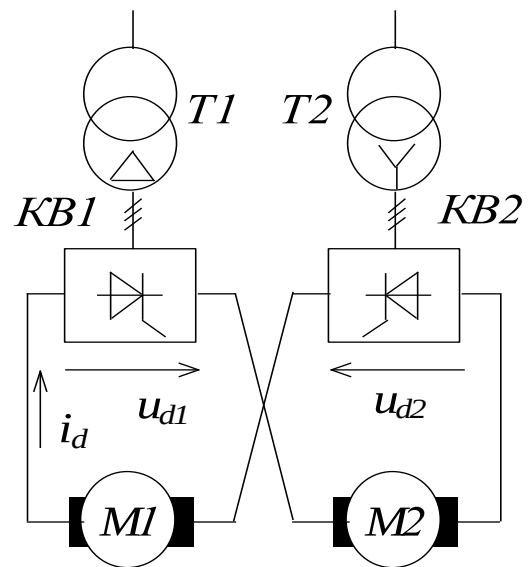


Рис.7.6. Складений випрямляч з поперемінним вмиканням мостів

Схема складеного випрямляча з послідовним вмиканням мостів зображена на рис.7.7. Оскільки схеми вмикання вторинних обмоток різні, для забезпечення рівності живильних напруг обох мостів кількість витків в обмотці, з'єднаний трикутником, повинна бути в $\sqrt{3}$ разів більшою.

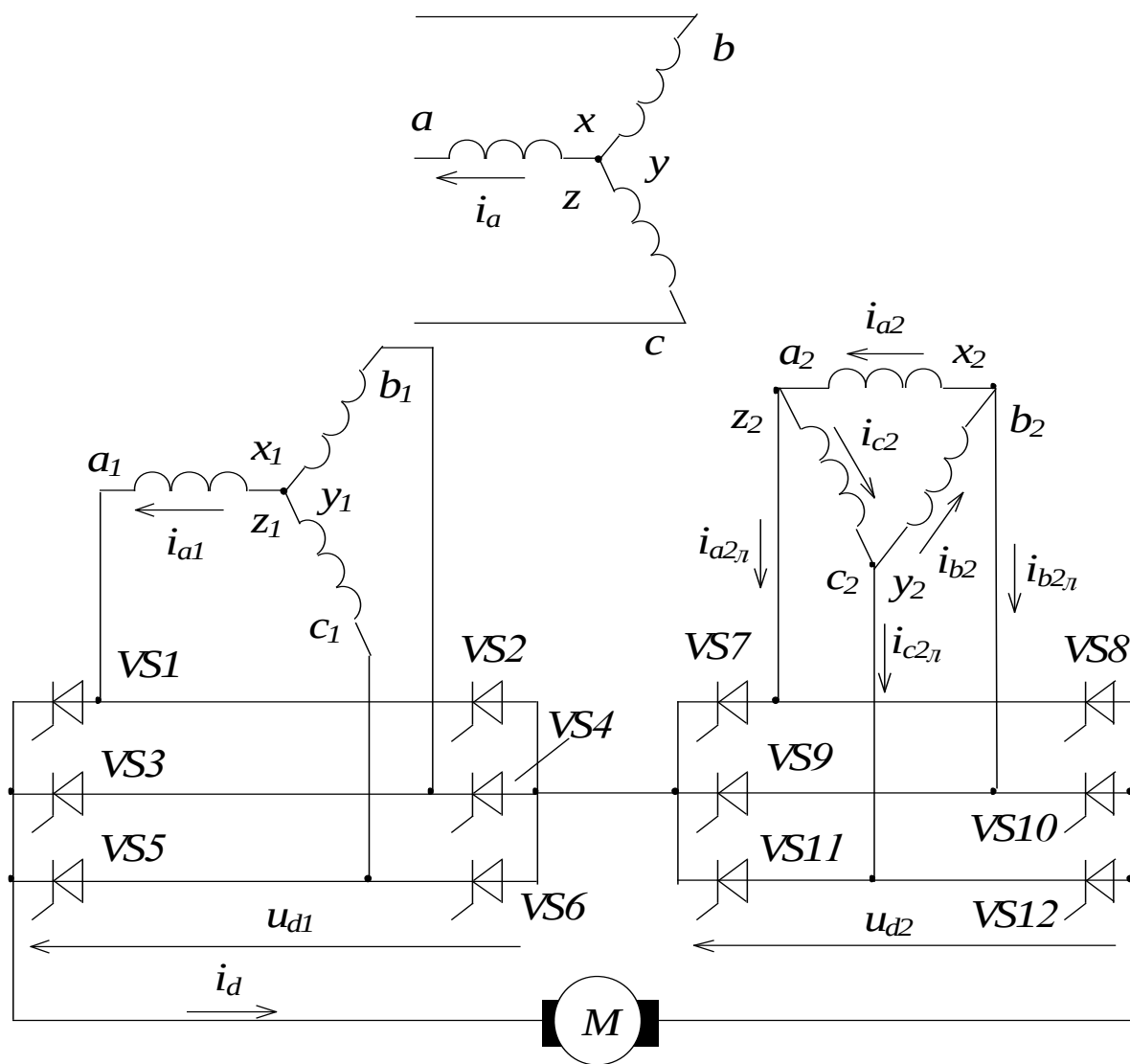


Рис.7.7. Принципова схема складеного випрямляча

Обмотки, зображені на рис. 7.7 паралельними одна одній, розташовані на спільному стрижні трансформатора. Лінійна напруга між точками a_2, b_2 синфазна з фазними напругами між точками a, x та a_1, x_1 . Тому живильні напруги другого моста відстають від напруг першого на 30° .

Завдяки цьому змінні складові випрямлених напруг u_{d1} та u_{d2} також зсунуті одна відносно другої на 30° , тобто на півперіода пульсацій (рис.7.8).

