Міністерство освіти та науки України

Національний технічний університет України

“Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”

Методичні вказівки

до виконання курсової роботи

по курсу: “ПРИСТРОЇ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ-2”

для студентів-бакалаврів галузі знань

17 Електроніка та телекомунікації

спеціальності 171 Електроніка

(6.050802 Електронні пристрої та системи)

спеціалізації Електронні системи

Київ 2017

Зміст питань які підлягають розробці:

1. Вступ.
2. Вибір схеми і опис її роботи з наданням часових діаграм силової частини і вузлів системи керування
3. Розрахунок силової частини і вузлів системи керування.
4. Виводи.
5. Література

Перелік графічного матеріалу:

1.Схема електрична структурна

2.Схема електрична принципова

3.Перелік елементів

4.Креслення друкованої плати

1. ОБЛАСТІ ЗАСТОСУВАННЯ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ І ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ

Автономні інвертори - це пристрої, що перетворюють постійний струм в змінний з постійною або регульованою частотою і працюючи на автономне навантаження. Перетворювачі частоти - це пристрої, що перетворюють змінний струм однієї частоти в змінний струм іншої частоти. Основні області практичного застосування автономних інверторів і перетворювачів частоти:

1) живлення споживачів змінного струму в пристроях, де єдиним джерелом енергії є акумуляторна батарея (наприклад, бортові джерела живлення);
2) електропостачання установок гарантованого живлення при аварії в основній мережі змінного струму (електрозв'язок, власні потреби електростанцій, реакторні установки);
3) регульований електропривод змінного струму з найекономічнішим частотним керуванням;
4) електротранспорт, що живиться від контактної мережі постійної або змінної напруги, де у якості приводного двигуна бажано мати прості, дешеві і надійні асинхронні двигуни з коротко замкнутим ротором;
5) джерела прямого перетворення енергії, в яких виробляється постійний струм відносно низької напруги (термо- і фотоелектричні генератори, паливні елементи, МГД-генератори);
6) живлення різних технологічних установок, що використовують нестандартну частоту (електротермія, ультразвукова обробка, електромагнітне змішування і транспортування рідких металів та ін.);
7) енергопостачання окремих районів від відведень магістральних ліній передач постійного струму.

До автономних інверторів і перетворювачів частоти, пред'являються наступні вимоги:

1) забезпечення максимального к.к.д.;
2) мінімальна встановлена потужність окремих вузлів і елементів;
3) можливість широкого регулювання вихідної напруги;
4) забезпечення стабільності вихідної напруги при зміні величини і характеру навантаження, а також вхідної напруги;
5) забезпечення синусоїдальної або близької до синусоїдальної форми кривої вихідної напруги;
6) можливість регулювання в певних межах вихідної частоти, що перш за все необхідно в установках вентильного електроприводу;
7) можливість роботи в режимі холостого ходу;

КЛАСИФІКАЦІЯ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ

Автономні інвертори можна класифікувати по наступних основних ознаках: 1) по схемі перетворення; 2) по характеру протікання електромагнітних процесів.

Розрізняють наступні основні схеми перетворення:

1) одновентильну (рис.1,а);
2) однофазну з нульовим виводом (рис.1,б);
3) однофазну з нульовим виводом джерела живлення (рис.1,в);
4) однофазну мостову (рис.1,г);
5) трифазну мостову (рис.1,д);
6) трифазну з нульовим виводом (рис.1,г).

