

Лекція 5. СТАТИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

5.1. Загальні відомості

Перед тим, як розглядати конкретні схемні рішення керованих випрямлячів, спочатку ознайомимось з основними методами регулювання напруги постійного струму, які, перш за все, можна розділити на два види: такі, що забезпечують регулювання з боку змінного струму і такі, що забезпечують регулювання з боку постійного струму.

Регулювання з боку змінного струму можливе при використанні випрямних схем на некерованих вентилях, але при цьому необхідно вводити додаткові силові пристрої. Так можна:

1) змінювати значення змінної напруги, що подається на вентиляну схему, перемиканням під навантаженням відводів вторинної обмотки трансформатора, змінюючи тим самим коефіцієнт трансформації останнього;

2) застосовувати регулятори змінного струму з рухомим струмознімачем (автотрансформатори) або з рухомою магнітною системою (індукційні регулятори).

Із боку постійного струму можливе регулювання безперервними й імпульсними методами.

При безперервних методах застосовують:

1) реостати і дільники напруги;

2) компенсаційні регулятори (наприклад, розглянуті нами стабілізатори).

Через великі втрати енергії в елементах регулятора (надлишок напруги тут гаситься на увімкнених послідовно з навантаженням елементах, що принципово обумовлює низьке значення к.к.д.), такі методи застосовують в малопотужних регуляторах.

У наш час найуживанішими є імпульсні методи регулювання. Це зумовлено отриманням на основі стрімкого розвитку напівпровідникових технологій силових електронних напівпровідникових приладів, що можуть працювати у ключовому режимі за досить високих напруг (тисячі вольт) і частот (десятки і сотні кілогерц) - польові і біполярні транзистори, СІТ-транзистори і БТІЗ, спеціальні види тиристорів. Оскільки регулюючий елемент при реалізації імпульсних методів працює як ключ, то втрати енергії в ньому мінімальні, що визначає високий к.к.д. перетворюючих пристроїв.

Середнє значення постійної напруги на навантаженні U_d регулюється за цими методами за рахунок зміни співвідношення між тривалостями замкненого і розімкненого станів ключа, коли постійна напруга (наприклад, з виходу фільтра некерованого випрямляча) підмикається до навантаження або ні.

Напруга на виході регулятора має форму прямокутних імпульсів з амплітудою, що дорівнює е.р.с. джерела постійного струму.

Є декілька таких методів регулювання. Розглянемо основні з них.

• Метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР) полягає у тому, що при сталому періоді надходження імпульсів змінюють їх тривалість - ширину. У результаті маємо:

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma,$$

де E - е.р.с. джерела постійного струму;

t_i - тривалість імпульсу;

T - період надходження імпульсів;

$\gamma = \frac{t_i}{T} = (0 \dots 1)$ - коефіцієнт заповнення.

Змінюючи γ , можна змінювати U_d від нуля (при $\gamma = 0$) до E (при $\gamma = 1$).

• За частотно-імпульсного регулювання (ЧІР) змінюють частоту (період) надходження імпульсів при їх фіксованій тривалості.

Середнє значення напруги при цьому становить

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E t_i f,$$

де f - частота імпульсів.

Мінімальне значення U_d , що наближається до нуля, отримують при частоті $f \rightarrow 0$, а максимальне, що наближається до E , при $f \rightarrow t_i^{-1}$.

• За комбінованого регулювання змінюють період і тривалість імпульсів.

Останній метод найпростіший у реалізації, але при регулюванні постійної напруги отримання її постійного значення у часі на навантаженні, що забезпечується, як відомо, за допомогою фільтрів,

вимагає використання елементів фільтра з масогабаритними параметрами, далекими від мінімально можливих. Це ж стосується і методу ЧПР.

Мінімальні параметри елементів фільтра забезпечує метод ШПР, оскільки за нього регулятор працює на фіксованій частоті.

До речі, ця частота, як правило, у багато разів перевищує частоту мережі змінного струму, що, тим більше, забезпечує мінімальні параметри елементів фільтра.

У порівнянні з іншими методами, метод ШПР забезпечує також кращі умови узгодження регулятора з мережею живлення (полегшене подавлення радіоперешкод, що передаються з регулятора у мережу).

Виходячи з наведеного, метод ШПР застосовують найчастіше.

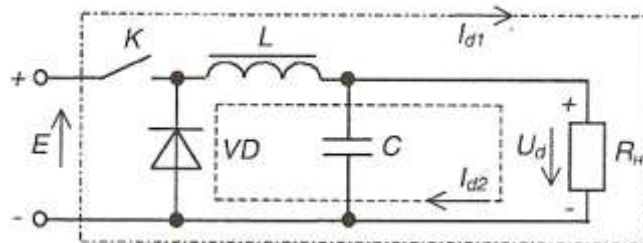


Рис. 5.1 - Імпульсний регулятор постійної напруги

Схема простого імпульсного регулятора наведена на рис. 5.1. Тут у якості фільтра використано Г-подібний LC-фільтр. При замкненому ключі К навантаження живиться від джерела постійного струму E (струм I_{d1}), а елементи фільтра накопичують енергію. Коли ключ розімкнений, то навантаження живиться енергією, накопиченою у конденсаторі та дроселі. Для забезпечення подачі енергії, накопиченої в дроселі, у навантаження (струм I_{d2}), в схему введено діод VD , який називають зворотним.

Регулювати вихідну напругу випрямляча можна також, застосовуючи фазо-імпульсний метод. При цьому до складу перетворюючого пристрою не вводять додаткових силових вузлів, а лише у якості вентилів випрямної схеми використовують керовані ключі - як правило, тиристори. Принцип дії регулятора полягає у тому, що за допомогою спеціальної схеми керування забезпечується регульована затримка на вмикання тиристорів відносно переходу через нуль змінної синусоїдної напруги. Тобто фаза послідовності імпульсів керування змінюється щодо фази синусоїдної напруги.

Зазначимо, що цей метод регулювання можна розглядати як різновид методу ШПР, коли імпульси напруги мають не прямокутну, а синусоїдну форму з обмеженням.

Перевагою імпульсних методів регулювання є те, що, перш за все, надлишок енергії тут просто не береться від джерела живлення (а не гаситься на баластному елементі, як, наприклад, у компенсаційному стабілізаторі). Це в ідеалі (якщо вважати елементи регулятора такими, що не мають, наприклад, опору) за принципом побудови регулятора обумовлює значення к.к.д. у 100%!

В імпульсних регуляторах більш ефективно використовуються силові елементи. Вони мають (особливо при методі ШПР за високих частот комутації ключа) менші масо-габаритні показники.