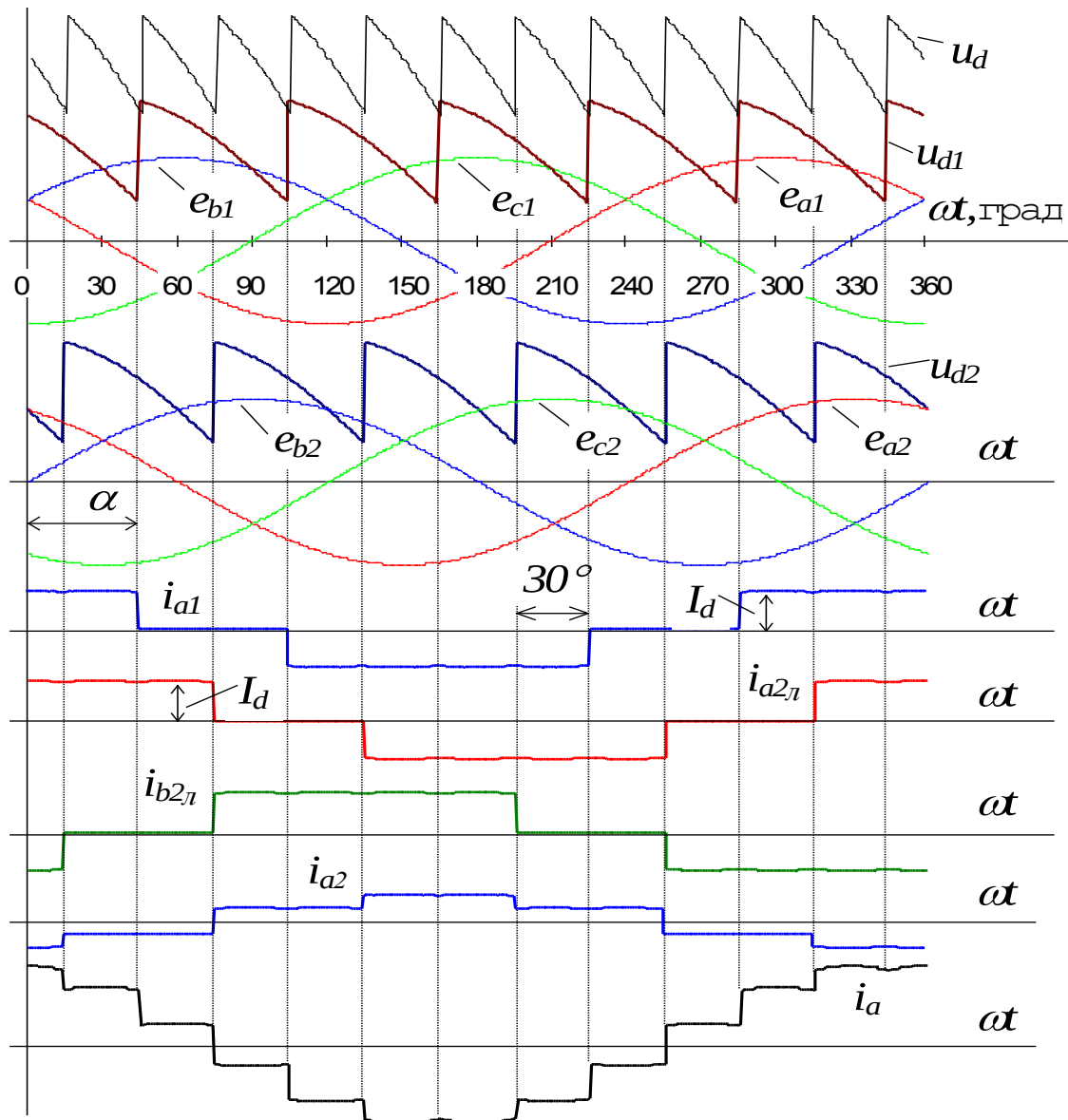


Рис.7.8. Процеси у складеному випрямлячі з послідовним з'єднанням мостів та симетричним керуванням

Внаслідок цього частота пульсацій сумарної випрямленої напруги вдвічі більша, а відносна амплітуда її пульсацій (як і пульсацій струму) приблизно вдвічі менша, ніж у простому мостовому випрямлячі.

У схемі завжди одночасно відкрито чотири тиристори (наприклад $VS1$, $VS4$, $VS10$, $VS11$) і всі разом із вторин-

ними обмотками ввімкнені послідовно з навантаженням. Тому струми, споживані обома випрямлячами (скажімо, i_{a1} та $i_{a2л}$), мають однакові форму та рівень ($+I_d, -I_d$ або 0), але зсунуті в часі на 30° внаслідок зсуву живильних напруг. Струм другої вторинної обмотки (наприклад, фази a_2) можна знайти виходячи з якихось двох лінійних струмів:

$$i_{a2} = (i_{a2л} - i_{b2л})/3,$$

оскільки третій завжди дорівнює нулю.

Струм первинної обмотки трансформатора визначається сумою струмів двох вторинних обмоток відповідної фази з урахуванням різниці в кількості витків:

$$i_a = (i_{a1} + i_{a2}\sqrt{3})k_m,$$

де k_m - коефіцієнт трансформації трансформатора.

Найбільш низькочастотна з вищих гармонік споживаного струму - дванадцята. Як видно з рис.7.8, струм первинної обмотки (тобто струм складеного випрямляча) набагато ближчий до синусоїди, ніж струм простого мостового випрямляча, що помітно навіть у режимі переривистого струму (рис. 7.9).

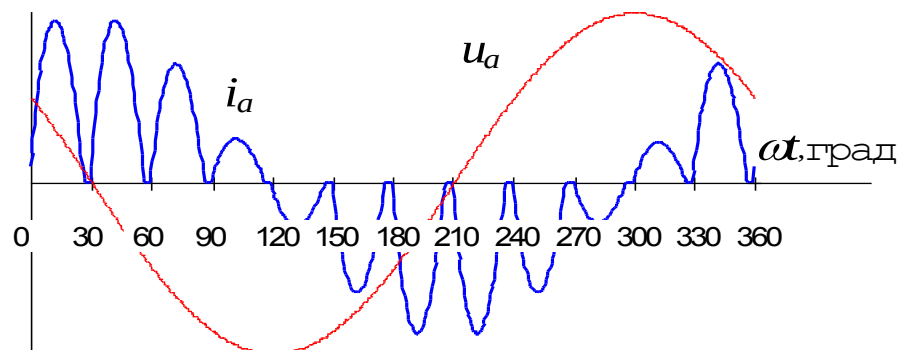


Рис.7.9. Переривисті струми у складеному випрямлячі

Середня випрямлена напруга складеного випрямляча з симетричним керуванням:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha,$$

де $U_{d0} = U_{d01} + U_{d02}$.

7.4. Складений напівкерований випрямляч з послідовним з'єднанням мостів

Якщо в схемі рис.7.7 один з мостів (хоча б другий) зробити некерованим, регулювання випрямленої напруги можливе лише в діапазоні від $U_{d01} + U_{d02}$ до U_{d02} , а не до нуля, як у попередньому випадку:

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Завдяки ж тому, що фаза струму i_{a2} , споживаного некерованим випрямлячем, незмінна, зсув сумарного струму i_a вдвічі менший, ніж при симетричному керуванні (рис. 7.10). Внаслідок цього коефіцієнт потужності зменшується:

$$\chi = \nu_I \cos \frac{\alpha}{2}.$$

При малих кутах керування форма сумарного струму краща, ніж у простому мостовому випрямлячі, але зростання другої та шостої гармонік при подальшому збільшенні α зменшує коефіцієнт викривлень та погіршує форму струму (рис.7.11).