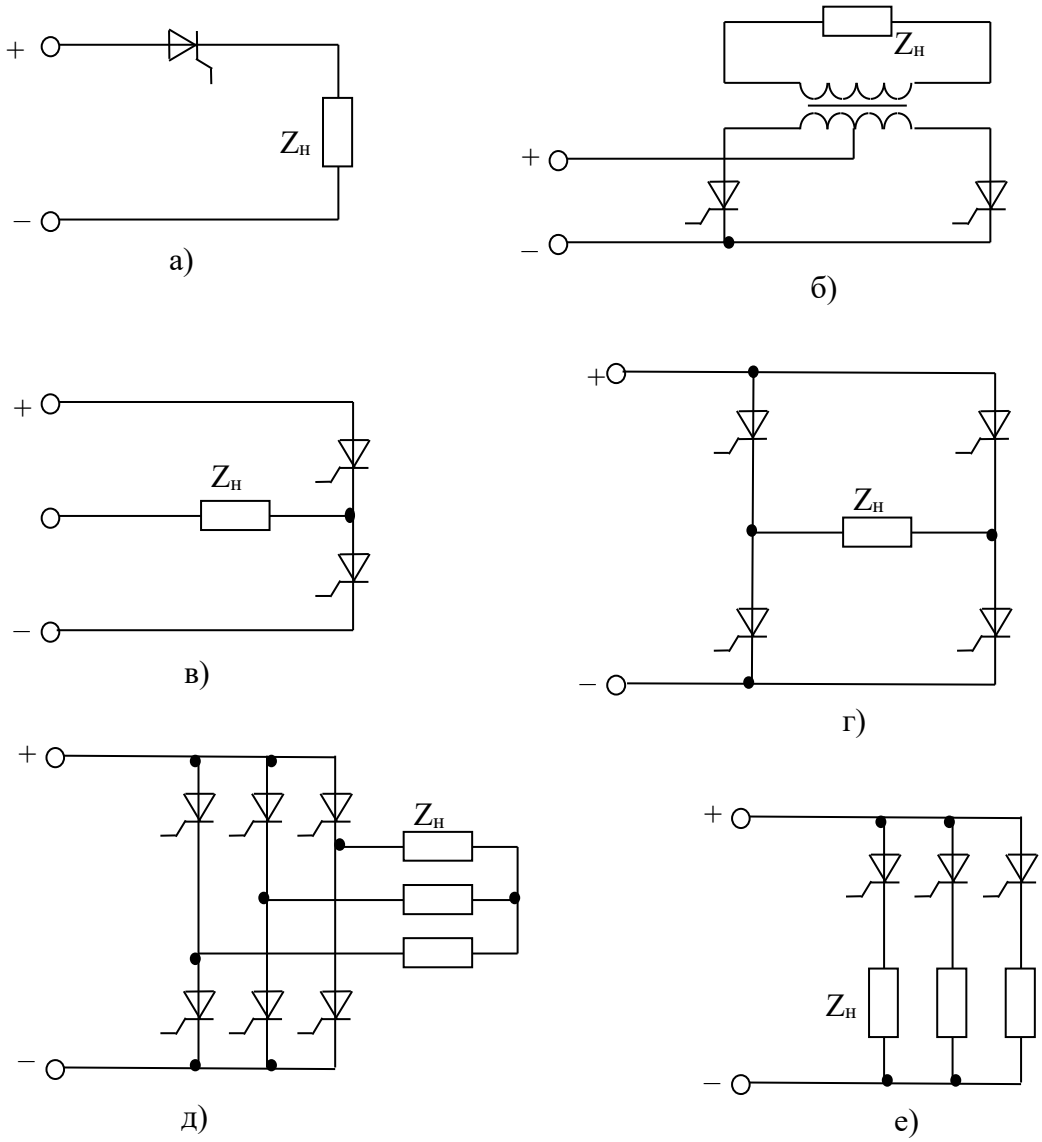


Рис.1

Залежно від особливостей протікання електромагнітних процесів автономні інвертори можна розділити на три основні типи: інвертори струму (рис.2, а); інвертори напруги (рис.2, в); резонансні інвертори (рис.2, д). Для інверторів струму характерно те, що вони формують в навантаженні струм, а форма і фаза напруги залежать від параметрів навантаження. Джерело

постійного струму працює в режимі генератора струму, для чого у вхідному ланцюзі включається реактор L_d з великою індуктивністю.