Тиристорні фазо-імпульсні регулятори до недавнього часу мали домінуюче застосування при побудові потужних регуляторів. До їх недоліків слід віднести те, що вони вносять значні викривлення форми пульсуючої напруги на виході вентиляційної схеми, а це вимагає збільшення габаритів і маси фільтра, особливо за великого діапазону регулювання. Також викривляється форма струму, що споживається з мережі, а це вимагає установки вхідних фільтрів для забезпечення умов електромагнітної сумісності з іншими споживачами мережі. Крім того, затримка на вмикання вентилів веде до того, що основна гармоніка споживаного з мережі струму має зсув фази відносно напруги мережі. В результаті, навіть за активного навантаження, останнє мережею сприймається як активно-індуктивне – погіршується $\cos \phi$.

Тепер зрозуміло, чому останнім часом намагаються найширше застосовувати регулятори, побудовані за методом ШПР, використовуючи при цьому, як ми вже зазначали, сучасні високочастотні потужні напівпровідникові прилади.

Хоча такі регулятори вимагають введення в схему додаткових силових вузлів, що, зрозуміло, веде до зниження перш за все ККД., проте масо-габаритні показники, показники якості вихідної напруги і умови узгодження з мережею живлення у них значно кращі.

Наприкінці зазначимо - електронні регулятори, що не мають рухомих механічних елементів, називають статичними регуляторами.

5.2 Інвертори, ведені мережею

Інвертування — процес, зворотній випрямленню.

Інвертор — пристрій для перетворення енергії джерела постійного струму в енергію змінного струму.

Інвертор ведений мережею — це перетворювальний пристрій, що забезпечує передачу енергії від джерела постійної напруги у мережу змінної напруги, напруга та частота якої обумовлюються стороннім потужним джерелом напруги.

Ці пристрої виконуються на основі керованих випрямлячів (до речі, останні також відносять до перетворювачів, ведених мережею). Схема інвертора, веденого мережею, така сама, як і схема керованого випрямляча, що працює на активно-індуктивне навантаження. При кутах керування $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ перетворювач працює у режимі керованого випрямляча, і енергія з мережі змінного струму передається у навантаження — споживач постійного струму. При кутах керування $\alpha > 90^\circ$, згідно регульовальної характеристики $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$, середнє значення випрямленої напруги $U_{d\alpha} < 0$. При цьому напрям протікання струму навантаження i_d не повинен змінюватися. Оскільки середні значення випрямленої напруги U_d струму I_d мають протилежні знаки, мережа змінного струму виступає не як джерело, а як споживач електричної енергії. Якщо в такому режимі, як навантаження, використовувати джерело постійного струму, напрям потоку енергії зміниться і вона передаватиметься з навантаження (джерела постійного струму) у мережу змінного струму.

Отже розглянутий пристрій може виконувати дві функції:

- 1) керованого випрямляча, якщо кут керування задавати у межах $0 < \alpha < \pi / 2$;
- 2) інвертора, веденого мережею, якщо кут керування задавати у межах $\pi / 2 < \alpha < \pi$;

На рис. 5.2 зображені залежності напруги U_d від кута керування $U_{d\beta} = f(\beta)$, та кута випередження: $\beta = \pi - \alpha$.

Характеристика $U_{d\beta} = f(\beta)$ свідчить, що при різних β напруга $U_{d\beta}$ повинна бути меншою або дорівнювати за величиною U_{d0} , тобто: $U_{d\beta} \leq U_{d0}$.

Принцип роботи інвертора, веденого мережею, можна розглянути на прикладі роботи однофазного інвертора, приведенного на рис.5.3,а.

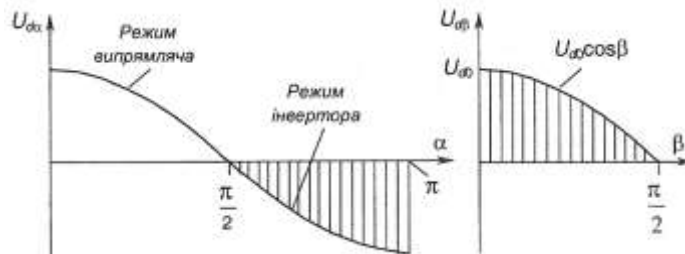


Рис. 5.2— Регульовальні характеристики інвертора, веденого мережею, для режимів керованого випрямляча й інвертора

Коло інвертора має джерело постійної інвертованої е.р.с. U_d , послідовно з якою ввімкнено тиристор (B), дросель L_d і вихідний трансформатор Tr . Первинна обмотка трансформатора Tr під'єднана до мережі змінного струму, що утворює на вторинній обмотці напругу u_2 .

По відношенню до тиристора (B) напруга u_2 періодично змінює знак, в одну частину періода сумується з напругою U_d , в іншу — віднімається від її. По відношенню до інвертованої напруги тиристор (B) завжди підключений у провідному напрямі.

Енергія передається від інвертора в мережу змінного струму тоді, коли напрямок інвертованого струму i_s і змінної напруги u_2 протилежні, тобто коли u_2 та U_d мають зустрічні напрямки.

Процес інвертування можливий, коли $U_{2m} > U_d$. Для інвертування необхідно відкривати тиристор до моменту O_1 , коли напруга на аноді буде ще більше нуля (0). Це має місце для всіх кутів регулювання $\alpha_c < \alpha < \alpha_0$, де α_c — граничний кут регулювання, при якому досягається граничний режим роботи інвертора.

Нехтуючи втратами у схемі, можна записати:

$$U_d \pm u_2 = X_d di_B / d\theta,$$

де X_d — реактивний опір контура.