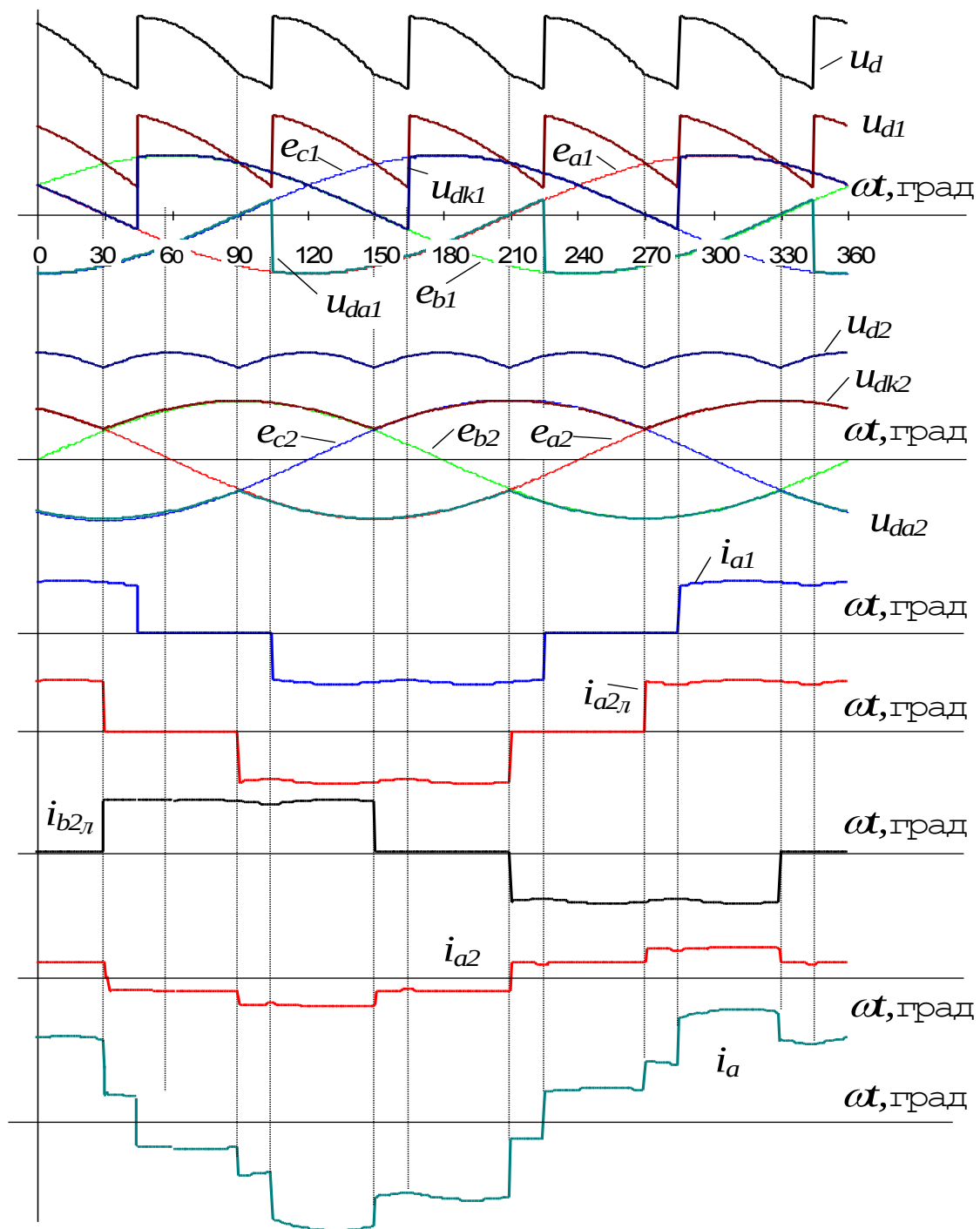


Рис.7.10. Процеси у складеному напівкерованому випрямлячі

7.5. Почергове керування послідовно з'єднаними випрямлячами

Обидва випрямлячі живляться від однакових трансформаторів або від однакових вторинних обмоток одного трансформатора. Тому зсув живильних напруг відсутній. Доки один з випрямлячів працює зі змінним кутом керування, кут керування другого не змінюється

(рис.7.12). Крім випрямного (праворуч від осі ординат), схема спроможна працювати і в інверторному режимі (ліворуч від неї).

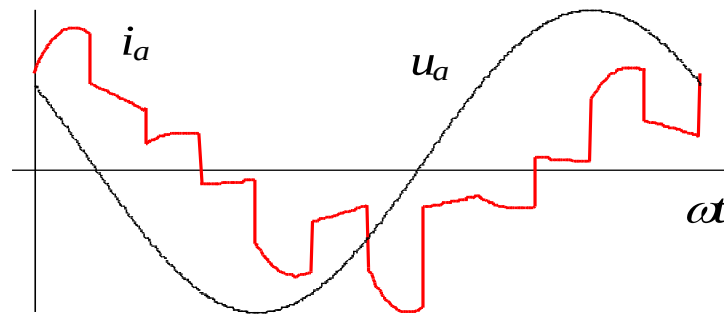


Рис.7.11. Випрямлений струм напівкерованого складеного випрямляча при малих кутах керування

Форма струмів та напруг, а також енергетичні показники випрямляча з почерговим керуванням подібні до таких же у напівкерованого складеного випрямляча.

Середня випрямлена напруга

$$U_d = \frac{1}{2}(U_{d1} \cos \alpha_1 + U_{d02} \cos \alpha_2).$$

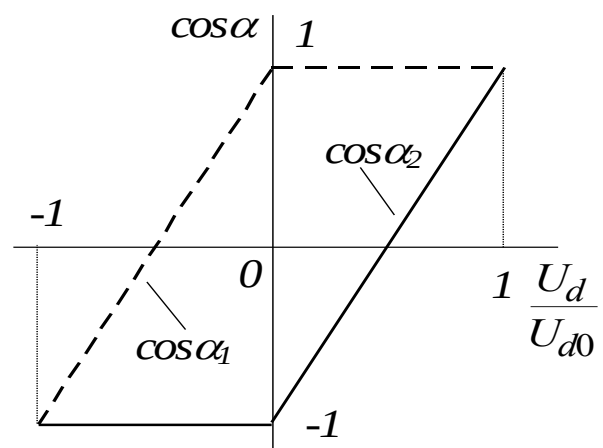


Рис.7.12. До почергового керування складеним випрямлячем

7.6. Багатозонні випрямлячі

У багатозонних випрямлячах діапазон регулювання випрямленої напруги розподілений на декілька зон, у кожній з яких регулювання здійснюється за допомогою різних тиристорів. Зрозуміло, що кількість тиристорів у таких випрямлячах більша звичайного. На рис.7.13 наведена схема тризонного випрямляча, який використовується в електровозах під час їх живлення від однофазної контактної мережі змінного струму.

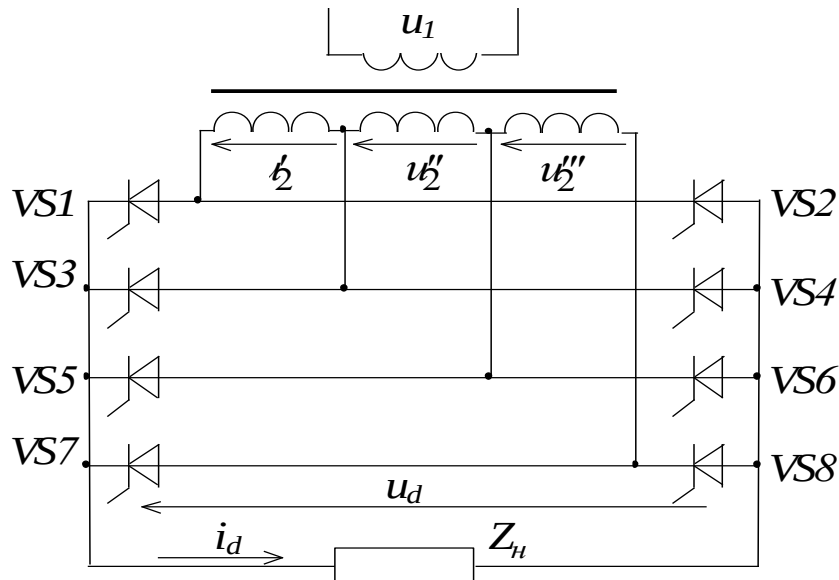


Рис.7.13. Однофазний багатозонний випрямляч

У першій зоні тиристори $VS5-VS8$ закриті, а інші працюють як звичайний однофазний мостовий випрямляч, що живиться від першої вторинної обмотки з напругою u_2' . Середня випрямлена напруга $U_d = U_{d01} \cos \alpha_1$ змінюється від 0 до $U_{d01} = \frac{2U_{2m}'}{\pi}$.

Якщо потрібно отримати ще більшу напругу, тиристори $VS1-VS4$, як і в першій зоні, отримують керуючі імпульси з фазою $\alpha_1=0$, а завдяки відкриттю ще й тиристорів $VS5$ або $VS6$ утворюється напівкерований мостовий випрямляч. У ньому $VS1$ та $VS2$ відкриті протягом усього напівперіоду, а $VS5$ та $VS6$ – тільки після отримання ними керуючих імпульсів з фазою α_2 . Тиристори $VS3$ та $VS4$ закриваються напругою u_2'' одразу після відкриття $VS5$ або $VS6$ (полярність цієї напруги на той момент позначена на рис.7.13). Випрямлена напруга в другій зоні

$$U_d = U_{d01} + U_{d02} \cos \alpha_2$$

змінюється від U_{d01} до $U_{d01} + U_{d02} = \frac{2(U'_{2m} + U''_{2m})}{\pi}$.