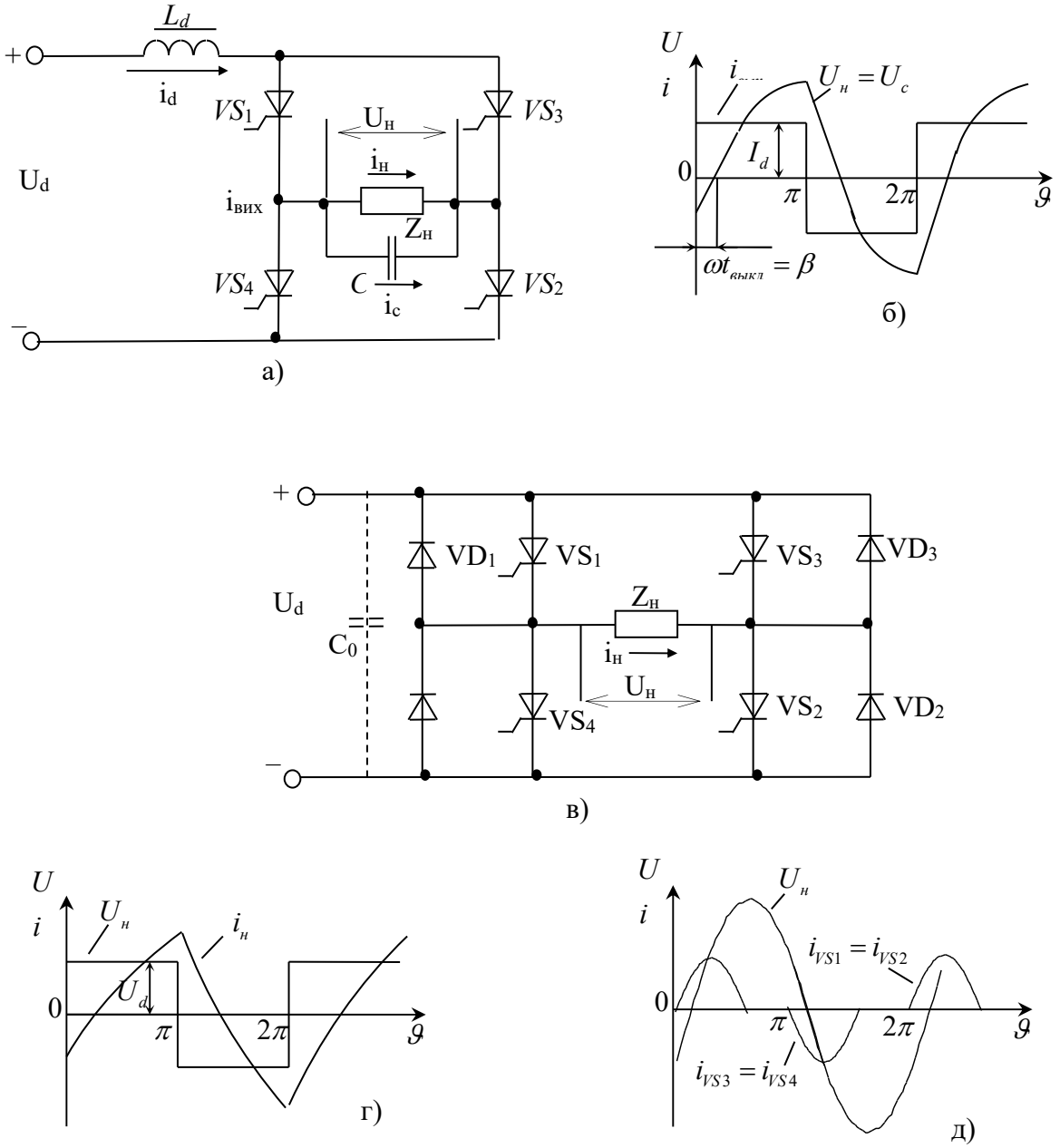


Рис.2

Інвертори напруги формують в навантаженні напругу, а форма і фаза струму залежать від характеру навантаження. Джерело живлення інверторів напруги працює в режимі генератора напруги.