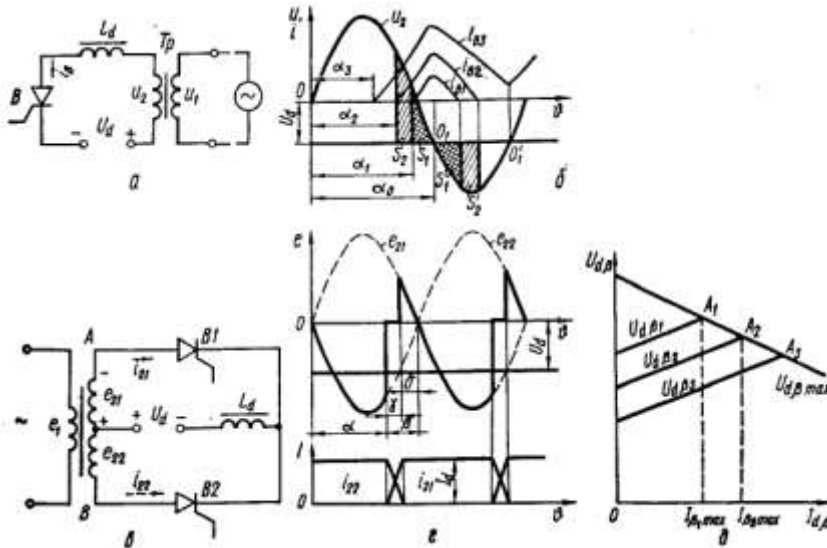


Рис. 5.3 - Схеми однофазного і двофазного інверторів, ведених мережею: б), г) - часові діаграми струмів і напруг, е) - сімейство входних характеристик інвертора

Із наведеного рівняння слідує, що швидкість зміни струму i_B буде прямо пропорційна різниці $U_d - u_2$. Якщо $U_d \pm u_2 > 0$, $di_B/d\theta > 0$, струм i_B зростає (рис. 1б). За $U_d - u_2 = 0$, i_B досягає максимуму, а за $U_d - u_2 < 0$, i_B зменшується і підтримується за рахунок енергії, що накопилася в індуктивності дроселя L_d . Тривалість роботи тиристора після точки $O1$ визначається часом, протягом якого ця енергія буде розсіяна. Величина накопиченої енергії пропорційна площам $S1, S2$, а розсіяної – $S1', S2'$. Тому переривання струму в колі інвертора визначиться моментом, коли при заданому куті регулювання дві площі ($S1, S2$ або $S1', S2'$) стануть рівними між собою. За зміни кута регулювання в сторону його зменшення площа $S1$ буде постійно зростати. У відповідності з цим повинна зростати і площа $S1'$. Проте ріст цієї площі при вказаних значеннях U_{2m} та U_d обмежений ділянкою синусоїди $O1 \div O2'$. Як тільки буде витрачений весь резерв цієї площі, тиристор, раз включившись, вже більше виключитися не зможе і з точки $O1'$ його струм почне знову зростати під дією напруги $U_d - u_2 > 0$, і інвертор перейде у режим короткого замикання. Точка $O1'$, яка визначає границю стійкості роботи інвертора називається граничною. Втрата стійкості інвертором в реальних інверторах настає раніше, ніж це визначається точкою $O1'$, так як для встановлення закриваючих властивостей тиристора після його виключення необхідний деякий проміжок часу (δ) для розсмоктування електричних зарядів у $p-n$ переходах.

Отже, в реальній схемі інвертора тиристор повинен виключитися раніше на кут δ , чим буде досягнута точка $O1'$, причому це випередження повинно завжди відповідати найбільш тяжкому режиму роботи тиристора, при якому $\delta = \delta_{max}$.

Розглянута схема має ті ж елементи, що і керований випрямляч, працюючий на проти-е.р.с. Проте роль проти-е.р.с. в інверторному режимі виконує не U_d , а напруга мережі змінного струму. Для того, щоб це могло мати місце, необхідно при переході від випрямленого режиму до інверторного змінити знак U_d і збільшити кут регулювання за межі граничного.

Співвідношення між основними параметрами схеми при цьому не зміняться, і відповідно, робочий режим інвертора буде описуватися тими ж рівняннями, що і робочий режим керованого випрямляча, з тією різницею, що джерело U_d виступає в цьому випадку не як споживач, а як генератор активної потужності.

За рахунок цього джерела покриваються всі втрати в інверторі. Таким чином, позначивши власну е.р.с. інвертора в режимі неробочого ходу через U_{d0} , отримаємо:

$$U_d = U_{d0} + \Delta U_X + \Delta U_a,$$

де ΔU_X і ΔU_a – реактивні та активні втрати напруги.

Для інвертора веденого мережею: $\Delta U_X \gg \Delta U_a$.

Найпростіший однофазний інвертор, ведений мережею, характеризується досить низькими енергетичними показниками із-за поганого використання вихідного трансформатора і значного спотворення форми струмів як на стороні змінної, так і на стороні постійної напруг. Через це інвертори, ведені мережею, як правило, виконуються багатофазними.

На рисунку 5.2 (в) представлена двофазна схема інвертора і тимчасові діаграми струмів і напруг (г), що пояснюють його роботу.

Вибір необхідних ділянок робочих напруг, при яких забезпечується почерговий пропуск струму тиристорами ($B1$ та $B2$) в межах кожного із періодів змінної напруги, досягається вибором моменту відкриття тиристорів за допомогою імпульсів керування. При подачі імпульсів керування на тиристор ($B1$) незадовго до того, як напруга на фазі A стає негативною, цей тиристор відкривається та пропускає струм переважно при від'ємній напрузі фази A . Зустрічний напрямок негативної напруги e_{21} по відношенню до анодного струму i_{21} свідчить про прийом даною фазою потужності від джерела постійного струму.

Ця потужність в процесі трансформації струму передається через вторинну і первинну обмотки в мережу однофазного струму. Така ж передача потужності проходить у наступний півперіод через фазу B вторинної обмотки, коли через неї та тиристор ($B2$) протікає струм.

Перехід (комутація) струму з тиристора ($B1$) на тиристор ($B2$) проходить так само, як і при випрямляючому режимі, протягом деякого проміжку часу, що називається *кутом комутації* γ .

Роль тиристорів при інвертуванні струму зводиться до ролі перемикачів, що перемінно замикають коло джерела постійного струму на одну із вторинних обмоток, а саме на ту, що забезпечує в дану частину періоду найбільш негативну напругу.

Для того, щоб мала місце природня комутація струму, що характеризується переходом струму від одного тиристора до іншого, відкривання наступного тиристора повинно проходити з деяким випередженням відносно початку негативної півперіоду. Це випередження в кутовому вимірюванні носить назву *кута випередження* β .

Кут випередження повинен бути достатнім не лише для того, щоб могла здійснитися природня комутація струмів тиристорів (кут γ), але і для того, щоб після комутації струмів залишався до появи позитивної напруги достатній по величині кут β , протягом якого тиристор, що закінчив свою роботу повинен встигнути відновити свої закриваючі властивості.

Якщо післякомутаційний кут γ менший, ніж потрібно для відновлення запірних властивостей тиристора, то з появою позитивної напруги на аноді тиристора, що закінчив свою роботу, він знову відкривається і струм продовжуватиме протікати при позитивному півперіоді змінної напруги, що приводить до перекидання інвертора.