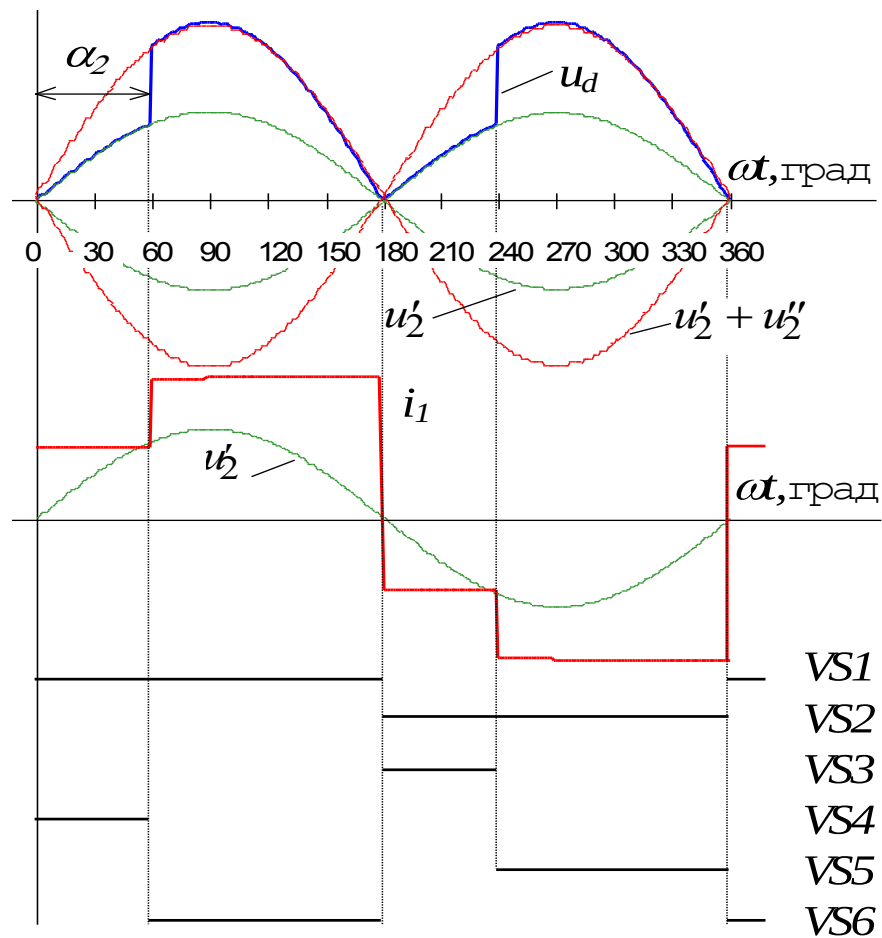


Рис.7.14. Процеси в однофазному багатозонному випрямлячі

Часові діаграми для другої зони зображені на рис. 7.14.

Після відкриття тиристора $VS6$ через нього та завжди відкритий на цьому напівперіоді $VS1$ до навантаження прикладена напруга $u_d = u'_2 + u''_2$. Струм навантаження тече через першу та другу вторинні обмотки, а після зміни знака живильної напруги – у тому ж напрямку, але вже через $VS2$ та $VS3$. Тиристри $VS1$ та $VS6$ закриваються внаслідок утворення контурів комутації, зображених на рис.7.15 (напрямок напруг вторинних обмоток на момент комутації показаний стрілками). Струм навантаження тече

лише через першу вторинну обмотку, причому в протилежному напрямку. Первинний струм трансформатора i_1 завдяки цьому, змінивши знак, зменшується вдвічі.

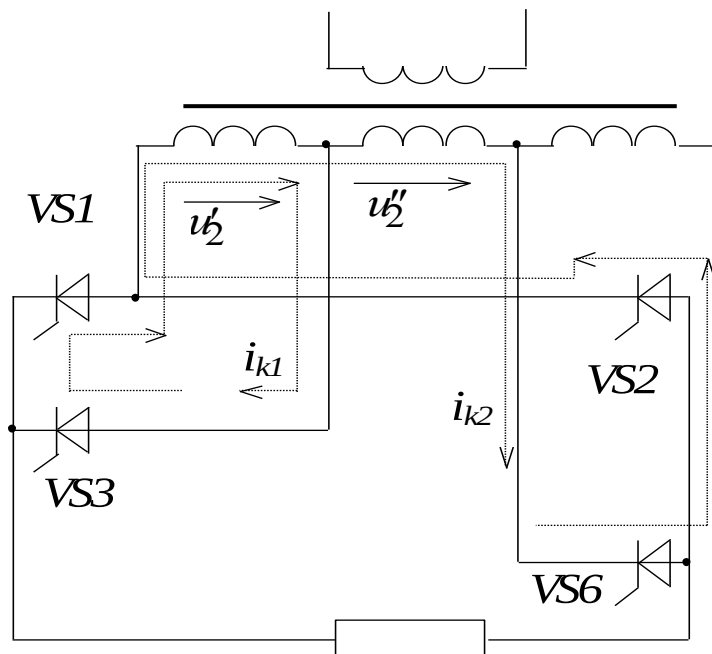


Рис.7.15. Контури комутації в багатозонному випрямлячі

Відкриття тиристора VS5 призводить до закриття VS3, прикладання до навантаження суми напруг обох вторинних обмоток та подвоєння первинного струму. Коли живильна напруга знову змінює знак, замість VS2, VS5 відкриваються VS1, VS6 і знову працює лише перша обмотка.

В третій зоні тиристори VS1 - VS6 отримують керуючі імпульси з фазою $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, а регулювання напруги відбувається за допомогою VS7 та VS8 у межах від $U_{d01} + U_{d02}$ до

$$U_{d01} + U_{d02} + U_{d03} = \frac{2(U'_{2m} + U''_{2m} + U'''_{2m})}{\pi}.$$

Таким чином, при багатозонному керуванні замість послідовного з'єднання випрямлячів здійснюється послідовне з'єднання вторинних обмоток.

Як видно з рис. 7.14, первинний струм відстає від напруги на кут, приблизно вдвічі менший від кута керування, тобто $\cos \varphi \approx \cos \frac{\alpha}{2}$, однак це супроводжується появою другої гармоніки споживаного струму.

7.7. Випрямлячі з примусовою комутацією

Принциповий недолік керованих випрямлячів з природною комутацією - відставання споживаного струму від живильної напруги та обумовлений цим низький коефіцієнт потужності. Якщо замість одноопераційних тиристорів використати двоопераційні, з'явиться можливість не тільки відкриття, а й закриття вентилів у будь-який момент.

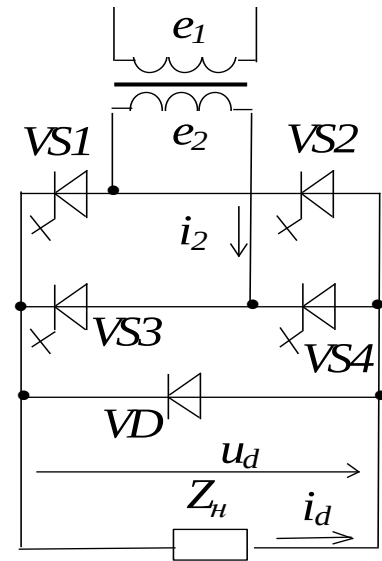


Рис.7.16

Випрямляч на
цілком керованих
ключач

Розглянемо деякі способи керування з примусовою комутацією ключів на прикладі однофазної мостової схеми (рис. 7.16).

При першому способі регулювання відкриття тиристорів завжди відбувається у точках природної комутації, а закриття - у момент $\omega t = 180^\circ - \beta$ (рис.7.17). Коло випрямленого струму після закриття тиристорів розривається, оскільки наступна пара тиристорів відкривається при негативній напрузі на аноді не може. Щоб забезпечити безперервність струму та запобігти перенапруг, на виході випрямляча вмикають зворотний діод VD (рис. 7.16). Завдяки діоду струм у навантаженні протікає навіть тоді, коли випрямляч його не споживає (подібно до інших схем із зворотним діодом, див. п.2.4). Змінюючи кут β , можна отримати ті самі рівні випрямленої напруги, що й у класичній схемі з природною комутацією. Перша гармоніка $i_{2,1}$ споживаного випрямлячем струму випереджає живильну напругу, тобто такий випрам-

ляч може виконувати функції компенсатора реактивної потужності.

При одночасному регулюванні кутів відкриття α і закриття $\beta = \alpha$ (т.з. симетричне керування) споживаний струм збігається за фазою з напругою і $\cos \varphi = 1$ (рис. 7.18).