В резонансних інверторах навантаження, що має, як правило, значну індуктивність, утворює з реактивними елементами схеми інвертування коливальний контур з резонансом напруг. Виключення тиристорів інвертора відбувається завдяки плавному спаду до нуля анодного струму тиристора (струму коливального контуру) на кожному напівперіоді (рис.2,д).

Інвертори, що живляться від генератора е.д.с., називаються інверторами з відкритим входом, а що живляться від генератора струму - із закритим входом.

Резонансні інвертори мають близьку до синусоїдальної форму напруги і струму в навантаженні, плавне наростання (в більшості схем без зворотних діодів) і спад струму через вентилі, що забезпечує малі комутаційні втрати потужності в останніх.

Інвертори на повністю керованих вентилях

Однофазний мостовий інвертор

Розглянемо схему однофазного інвертора (рис.3, а) з активно-індуктивним навантаженням. Припустимо, що в першому напівперіоді $(0 \le \vartheta \le \vartheta_2)$ (рис.3,б) транзистори VT1 і VT2 відкриті і навантаження виявляється підключеним до джерела живлення (шлях струму показаний суцільною лінією). У момент часу $\vartheta = \vartheta_2$ транзистори VT1, VT2, VT3, VT4 перемикаються.

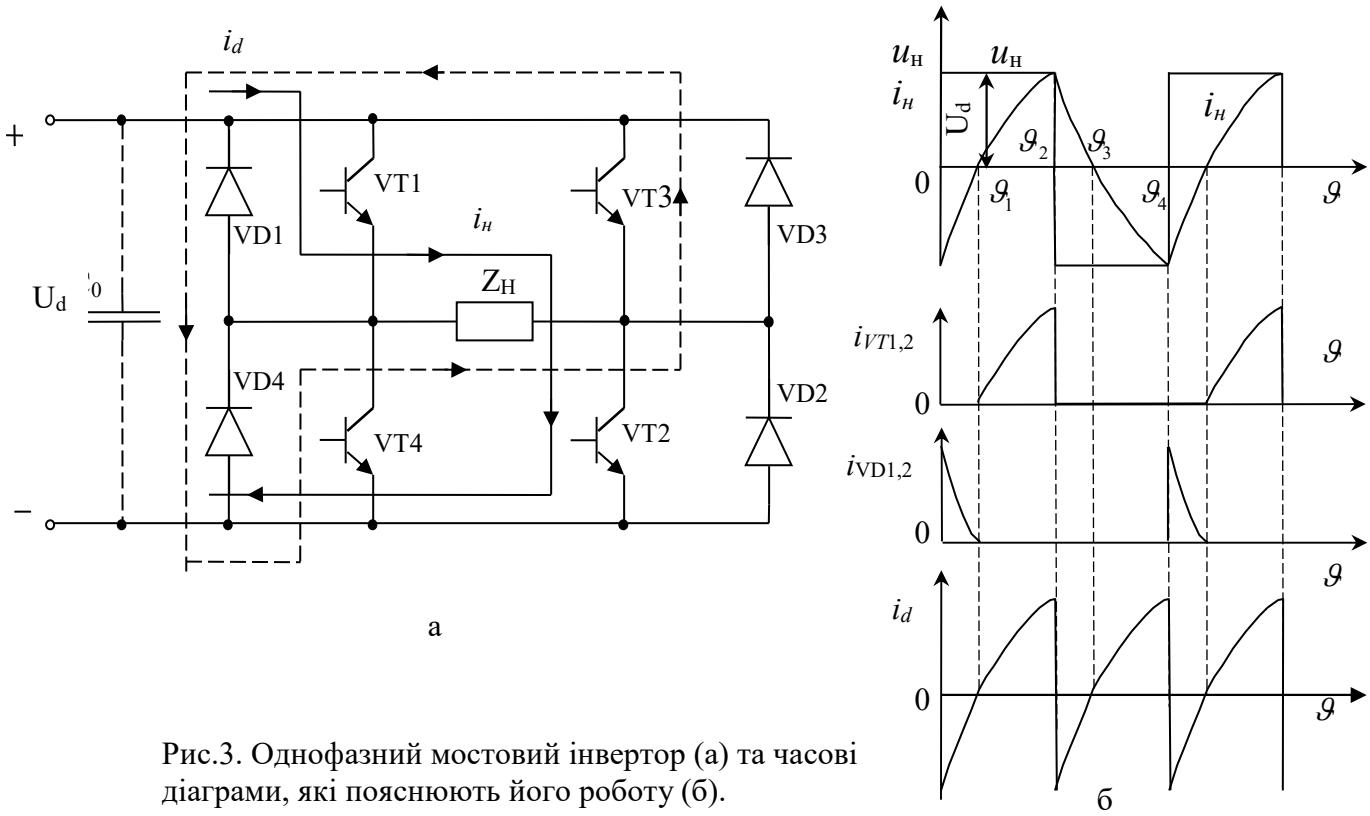


Рис.3. Однофазний мостовий інвертор (а) та часові діаграми, які пояснюють його роботу (б).

Оскільки навантаження має активно-індуктивний характер, в перший момент після перемикання за рахунок е.д.с. самоіндукції струм в навантаженні зберігає свій попередній напрям, а струм в ланцюзі джерела живлення змінює знак. Накопичена в навантаженні енергія повертається в джерело живлення. З рис.3,б видно, що на інтервалі (штрихова лінія) струм навантаження протікає через зворотні діоди VD3 і VD4.