Таким чином, для нормальної роботи інвертора необхідно,

$$B \geq \gamma + \omega t_{вст.}, \quad \text{або} \quad \beta - \gamma = \delta \geq \omega t_{вст.}, \quad (5.1)$$

де β – кут випередження (управління), відрахований від точки перерізу фазових напруг в сторону випередження;

$t_{вст.}$ – час встановлення керуючих властивостей тиристора.

Співвідношення між струмами і напругами для залежного інвертора можна одержати з співвідношень для аналогічної схеми випрямляча, який управляється, в яких замість α підставлене значення $(\pi - \beta)$.

Рівняння для розрахунку струму інвертора має вигляд:

$$I_{d\beta} = \frac{\sqrt{2}E_2}{x_a} \sin \frac{\pi}{m_2} [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta] \quad (5.2)$$

Середнє значення вхідної напруги інвертора сумується з напруги холостого ходу і приросту напруги в період комутації:

$$U_{d\beta} = U_{d\beta 0} + \Delta U_x. \quad (5.3)$$

Напруга неробочого ходу розраховується за рівнянням:

$$U_{d\beta 0} = \sqrt{2}E_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m_2}}{\frac{\pi}{m_2}} \cos \beta \quad (5.4)$$

Прирівнення напруг, обумовлене явищем комутації, рівне:

$$\Delta U_x = \sqrt{2}E_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m_2}}{\frac{\pi}{m_2}} \left[\frac{\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta}{2} \right], \quad (5.5)$$

або в функцію вхідного струму:

$$\Delta U_x = \frac{m_2 x_a}{2\pi} I_{d\beta} \quad (5.6)$$

З рівнянь 5.4 та 5.6 отримаємо рівняння вхідної характеристики інвертора:

$$U_{d\beta} = \sqrt{2}E_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m_2}}{\frac{\pi}{m_2}} \cos \beta + \frac{m_2 x_a}{2\pi} I_{d\beta} = U_{d\beta 0} + \frac{m_2 x_a}{2\pi} I_{d\beta} \quad (5.7)$$

З рівняння 5.7 випливає, що на відміну від зовнішньої характеристики випрямляча, де друга складова визначає її спад з ростом струму, у інвертора друга складова визначає зростання вхідної характеристики. Зростання вхідної напруги $U_{d\beta}$ із зростанням вхідного струму $I_{d\beta}$ пояснюється додаванням комутаційної площі до синусоїдальної вихідної напруги холостого ходу.

Отже, коли пристрій працює у режимі інвертора, джерелом енергії є двигун, а споживачем (навантаженням) - мережа змінного струму.

Характерні особливості інверторного режиму наступні:

- інвертор повинен бути побудований тільки на керованих вентелях, так як більшу частину неробочого інтервалу до них прикладена позитивна напруга;
- кут відкриття α повинен перевищувати 90° ;
- полярність напруги на стороні постійного струму протилежна полярності випрямляча;
- по всьому діапазоні зміни струму навантаження і вхідної напруги повинна виконуватись умова: $\beta > \gamma + \delta_{min}$.

Інвертори, ведені мережею, використовують:

- 1) для плавного регулювання швидкості обертання двигунів (режим випрямляча);
- 2) для регульованого гальмування двигунів (режим інвертора).

5.3. Автономні інвертори

5.3.1 . Призначення та класифікація

Автономні інвертори - це пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму у напругу змінного струму заданої або регульованої частоти.

Застосовують автономні інвертори:

- 1) у системах електропостачання споживачів змінного струму, коли єдиним джерелом живлення є джерело напруги постійного струму (наприклад, акумуляторна або сонячна батарея);
- 2) у системах гарантованого електропостачання при зникненні напруги мережі живлення (наприклад, для особистих потреб електростанцій для живлення пристроїв контролю, вимірювання, захисту, ЕОМ);
- 3) для живлення технологічного устаткування, частота напруги якого відрізняється від промислової частоти 50 Гц;
- 4) для частотного регулювання швидкості асинхронних двигунів;
- 5) для живлення споживачів змінного струму від ліній електропостачання постійного струму;
- 6) для перетворення постійної напруги одного рівня у постійну напругу іншого рівня (конвертування напруг).

Комутаційними елементами в інверторах є тиристори або силові транзистори.

Залежно від специфіки електромагнітних процесів розрізняють інвертори струму та інвертори напруги. На рис. 5.1 зображені приклади їхніх схем.

В інверторах струму (рис. 5.4, а) силове коло схеми підмикається до джерела постійної напруги через дросель L із великим індуктивним опором (як відомо, джерело струму повинно мати великий опір).

В інверторах напруги (рис. 5.4, б) паралельно джерелу живлення вмикається конденсатор великої ємності, чим виключається вплив на роботу пристрою внутрішнього опору джерела (отримуємо джерело напруги за змінним струмом).

Таким чином, комутація тиристорів в інверторах струму проводиться за сталого струму, а в інверторах напруги - за сталої напруги.

При роботі інвертора схема керування по чергово вмикає пари тиристорів VS_1, VS_4 або VS_2, VS_3 , завдяки чому на навантаженні R_H виникає змінна напруга - за допомогою ключової схеми навантаження підмикається таким чином, щоб в ньому протікав струм різних напрямків.

Якщо навантаження інвертора напруги має індуктивний або активно-індуктивний характер, то паралельно тиристорам вмикають зворотні діоди (VD_1 - VD_4 на рис. 5.4, б). Цим забезпечується передача накопичуваної в індуктивності енергії назад у джерело живлення.

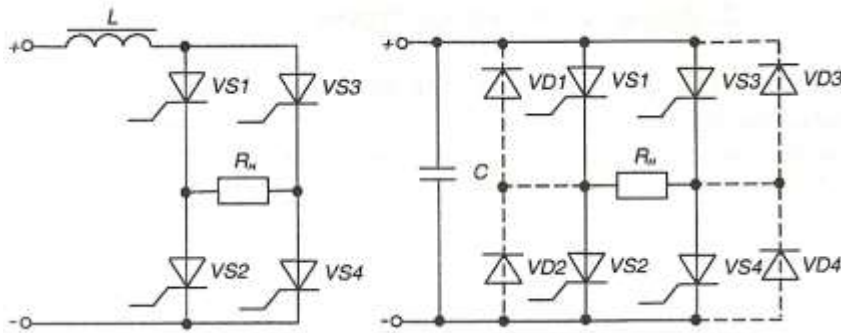


Рис. 5.4 - Автономні інвертори струму (а) та напруги (б)

Основною проблемою при проектуванні інверторів є забезпечення надійного вимикання тиристорів, що знаходяться у провідному стані, перед вмиканням тиристорів, що не проводили струм. Це реалізується використанням схем примусової комутації, що забезпечують запирання тиристорів у колах постійного струму. Зверніть увагу на те, що вентильна схема в наведених інверторах є мостовою, як і у випрямлячі (що є перетворювачем напруги змінного струму у напругу постійного струму). Звідси висновок - керовані вентильні схеми є зворотними. Вони можуть передавати енергію як у одному, так і в іншому напрямку, залежно від місця вмикання джерела і навантаження та від алгоритму керування вентилями.