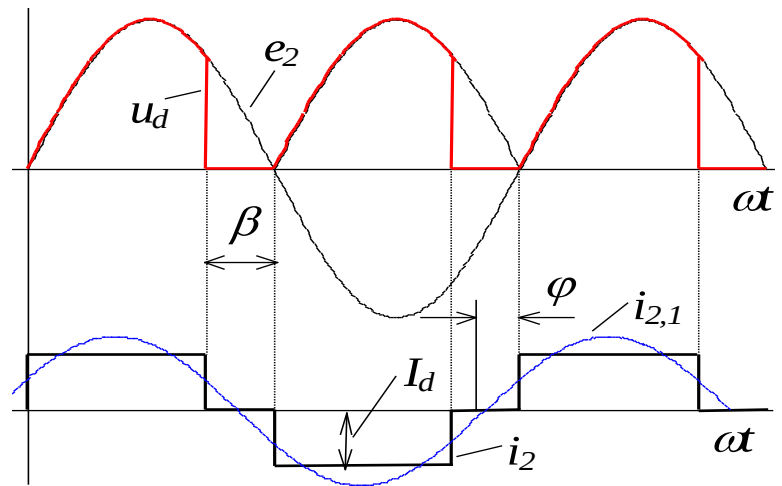


Рис.7.17. Регулювання напруги зміною кута закриття

Якщо тиристор за напівперіод живильної напруги відкривається лише раз, нижчою гармонікою споживаного випрямлячем струму буде третя. Гармоніки такої низької частоти важко фільтруються. Для зміщення спектра гармонік струму до більш високих частот треба частіше комутувати ключі. Це робиться за допомогою широтно-імпульсного регулювання випрямленої напруги (рис.7.19).

Замість гладкої кривої випрямленої напруги отримується послідовність вузьких імпульсів. Правильно обираючи ширину імпульсів та їх кількість у напівперіоді живильної напруги, можна досягти бажаного гармонійного складу споживаного струму та його зсуву відносно напруги. Сучасні цілком керовані ключі забезпечують частоту модуляції, яка на два порядки перевищує частоту

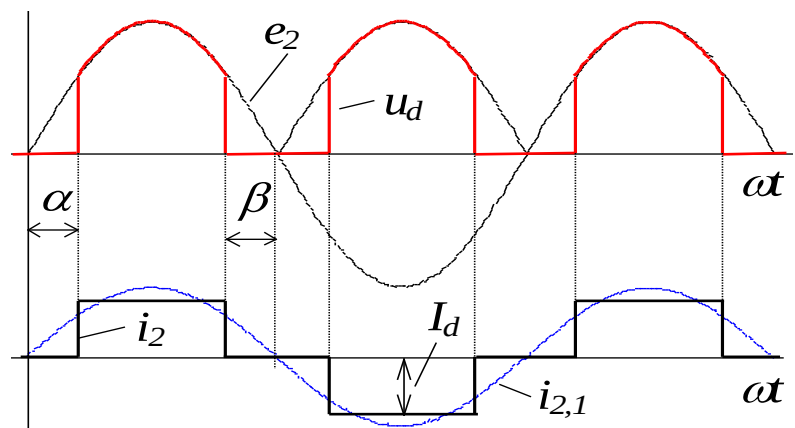


Рис.7.18. Симетричне регулювання випрямленої напруги

живильної напруги.

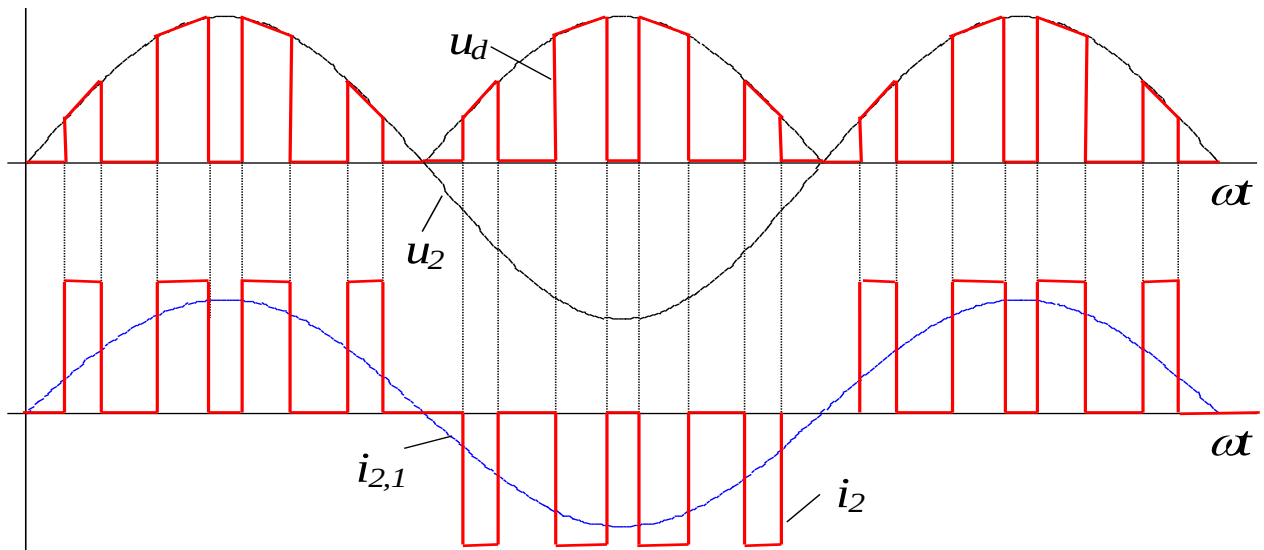


Рис.7.19. Широтно-імпульсне регулювання випрямленої напруги

На рис.7.19 перша гармоніка струму синфазна з напругою.

7.8. Вплив випрямляча на форму напруги живильної мережі

Протягом комутації у випрямлячі відбувається міжфазне коротке замикання вторинної обмотки живильного трансформатора ($T2$ на рис.7.20), що викликає появу великих комутаційних струмів у живильній мережі. Якщо випрямляч живиться від досить довгої лінії або потужність високовольтного трансформатора ($T1$) невелика, на вході випрямляча та інших споживачів, що живляться від цієї лінії, виникає помітний спад напруги.

Розглянемо комутаційні викривлення напруги в мережі під час роботи трифазного мостового випрямляча (схема рис.2.16). Здійснюючи аналіз, знехтуємо активним опором трансформаторів та лінії, а також впливом струму навантаження випрямляча на спад напруги в мережі.

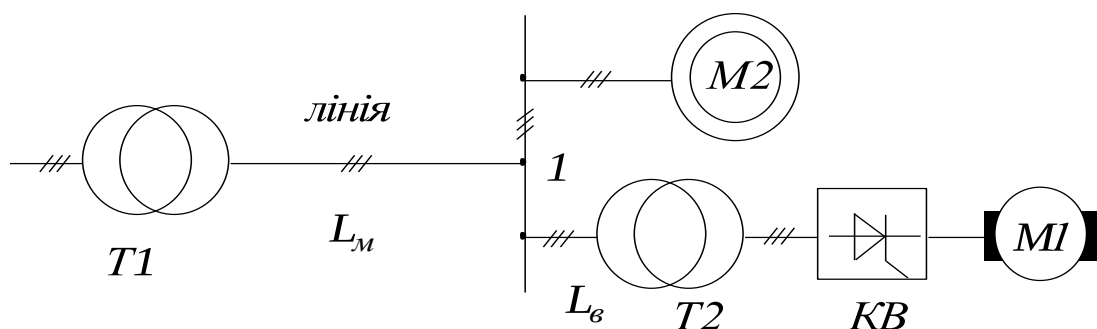


Рис.7.20. Схема живлення керованого випрямляча

На рис.7.21 зображена схема заміщення мережі та випрямляча для одного з інтервалів комутації останнього з позначеннями: e_A , e_B — ЕРС вторинних обмоток тих фаз трансформатора $T1$, між

якими відбувається комутація; u_A , u_B — напруги в точці 1 на рис.7.20; L_m — індуктивність мережі (трансформатора $T1$ та лінії); L_g — індуктивність випрямляча, приведена до

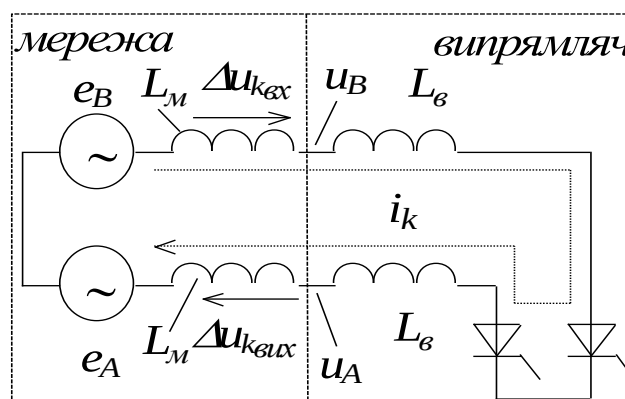


Рис.7.21. Схема заміщення

первинної обмотки трансформатора $T2$ (трансформатора і всіх елементів між точкою 1 та випрямлячем).