Миттєве значення струму навантаження:

$$i_H(t)=\frac{U_d}{r_H}\left(1-\frac{2e^{-\frac{r_н}{L_н}t}}{1+e^{-\frac{r_н}{L_н}\frac{T}{2}}}\right)$$

або

$$i_H(\vartheta)=I_0\left(1-\frac{2e^{-k\vartheta}}{1+e^{-k\pi}}\right)=I_0\left(1-\frac{2e^{-k\vartheta}}{1+a^3}\right), \qquad (1)$$

де $I_0=\frac{U_d}{r_н}$ — базисний струм; $k=\frac{r_н}{\omega L_н}$ — параметр навантаження; $\vartheta=\omega t$ — змінний часовий кут; $a=e^{-\frac{k\pi}{3}}$.

Основні характеристики ланцюга навантаження, ланцюга джерела живлення, а також приладів, що входять в інвертор, доцільно визначати при різних параметрах ланцюга навантаження *k*.

Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_н=U_d$$

(2)

Діюче значення струму навантаження

$$I_H=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_H^2(\vartheta)d\vartheta}=I_0\sqrt{1+\frac{2}{k\pi}\frac{a^3-1}{a^3+1}}. \qquad (3)$$

Максимальне значення струму навантаження можна визначити з (1), якщо підставити $\vartheta=\pi$

$$I_{\max}=I_0\frac{1-a^3}{1+a^3}. \qquad (4)$$

Для визначення середніх і діючих значень струмів транзисторів необхідно знайти момент проходження струму навантаження через нуль (точка $\vartheta=\sigma$ на рис.3, *б*). З (1), прирівнявши нулю $i_н(\vartheta)$, знаходимо

$$\sigma=\frac{1}{k}\ln\frac{2}{1+a^3} \qquad (5)$$

Середнє і діюче значення струмів зворотних діодів на інтервалі $0\le\vartheta\le\sigma$

$$I_{cpVD}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\sigma} i_H(\vartheta)d\vartheta=\frac{I_0}{2\pi}\left(\frac{1-a^3}{k(1+a^3)}-\sigma\right); \qquad (6)$$

$$I_{VD}=I_0\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\frac{1+2a^3-3a^6}{2k(1+a^3)^2}-\sigma\right]}. \qquad (7)$$