5.3.2. Однофазний інвертор струму

Схема однофазного інвертора струму з трансформаторним виходом зображена на рис. 5.5. Почергове вмикання тиристорів VS1 або VS2 забезпечує виникнення на навантаженні R змінної напруги.

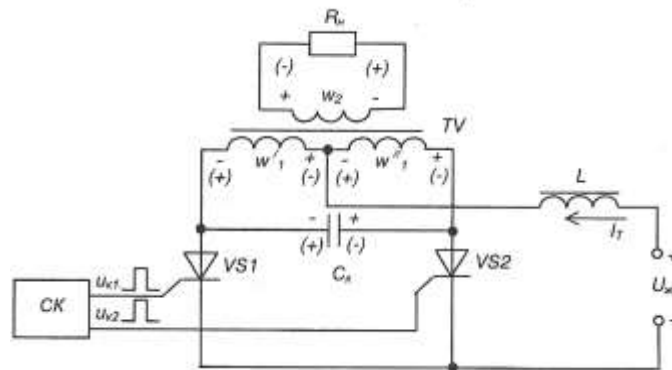


Рис. 5.5 - Однофазний інвертор струму з трансформаторним виходом

Дросель L забезпечує незмінність величини струму у силовому колі. C_K - комутуючий конденсатор, що забезпечує примусове вимикання тиристорів.

Первинні півобмотки трансформатора TV $w_1' = w_1'' = w_1$ підімкнені до тиристорів VS1 і VS2 відповідно, а його вторинна обмотка w_2 - до навантаження R_H ;

Схема керування тиристорами СК забезпечує подачу керуючих імпульсів на тиристори (у найпростішому випадку це може бути симетричний мультивібратор, що працює у автоколивальному режимі).

Працює інвертор таким чином. При надходженні від СК керуючого імпульсу до VS1 він вмикається і напруга джерела живлення подається на півобмотку w_1' . Потік у магнітопроводі трансформатора змінюється і наводить у обмотках w_2 і w_1'' е.р.с. із полярністю, що на схемі вказана без дужок. При цьому комутуючий конденсатор C_K , підімкнений паралельно до первинної обмотки трансформатора, заряджається до напруги $2U_{ж}$, а на навантаженні R_H з'явиться позитивний сплеск напруги.

Після закінчення проміжку часу, що відповідає позитивній півхвилі змінної напруги навантаження, СК вмикає тиристор VS2 і напруга джерела живлення подається на півобмотку w_1'' .

Конденсатор C_K через VS2 підмикається паралельно до VS1, причому полярність напруги на ньому є такою, що вимикає останній.

Полярність е.р.с., наведеної в обмотках трансформатора після вмикання VS2, на схемі показана у дужках. Конденсатор C_K починає перезаряджатись до напруги $2U_{ж}$ із зворотною полярністю (вказана на схемі також у дужках). На навантаженні виникає негативний сплеск напруги.

По закінченню проміжку часу, що відповідає негативній півхвилі змінної напруги, СК знову вмикає тиристор VS1 і процеси повторюються.

Роботу однофазного інвертора струму ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 5.6.

Час, протягом якого напруга між анодом та катодом тиристора, наприклад, VS1, негативна, називається часом запирання:

$$t_{зан} \geq \tau_{вим},$$

де $\tau_{вим}$ - час вимикання тиристора.

Якщо навантаження активне, то

$$t_{зан} = 0,7 R'_H C_K, \quad (5.8)$$

де $R'_H = R_H n^2$ - опір навантаження, зведений до первинного кола трансформатора ($n = 2w_1 / w_2$).

Якщо навантаження індуктивне, то

$$t_{зан} = \frac{4U_{ж} C_K}{I_T}; \quad (5.9)$$

$$Q = UC = it, \text{ звідки } t = \frac{UC}{i}. \quad (5.10)$$

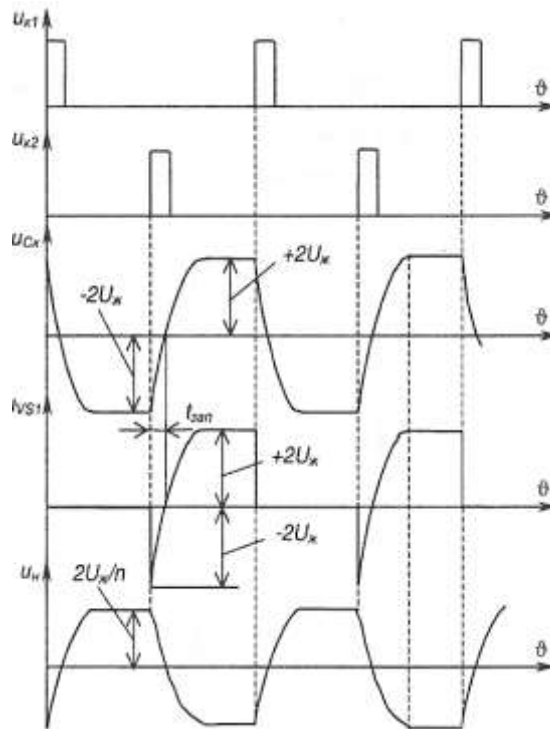


Рис. 5.6 - Часові діаграми роботи однофазного інвертора струму

Таким чином, інвертор формує на навантаженні змінну напругу, форма якої визначається формою напруги на конденсаторі C_K і залежить від величини опору навантаження. Зі збільшенням останнього стала часу заряду конденсатора $t_{зар} = C_K R_H n^2$ (де n - коефіцієнт трансформації трансформатора) збільшується і форма напруги на ньому наближається до трикутної. Її амплітуда при цьому збільшується (при збереженні середнього за півперіода значення напруги). У результаті, при холостому ході за відсутності втрат в елементах пристрою напруга на навантаженні і конденсаторі безмежно зростає (реально виникають значні перенапруги) - джерело струму намагається підтримувати величину струму незмінною. Це може призвести до виходу інвертора з ладу.