Рівняння напруг для інтервалу комутації:

$$e_A - e_B = 2(L_m + L_g) \frac{di_k}{dt} ,$$

звідки похідна комутаційного струму

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{e_A - e_B}{2(L_m + L_g)} .$$

Комутаційний струм, протікаючи через індуктивність L_m , викликає в ній комутаційний спад напруги

$$\Delta u_k = L_m \frac{di_k}{dt} = L_m \frac{e_A - e_B}{2(L_m + L_\epsilon)} = \frac{e_A - e_B}{2(1 + L_u/L_m)} ,$$

або в загальному випадку

$$\Delta u_k = \frac{e_{\alpha} - e_{\omega\alpha}}{2(1 + L_\epsilon/L_m)} , \quad (7.2)$$

де e_{α} та $e_{\omega\alpha}$ – ЕРС тієї фази, що входить, та тієї, що виходить з роботи, відповідно.

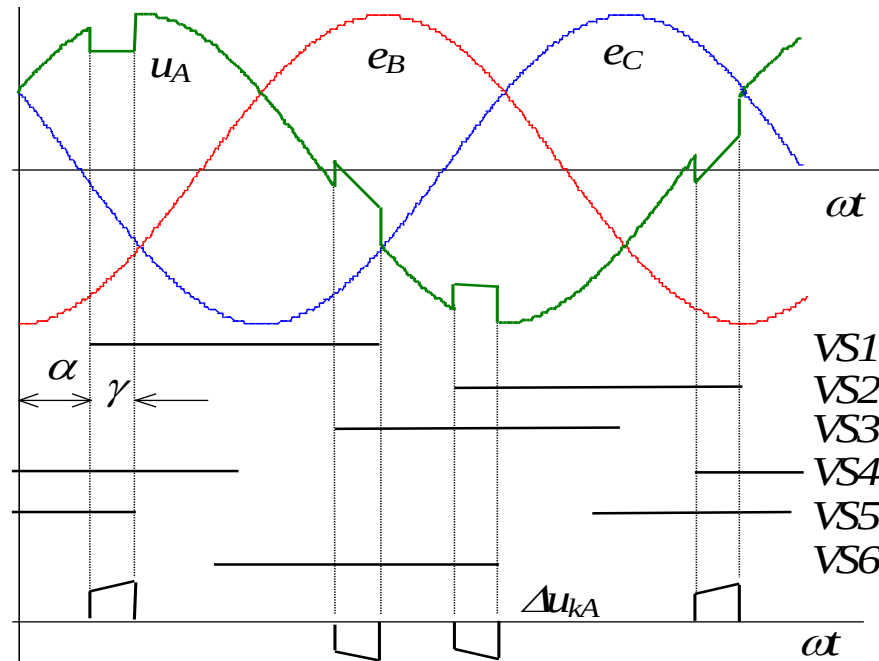


Рис.7.22. Комутаційні викривлення в фазі А

На рис.7.22 для співвідношення $L_\epsilon/L_m=2$ зображена миттєва напруга на первинній обмотці фази А трансформатора $T2$ з урахуванням того, що ця фаза то входить, то виходить з роботи по черзі. Комутаційний спад для кожного з інтервалів комутації визначався за формулою (7.2). Напруга розраховувалася як різниця між ЕРС та спадом напруги.

Комутаційні викривлення живильної напруги негативно впливають на роботу інших споживачів (насамперед двигунів змінного струму), що ввімкнені до спільної з випрямлячем лінії. Вони також утруднюють синхронізацію

СІФК з живильною напругою. Величина спаду напруги тим більша, чим менше співвідношення L_6/L_M . Якщо $L_M \ll L_6$ (потужність мережі набагато більша від потужності живильного трансформатора), $\Delta u_k \rightarrow 0$ і комутаційні викривлення практично відсутні. Тому безтрансформаторні випрямлячі або випрямлячі, що живляться від спільного трансформатора, завжди вмикаються до джерела живлення через струмообмежувальні (комутаційні) реактори. Останні, крім того, запобігають виходу з ладу тиристорів від стрибків комутаційного струму.

8. ВИПРЯМЛЯЧ ЯК ОБ'ЄКТ КЕРУВАННЯ

У складі електропривода керований випрямляч часто виконує функції виконавчого органу системи автоматичного регулювання (САР) струму, швидкості або іншої координати.

Тому під час синтезу таких систем необхідно знати параметри випрямляча як об'єкта керування. До таких параметрів належать його статичні (коефіцієнт передачі, регульовальна характеристика) та динамічні (інерційність) властивості.

8.1. Статичні характеристики

Регульовальні характеристики випрямлячів та систем керування ними були розглянуті в пп.2.9, 3.3, 3.7, 4.2, 4.4.

З точки зору системи автоматичного регулювання керований випрямляч має нелінійну РХ і, як наслідок, змінний коефіцієнт передачі. Ця нелінійність обумовлена:

- косинусоїдною залежністю середньої випрямленої напруги від задавальної (якщо опорна напруга – пилкоподібна);
- роботою в зоні переривистих струмів з малими навантаженнями електропривода;
- люфтом між РХ комплектів реверсивного випрямляча при куті початкового фазування $\alpha_n > 90^\circ$.

Нестабільність коефіцієнта передачі потребує ускладнення структури САР шляхом введення спеціальних вузлів, які лінеаризують систему та забезпечують незмінність її поведінки із змінними параметрами випрямляча.

Для безперервного струму коефіцієнти передачі випрямляча можна знайти з РХ, отриманих у п.3.3:

- при косинусоїдній опорній напрузі

$$k_\theta = \frac{dE_d}{du_k} = \frac{E_{d0}}{u_{onm}}; \quad (8.1)$$

- при пилкоподібній опорній напрузі навколо $u_k = 0$

$$k_\theta = \frac{dE_d}{du_k} = \frac{d}{dt} \left[E_{d0} \cos \left(\alpha_n - \frac{u_k \pi}{u_{onm}} \right) \right] \approx \frac{E_{d0} \pi}{u_{onm}} \sin \alpha_n. \quad (8.2)$$

8.2. Динамічні характеристики

Динамічні властивості випрямляча великою мірою визначаються імпульсним характером його роботи. Випрямлена напруга змінюється шляхом регулювання затримки керуючих імпульсів. Оскільки в p -пульсному випрямлячі тиристори відкриваються p разів за період живильної напруги, випрямляч досить непогано відтворює задавальну напругу, яка змінюється з частотою, меншою від $p\omega$ ($\omega = 2\pi f$ – колова частота живильної мережі). З рис.8.1 видно, що середня випрямлена напруга однофазного мосто-

вого випрямляча повторює синусоїдну форму напруги керування.