Середнє і діюче значення струмів транзисторів на інтервалі $\sigma\le\vartheta\le\pi$

$$I_{cpVT}=\frac{I_0}{2\pi}\left(\pi-\sigma-\frac{1-a^3}{k(1+a^3)}\right); \qquad (8)$$

$$I_{VT} = I_0\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\pi - \sigma - \frac{3-2a^3-a^6}{2k(1+a^3)}\right]}. \qquad (9)$$

Середнє значення струму джерела живлення

$$I_d = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i_н(\vartheta)d\vartheta = 2(I_{cp\,VT} - I_{cp\,VD}) = I_0\left(1 + \frac{2(a^3-1)}{k\pi(1+a^3)}\right). \qquad (10)$$

Активна потужність навантаження визначається потужністю, споживаною від джерела живлення

$$P = U_d I_d = U_d I_0\left(1 + \frac{2(a^3-1)}{k\pi(1+a^3)}\right). \qquad (11)$$

Повна потужність навантаження

$$S = U_н I_н = U_d I_0\sqrt{1 + \frac{2(a^3-1)}{k\pi(1+a^3)}}. \qquad (12)$$

Покращити гармонійний склад вихідної напруги інвертора можна, якщо керування транзисторами проводити з додатковими комутаціями (комутаціями, що відбуваються в моменти, відмінні від 0, π, 2π и т. д.) протягом напівперіоду. Кути додаткових комутацій вибираються з умови придушення найвагоміших гармонік, близьких до основної.

Крива вихідної напруги інвертування на кожному напівперіоді може складатися з імпульсів чергуючої полярності (двополярна) (рис.4, *а*, *в*, *г*, *д*) і з послідовності імпульсів однієї полярності (однополярної) (рис.5, *а*, *б*, *в*, *г*, *д*, *ё*).

Двополярна крива вихідної напруги виходить при миттєвому і одночасному перемиканні діагонально розташованих пар транзисторів (рис.4,*а*). При такому перемиканні транзисторів форма кривої напруги не залежить від параметрів навантаження (рис.5,*б*).

Амплітуду *q-й* гармоніки для двополярної кривої рис.5,*а*, при будь-якому числі додаткових комутацій на напівперіоді можна визначити з виразу

$$U_{(q)m} = \frac{4U_d}{\pi}\left[\int_0^{a_1}\sin q\vartheta d\vartheta - \int_{a_1}^{a_2}\sin q\vartheta d\vartheta + \ldots + (-1)^p\int_{a_p}^{\frac{\pi}{2}}\sin q\vartheta d\vartheta\right] = \qquad (13)$$

$$= \frac{4U_d}{q\pi}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{p}(-1)^k\cos q\alpha_k\right],$$

де p – кількість додаткових комутацій на четверті періоду, яке може бути як парним, так і непарним; k = 1, 2, 3, 4.

При двох додаткових комутаціях (рис.4,*в)* амплітуда q-й гармоніки визначається виразом

$$U_{(q)m} = \frac{4U_d}{\pi}\left(2\cos q\alpha_1 - 1\right). \qquad (14)$$

З (14) можна знайти значення кута a_1, при якому з кривої напруги може бути усунена одна з небажаних гармонік. Для цього необхідно вираз (14) прирівняти до нуля і розв'язати його щодо кута α_1.