5.3.3. Півмостовий однофазний інвертор напруги

Схема півмостового однофазного інвертора напруги зображена на рис. 5.7. Силкові кола виділені на ній більш товстими лініями. Такого типу схеми називають півмостовими, бо половину мосту в них складають вентиля (тут - тиристори VS1 і VS2), а другу - інші елементи (тут - конденсатори C_1 і C_2). Решта елементів є елементами схеми примусової комутації. Так, тиристор VS3, діод VD1 разом із комутуючими конденсатором C_K і дроселем L_K утворюють контур примусового вимикання тиристора VS1, а VS4 і VD2 разом із C_K і L_K - контур примусового вимикання тиристора VS2.

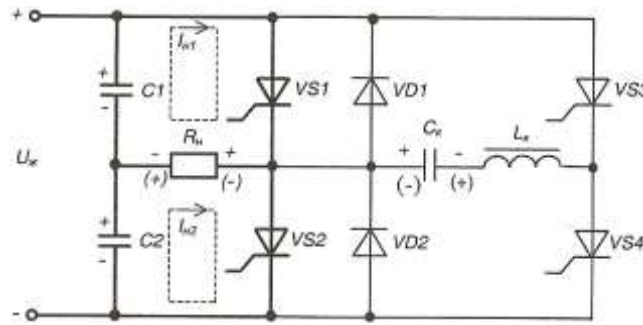


Рис. 5.7 – Півмостовий однофазний інвертор напруги

Почергове вмикання тиристорів VS1 і VS2 призводить до підмикання до навантаження напруги конденсатора C_1 : $U_{C1} = U_{ж} / 2$ (протікає струм I_{H1}) конденсатора C_2 з такою ж напругою $U_{C2} = U_{ж} / 2$ (протікає струм I_{H2}).

Робота схеми полягає у наступному.

Після підмикання джерела живлення і заряду конденсаторів C_1 і C_2 схема керування (на рисунку не показана) вмикає спочатку, наприклад, тиристор VS4.

Конденсатор C_K заряджається до напруги $U_{ж} / 2$ з полярністю, вказаною на рисунку без дужок по контуру $(+C_2, R_n, C_K, L_K, VS4, -C_2)$. Після закінчення заряду C_K VS4 сам вимикається, бо струм через нього знижується до нуля.

Це є підготовчим етапом роботи пристрою.

Далі схема керування вмикає тиристор VS1 і на навантаженні з'явиться додатна напруга (полярність вказана без дужок).

По закінченні тривалості півперіоду схема керування вмикає тиристор VS3. Відкритий тиристор VS3 і зустрічно-паралельно увімкнені тиристор VS1 та діод VD1 утворюють контур коливального перезаряду конденсатора C_K . Струм розряду C_K змінюється за синусоїдним законом, бо L_K із C_K являють собою послідовний резонансний коливальний контур:

$$i_K = I_{Km} \sin \omega_0 t, \quad (5.11)$$

$$\text{де } I_{Km} = \frac{U_{ж}}{2\sqrt{\frac{L_K}{C_K}}} - \text{амплітуда струму контуру.} \quad (5.12)$$

Хвильовий опір контуру:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}}. \quad (5.13)$$

Резонансна (власна) частота контуру:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}. \quad (5.14)$$

Доки $i_K < I_{H1}$ розрядний струм i_K тече через тиристор VS1 назустріч струмові I_{H1} :

$$i_{VS1} = I_{H1} - i_K. \quad (5.15)$$

Як тільки виявиться, що $i_K > I_{H1}$ струм тиристора VS1 потече через VD1. До тиристора VS1 тепер прикладається зворотна напруга, що дорівнює падінню напруги на VD1 (до одного вольту) і VS1 закривається. Час протікання струму через VD1 називається часом запирання $t_{зан}$ тиристора VS1.

Він повинен перевищувати час вимикання тиристора:

$$t_{зан} > \tau_{вим}. \quad (5.16)$$

По закінченні коливального перезаряду конденсатора C_K струм $i_K = 0$, а C_K виявляється зарядженим до напруги $U_{жс} / 2$ зі зворотною полярністю (на схемі у дужках), а VS3 сам вимикається.

Тепер схема готова до наступного циклу роботи, коли на навантаженні буде формуватись від'ємна півхвиля напруги (полярність вказана у дужках), для чого схема керування спочатку вмикає тиристор VS2, а по закінченні тривалості півхвилі - тиристор VS4 і т. д.

Тиристори VS3 і VS4, зрозуміло, мають потужність значно меншу за VS1 і VS2, бо працюють короткочасно (тільки на час запирання силових тиристорів).

Інвертор напруги формує на навантаженні напругу, а форма струму визначається характером навантаження.

Часові діаграми роботи контуру примусового запирання тиристорів наведені на рис. 5.8.

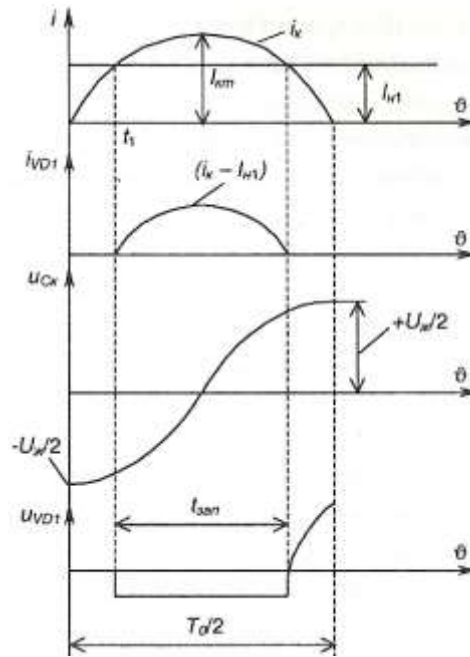


Рис. 5.8 - Часові діаграми роботи контуру примусового закривання тиристора

Із діаграм видно, що

$$t_{зан} > \frac{T_0}{2} - 2t_1, \quad (5.17)$$

де T_0 - період власних коливань контуру;

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}; \quad (5.18)$$

$$T_0 = \frac{1}{f_0}; \quad (5.19)$$

$$\frac{T_0}{2} = \pi \sqrt{L_K C_K}; \quad (5.20)$$

$$i_K = I_{Km} \sin \omega_0 t. \quad (5.21)$$

У момент, коли $t = t_1$, $i_K = I_{H1}$, а значить

$$I_{H1} = I_{Km} \sin \omega_0 t_1; \quad (5.22)$$

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \arcsin \frac{I_{H1}}{I_{Km}} = \sqrt{L_K C_K} \arcsin \frac{I_{H1}}{I_{Km}}; \quad (5.23)$$

$$t_{зан} = \sqrt{L_K C_K} \left(\pi - 2 \arcsin \frac{I_{H1}}{I_{Km}} \right). \quad (5.24)$$

Якщо $I_{Km} = 2I_{H1}$, то $t_{зан} = \sqrt{L_K C_K} \frac{2}{3} \pi$; $t_{зан} > \tau_{вим}$.