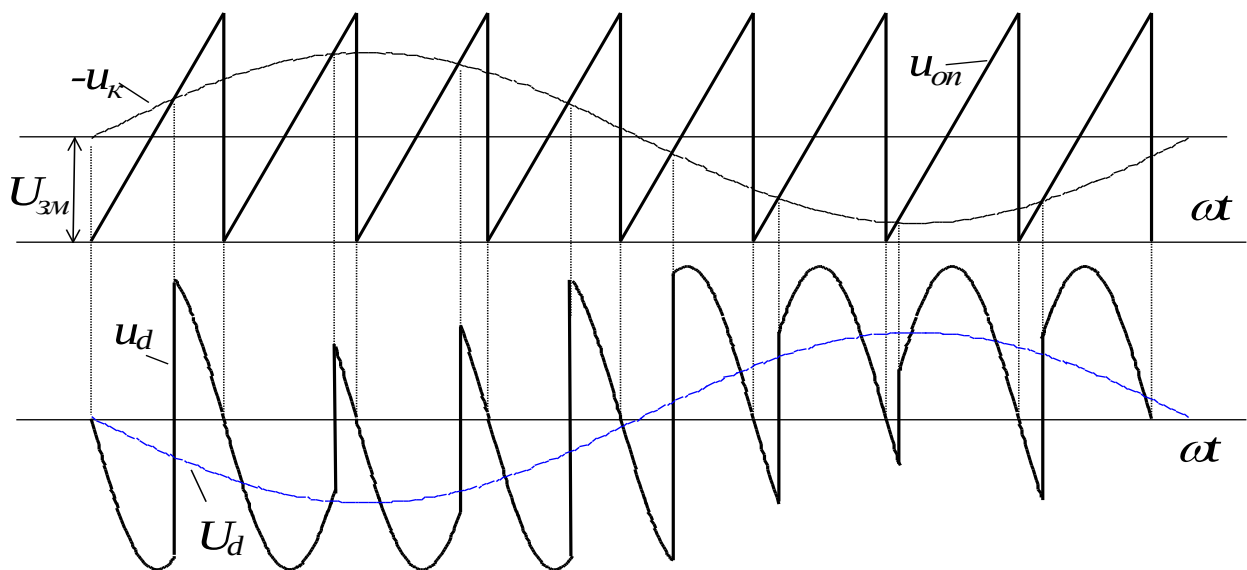


Рис.8.1. Відтворення однофазним мостовим випрямлячем низькочастотної напруги керування

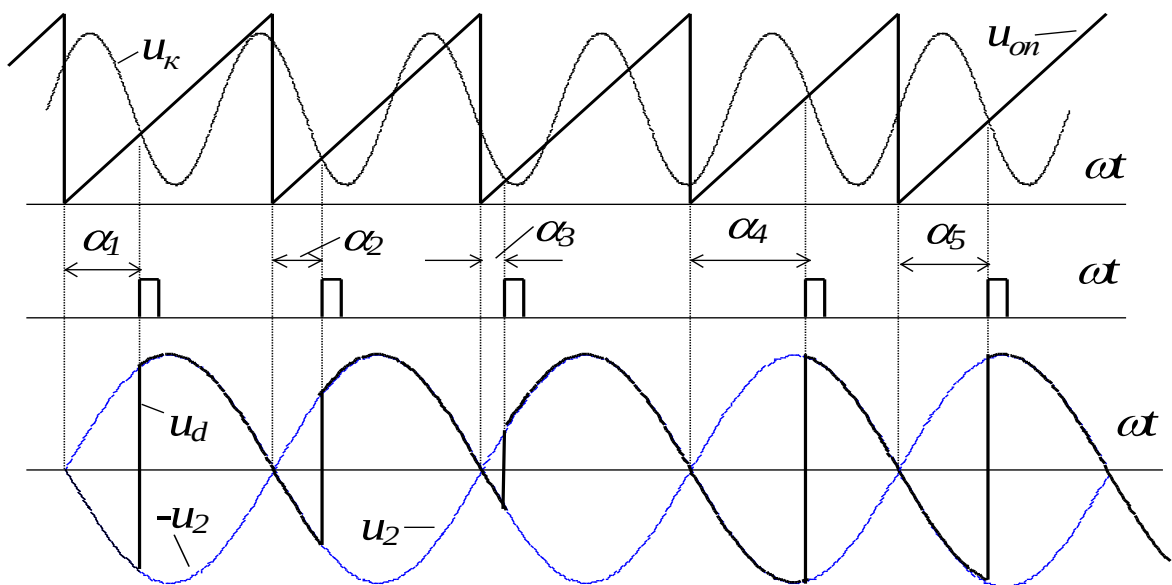


Рис.8.2. Відтворення однофазним мостовим випрямлячем високочастотної напруги керування

Надмірне збільшення частоти напруги керування призводить, однак, до того, що випрямляч не здатний відпрацювати заданий закон, оскільки може відреагувати на зміну керуючої напруги лише p разів за період. З рис. 8.2 видно, що закон зміни середньої випрямленої напруги

в цьому випадку ніяк не нагадує форму керуючої напруги. Виникає т.з. ефект маскування частот.

Реально керований випрямляч без істотних викривлень спроможний передати керуючі впливи, які змінюються з частотою, принаймні в декілька разів меншою від $p\omega$ (кількадесят герц для трифазного мостового випрямляча). Спроба форсувати процеси в САР з випрямлячем закінчуються виникненням автоколивань та втратою системою стійкості.

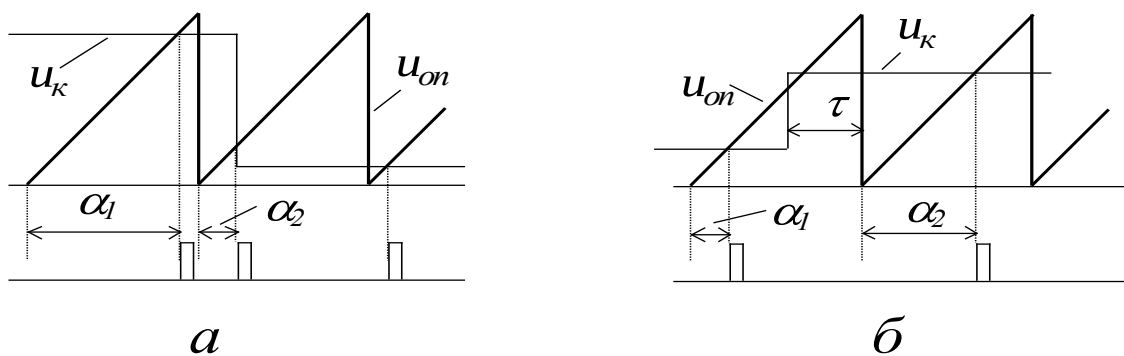


Рис.8.3. Ефект запізнення реакції випрямляча

Як наслідок дискретного характеру керування випрямлячем – деяке запізнення його реакції на стрибок керуючого сигналу. Залежно від того, коли відбувається зміна завдання (рис.8.3), новий кут керування формується одразу ж після стрибка завдання (рис.8.3,а) або із запізненням τ (рис.8.3,б), яке може досягти $\tau_{\max} = 1/fp$.

Оскільки фаза надходження стрибка може бути будь-якою, користуються середньостатистичним запізненням $\tau_c = 1/2fp$. Тоді передаточна функція випрямляча має вигляд

$$W_{\phi}(p) = k_{\phi} e^{-\tau_c p} \quad (8.3)$$

і приблизно може бути апроксимована передаточною функцією аперіодичної ланки

$$W_{\epsilon}(p) = \frac{k_{\epsilon}}{T_{\mu}p + 1}, \quad (8.4)$$

де $T_{\mu} = \tau_c$ - стала часу.

До сталої часу T_{μ} слід додати і сталу часу фільтра на керуючому вході СІФК (0,1...2 мс), призначення якого - фільтрація високочастотних перешкод у задавальному сигналі.

Процеси в навантаженні випрямляча також не можна розглядати відокремлено від самого випрямляча. У режимі безперервного струму середні за пульс випрямлені напруга та струм (так би мовити, миттєві середні значення) пов'язані диференціальним рівнянням

$$E_d = I_d R + L \frac{dI_d}{dt} + E,$$

де $R = R_n + R_n + R_2$ і $L = L_n + L_2$ - активний опір та індуктивність кола випрямленого струму; R_2, L_2 - параметри джерела живлення випрямляча (дорівнюють опору та індуктивності двох фаз трансформатора для трифазного мостового випрямляча і однієї фази для інших схем).

Використавши для цього рівняння перетворення Лапласа, отримаємо

$$I_d(p) = \frac{E_d(p) - E(p)}{R(Tp + 1)}, \quad (8.5)$$

де $T = L/R$ - еквівалентна стала часу.

Таким чином, при безперервному струмі коло навантаження разом з силовою частиною випрямляча поводить себе, як аперіодична ланка.