Розрахунок параметрів кола комутації проводиться із двох останніх виразів. Значення L_K та C_K знаходяться із виразів:

$$\frac{U_{жс}}{2\sqrt{\frac{L_K}{C_K}}} = 2I_{H1}; \quad (5.25)$$

$$t_{зан} = \sqrt{L_K C_K} \frac{2}{3} \pi > \tau_{вим}.$$

5.3.4. Інвертори напруги на повністю керованих напівпровідникових приладах

Із розглянутого вище випливає, що однією з основних проблем, яку необхідно вирішувати при створенні автономних інверторів на традиційних одноопераційних тиристорах (сигналом керування їх можна тільки вмикати) є забезпечення надійного вимикання тиристорів. Введення в схему інвертора вузлів примусової комутації істотно ускладнює алгоритм роботи пристрою, підвищує його вартість та габарити, і, що особливо важливо, знижує надійність.

Тому створені у останні десятиліття повністю керовані напівпровідникові прилади на великі струми - біполярні транзистори з ізолюваним затвором (IGBT - транзистори), двоопераційні тиристори та ін. – витісняють у пристроях перетворювальної техніки одноопераційні тиристори. Особливо це показово у галузі створення інверторів напруги регульованої частоти, де IGBT-транзистори (що можуть працювати на частотах до 200кГц) майже витіснили тиристори з їх громіздкими вузлами примусової комутації і необхідністю використання низькочастотних силових трансформаторів.

На рис. 5.9, а,б наведено найрозповсюдженіші схеми мостових однофазних інверторів напруги, виконані на основі вищевказаних новітніх приладів.

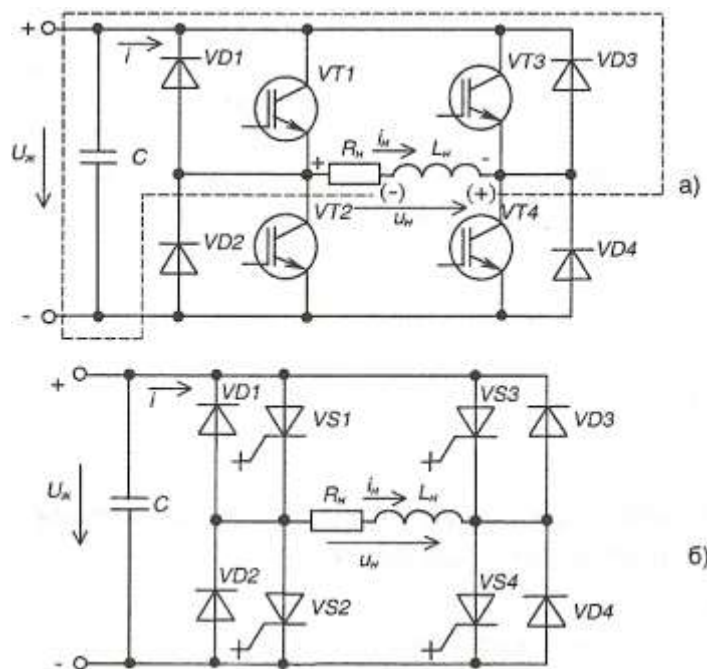


Рис. 5.9 - Однофазні мостові інвертори напруги на IGBT-транзисторах (а) і на двоопераційних тиристорах (б)

При цьому у якості повністю керованих силових ключів у схемі рис. 5.9,б використано біполярні транзистори з ізолюваним затвором VT1-VT4, а в схемі рис. 5.9,а - двоопераційні тиристори VS1-VS4. Оскільки схеми працюють ідентично, розглянемо принцип їх дії на прикладі схеми з рис.2.9,а.

При увімкнених транзисторах VT1 і VT4 та вимкнених VT2 і VT3 навантаження (R_H, L_H) підмикається лівим кінцем до позитивного полюса напруги джерела живлення $U_{жс}$, а правим - до негативного, і струм i_H протікає у напрямку, вказаному на рисунку. Якщо VT1 і VT4 вимкнуті, а VT2 і VT3 увімкнуті, то напруга на навантаженні змінить свою полярність, а струм напрямком. При

активному навантаженні (за $L_H = 0$) струм навантаження i_H повторює за формою напругу на навантаженні u_H .

На рис. 5.10 штриховою лінією показано криві струму навантаження i_H та вхідного струму інвертора i при $L_H = 0$ (зрозуміло, що струм i_H і напруга u_H мають при цьому прямокутну форму).

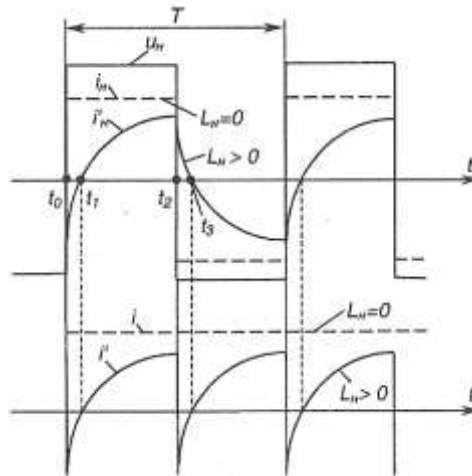


Рис. 5.10 – Часові діаграми роботи мостового інвертора

За активно-індуктивного навантаження ($L_H > 0$), що реально завжди має місце, струм навантаження i'_H змінюється за експоненціальним законом зі сталою часу $\tau_H = L_H / R_H$. При запиранні VT1 і VT4 у момент t_2 , незважаючи на надходження на затвори VT2 і VT3 вмикаючої напруги керування, через зміну полярності е.р.с. самоіндукції індуктивності L_H (вказана у дужках) струм навантаження i'_H буде прагнути зберегти свої величину і напрям.

Для того, щоб забезпечити його протікання, виключаючи при цьому виникнення перенапруг, транзистори шунтують діодами VD1-VD4. Тоді струм навантаження i'_H на інтервалі часу $t_2 < t < t_3$ протікає через діоди VD2 і VD3 і повертає частину енергії, накопиченої в індуктивності навантаження, назад у джерело живлення.

У момент часу $t = t_3$ струм навантаження i'_H знижується до нуля, а при $t > t_3$ починає протікати у протилежному напрямку - через транзистори VT2 і VT3, на затворах яких продовжує утримуватись вмикаюча напруга керування. Аналогічно на інтервалі часу $t_0 < t < t_1$, тобто після запирання транзисторів VT2 і VT3, струм навантаження протікає через діоди VD1 і VD4.

Вихідна напруга інвертора через малу тривалість процесів комутації (наприклад, тривалість процесу запирання транзисторів складає менш як 1мкс, а двоопераційних тиристорів - десятки мікросекунд) за формою близька до прямокутної і не залежить від струму навантаження. У зв'язку з цим зовнішня (навантажувальна) характеристика інвертора напруги $U_H = f(I_H)$ є прямою лінією з дуже малим нахилом.

Вхідний струм інвертора i' , як показано на рис.5.10, при $L_H > 0$ стає знакозмінним через періодичний енергообмін між ланцюгом навантаження і джерелом живлення: на інтервалі роботи транзисторів енергія із джерела надходить у навантаження, а на інтервалі роботи зворотних діодів енергія, накопичена в індуктивності навантаження, повертається у джерело. Наявність конденсатора великої ємності C_1 , що шунтує джерело живлення, забезпечує комутацію силових ключів при незмінній величині напруги на вході інвертора, а також зворотну провідність у джерелі, якщо у якості останнього застосовано випрямляч. Знайдемо математичний вираз для струму навантаження. Контур струму i_H містить у собі $U_{ж}$, R_H та L_H . Оскільки струм навантаження складається з вимушеної і вільної складових, маємо:

$$i_H = i_{H,np} + i_{H,ce} = I_0 + Ae^{-t/\tau_H}, \quad (5.26)$$

де $I_0 = \frac{U_{ж}}{R_H}$ - струм навантаження при $t = \infty$ (у режимі, що встановився) або при $L_H = 0$.

Через те, що напруга на навантаженні періодично повторюється, маємо:

$$i_H(0) = -i_H\left(\frac{T}{2}\right), \quad (5.27)$$

що дозволяє визначити сталу інтегрування А.

Після підстановки (5.26) у (5.27) та перетворень одержимо

$$i_H = \frac{U_{жс}}{R_H} \left[1 - \frac{2e^{-t/\tau_H}}{1 + e^{-T/2\tau_H}} \right]. \quad (5.28)$$

Максимальне значення струму навантаження знаходимо з (5.28) за $t = \frac{T}{2}$:

$$i_H = \frac{U_{жс}(1 - e^{-T/2\tau_H})}{R_H(1 + e^{-T/2\tau_H})}. \quad (5.29)$$

Для забезпечення регулювання величини вихідної напруги в інверторах напруги або змінюють величину напруги джерела живлення $U_{жс}$, або, як правило, змінюють форму вихідної напруги за рахунок зміщення імпульсів керування транзисторів VT3 і VT4 відносно імпульсів керування транзисторів VT1 і VT2 на кут керування α . В результаті у кривій $u_H(t)$ з'являються регульовані паузи між різнополярними імпульсами. Порядок подачі імпульсів керування на ключі інвертора називається *алгоритмом керування*. Алгоритм керування і характер навантаження інвертора напруги визначають характер і тривалість роботи ключів - алгоритм перемикання.

У наш час широке застосування мікропроцесорних пристроїв у системах керування інверторами напруги дозволяє реалізувати практично будь-які алгоритми перемикання, наприклад, забезпечуючи протікання в навантаженні струму практично синусоїдної форми за можливості регулювання його частоти у широкому діапазоні.

На рис. 5.11,а наведено схему трифазного інвертора напруги. Розглянемо найпростіший режим, коли кожні два транзистори однієї фази відкриваються поперемінно. Якщо вважати потенціал негативного полюса джерела живлення $U_{жс}$ рівним нулю, то потенціали точок схеми А, В і С будуть приймати значення або $U_{жс}$, або 0. На рис. 5.11,б показані криві зміни потенціалів ϕ_A , ϕ_B і ϕ_C . Зазвичай у трифазних системах вони зміщені одна відносно одної на 120 електричних градусів. До навантаження прикладена лінійна напруга — $u_{AB} = \phi_A - \phi_B$, форма якої також наведена на рис. 5.11, б.

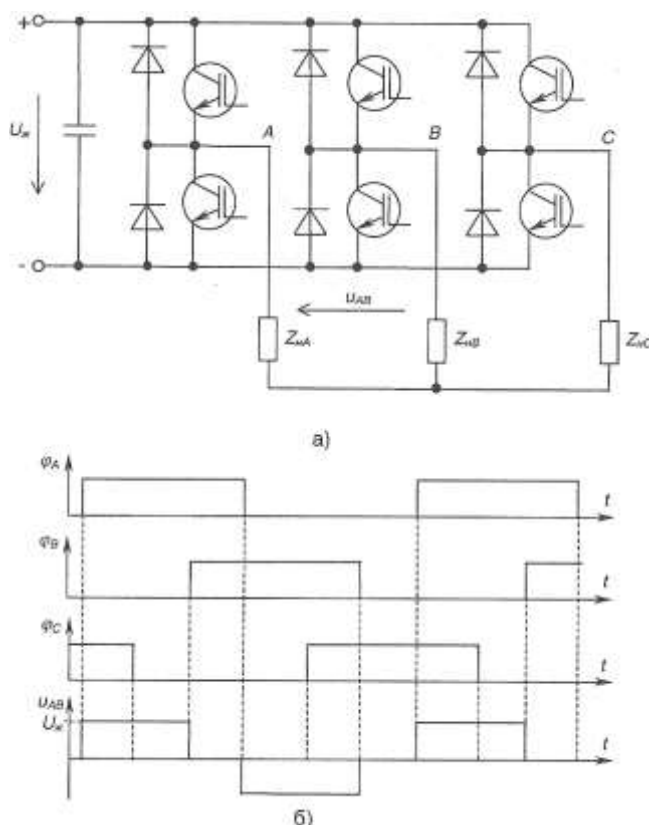


Рис. 5.11 - Трифазний інвертор напруги (а) та часові діаграми його напруг (б).

Вихідна напруга трифазного інвертора (лінійна) являє собою у розглянутому режимі знакозмінні прямокутні імпульси тривалістю 120 електричних градусів. Для зміни форми вихідної напруги, а також її величини застосовують методи, розглянуті вище.

З огляду на важливе місце, що зараз займають автономні інвертори напруги у силовій електроніці, особливо в галузі створення електроприводів із регулюванням швидкості обертання асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором, вважаємо, що надані у даному розділі короткі відомості будуть корисні читачеві і стануть основою для більш глибокого вивчення цих перспективних пристроїв, теорія і схемотехніка яких невпинно розвиваються.