У режимі переривистих струмів, на відміну від безперервних, кожний імпульс струму розпочинається з нульового значення. Тому всі наступні імпульси матимуть однакові початкові умови. Внаслідок цього стрибок кута керування буде відпрацьований протягом першого ж імпульсу струму шляхом скорочення або подовження його тривалості та відповідної зміни середнього за пульс струму. Тому можна вважати, що індуктивність кола випрямленого струму, визначаючи форму миттєвого струму, не впливає на темп зміни його середнього значення. Тоді середній струм визначається як

$$I_d(p) = \frac{E_d(p)}{R_\phi}. \quad (8.6)$$

В останньому рівнянні R_ϕ - фіктивний активний опір, тобто коефіцієнт пропорційності між середніми струмом та напругою в режимі переривистого струму. Цей опір залежить від індуктивності навантаження та тривалості імпульсу струму і змінюється зі зміною проти-ЕРС та навантаження двигуна. Він присутній навіть тоді, коли у складі навантаження активного опору взагалі немає.

Отже, випрямляч разом із навантаженням як об'єкт керування може бути поданий послідовним з'єднанням двох динамічних ланок:

- аперіодичної зі сталою часу T_μ (приблизно враховує запізнення формування кута керування);

- аперіодичної зі сталою часу $T=L/R$ для режиму безперервного струму або безінерційної зі змінним коефіцієнтом передачі для режиму переривистих струмів.

Тобто випрямляч – це нестационарний об'єкт, який змінює свої динамічні властивості залежно від режиму роботи. Крім того, для нього специфічна наявність пульсацій миттєвої випрямленої напруги, які погіршують стійкість САР.

Додаток

Характерні кути найбільш поширених схем випрямлення,
град

Схема	1фм	3фн	3фм
Пульсність (p)	2	3	6
Кут керування, за якого з'являються паузи в струмі при R -навантаженні (α_{2R})	0	30	60
Найбільший можливий кут керування у випрямному режимі (α_{gm})	180	150	120
Найменший можливий кут керування під час роботи на проти-ЕРС (α_{min})	36,2	23,2	11,5
Тривалість відкритого стану тиристора в режимі безперервного струму (λ_m)	180	120	120

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Полупроводниковые выпрямители/ Е.И. Беркович, В.Н. Ковалев, Ф.И. Ковалев и др.; Под ред. Ф.И.Ковалева и Г.П.Мостковой.-М.: Энергия, 1978.-448 с.
2. Ривкин Г.А. Преобразовательные устройства.-М.: Энергия, 1970.-544 с.

3. Руденко В.С., Сенько В.И., Чижено И.М. Преобразовательная техника. -К.: Вища шк., 1983.-431 с.
4. Шипилло В.П. Автоматизированный вентильный электропривод.-М.: Энергия, 1969.-400 с.
5. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока.-М.: Энергоатомиздат, 1985.-232 с.
6. Зимин Е.Н., Кацевич В.Л., Козырев С.К. Электроприводы постоянного тока с вентильными преобразователями.-М.: Энергоатомиздат, 1981.-192 с.
7. Справочник по преобразовательной технике/ Под ред. И.М.Чижено. -К.: Техніка, 1978.-447 с.
8. Энергетическая электроника: Справочное пособие.-М.: Энергоатомиздат, 1987.-464 с.
9. Силовая электроника: Примеры и расчеты/ Ф.Чаки, И.Герман, И.Ипшич и др.-М.: Энергоиздат, 1982.-384 с.
10. 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.
11. Замятин В.Я., Кондратьев Б.В., Петухов В.М. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры. -М.: Радио и связь, 1988.-576 с.
12. Бригиневиц Б.В., Голованов А.К. Наладка тиристорных электроприводов с раздельным управлением.-М.: Энергоатомиздат, 1991.-152 с.
13. Глух Е.М., Зеленов В.Е.. Защита полупроводниковых преобразователей.-М.: Энергоиздат, 1982.-152 с.
14. Руденко Е.В., Сенько В.И., Трифонюк В.В. Приборы и устройства промышленной электроники.-К.:Техніка, 1990.-368 с.

ЗМІСТ

Передмова	3
1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ВЕНТИЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕНЕРГІЇ	4
1.1. Вентильні перетворювачі енергії та їх місце в автоматизованому електроприводі	4
1.2. Силові ключі вентильних перетворювачів	10
1.3. Особливості електромагнітних процесів в електричних ланцюгах з вентильми	27
2. ПРИНЦИП ДІЇ ТА ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕРЕВЕРСИВНИХ КЕРОВАНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ	35
2.1. Класифікація випрямлячів	35
2.2. Робота однофазного мостового випрямляча у випрямному режимі	37
2.3. Робота трифазних випрямлячів у випрямному режимі	51
2.4. Випрямлячі зі зворотним діодом	58
2.5. Напівкеровані (несиметричні) випрямлячі	62
2.6. Інверторний режим керованого випрямляча	67
2.7. Природна комутація в керованих випрямлячах	71
2.8. Зовнішні характеристики випрямлячів	77
2.9. Регульовальні характеристики керованих випрямлячів.	86
3. СИСТЕМИ ІМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО КЕРУВАННЯ ВИПРЯМЛЯЧАМИ	97
3.1. Загальні відомості	97
3.2. Принцип дії синхронної СІФК з горизонтальним керуванням	100
3.3. Принцип дії синхронної СІФК з вертикальним керуванням	101
3.4. СІФК однофазного мостового випрямляча	107

3.5. СІФК трифазного нульового випрямляча	110
3.6. СІФК трифазного мостового випрямляча	112
3.7. Обмеження кутів керування та регульовальні характеристики СІФК.	115
3.8. Функціональні вузли СІФК	120
4. РЕВЕРСИВНІ ВИПРЯМЛЯЧІ	127
4.1. Загальні відомості	127
4.2. Сумісне керування реверсивними випрямляча- ми	135
4.3. Обмеження зрівняльних струмів при суміс- ному керуванні	151
4.4. Роздільне керування реверсивними випрямля- чами	154
5. АВАРІЙНІ РЕЖИМИ ТА ЗАХИСТ КЕРОВАНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ	170
5.1. Зовнішнє коротке замикання на виході вип- рямляча	170
5.2. Внутрішнє КЗ випрямляча	176
5.3. Перекидання залежного інвертора	178
5.4. Аварійні режими в реверсивних випрямлячах	182
5.5. Захист керованих випрямлячів від аварійних режимів.	183
5.6. Перенапруги у випрямлячах та захист від них	188
6. ВИБІР СИЛОВИХ ЕЛЕМЕНТІВ ВИПРЯМЛЯЧІВ	190
6.1. Вибір тиристорів	191
6.2. Вибір силового трансформатора або струмо- обмежувального реактора	191
6.3. Вибір дроселів для контура випрямленого струму	193
6.4. Вибір зрівняльного реактора	195
7. ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ КЕРОВАНИХ ВИПРЯМ- ЛЯЧІВ	196

7.1. Коефіцієнт потужності	196
7.2. Способи поліпшення енергетичних показників керованих випрямлячів	201
7.3. Складений випрямляч з послідовним з'єднанням мостів, зміщеною живильною напругою та симетричним керуванням	202
7.4. Складений напівкерований випрямляч з послідовним з'єднанням мостів.	207
7.5. Почергове керування послідовно з'єднаними випрямлячами	208
7.6. Багатозонні випрямлячі	209
7.7. Випрямлячі з примусовою комутацією	213
7.8. Вплив випрямляча на форму напруги живильної мережі	215
8. ВИПРЯМЛЯЧ ЯК ОБ'ЄКТ КЕРУВАННЯ	218
8.1. Статичні характеристики	218
8.2. Динамічні характеристики	219
Додаток.	224
Список літератури	224

Автор

Микола Миколайович Казачковський

КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

(навчальний посібник)

Редакційно-видавничий комплекс

Редактор С.С.Графська

Підписано до друку 25.06.99 формат 30x42/4

Папір офсетний. Ризографія. Умовн. друк. арк. 12,4

Обліково-видавн. арк. 12,4. Тираж 150 прим. Зам. № 394.

Ціна договірна.

НГА України

49027, м. Дніпропетровськ-27, просп. К. Маркса, 19.