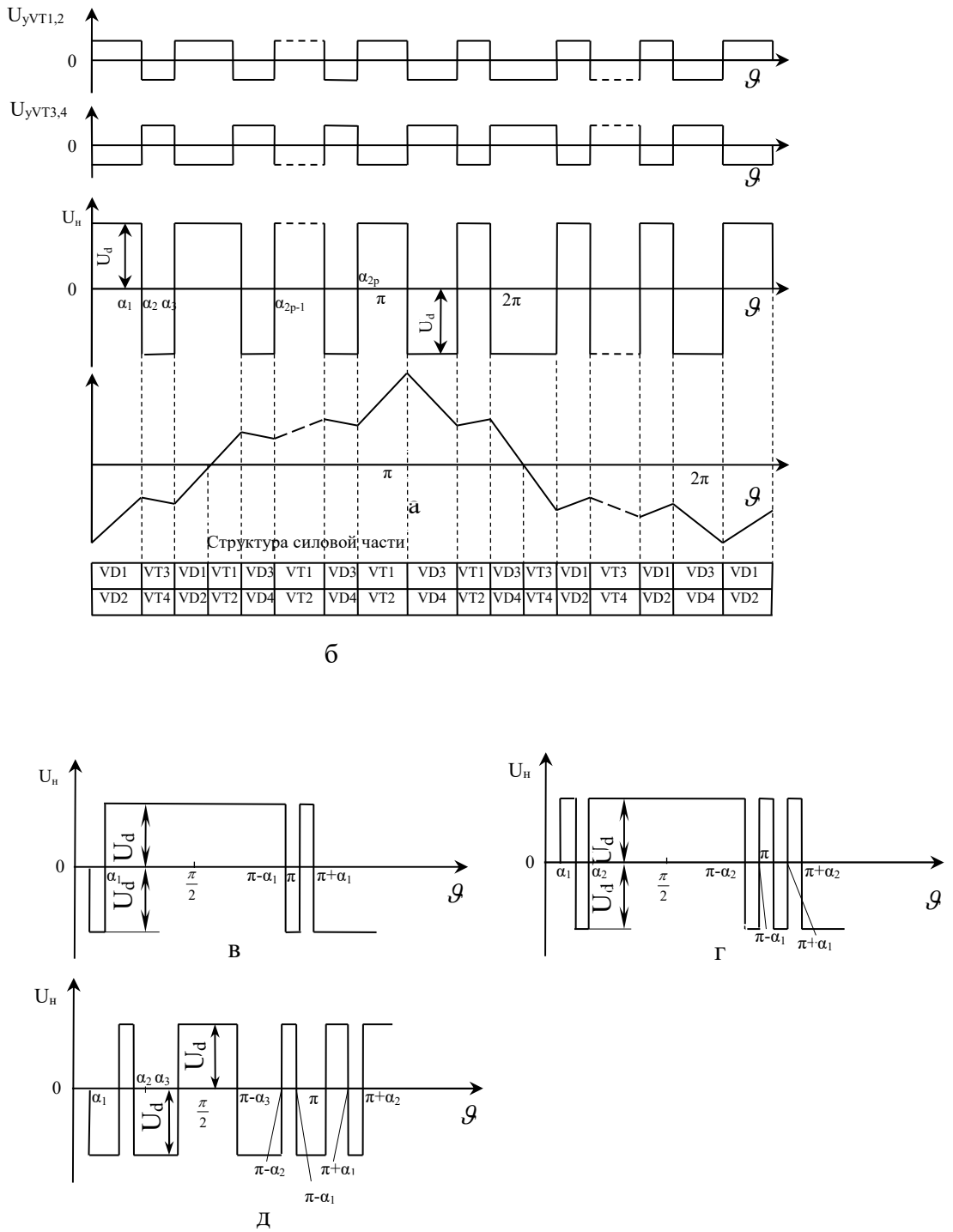


Рис.4. Алгоритм перемикання вентилів однофазного мостового інвертора і часові діаграми струму і напруги при отриманні імпульсів чергуючої полярності (а); структура силивой частини (б) і форми вихідної напруги; в - при двох додаткових комутаціях; г - при чотирьох додаткових комутаціях; д - при шести додаткових комутаціях.

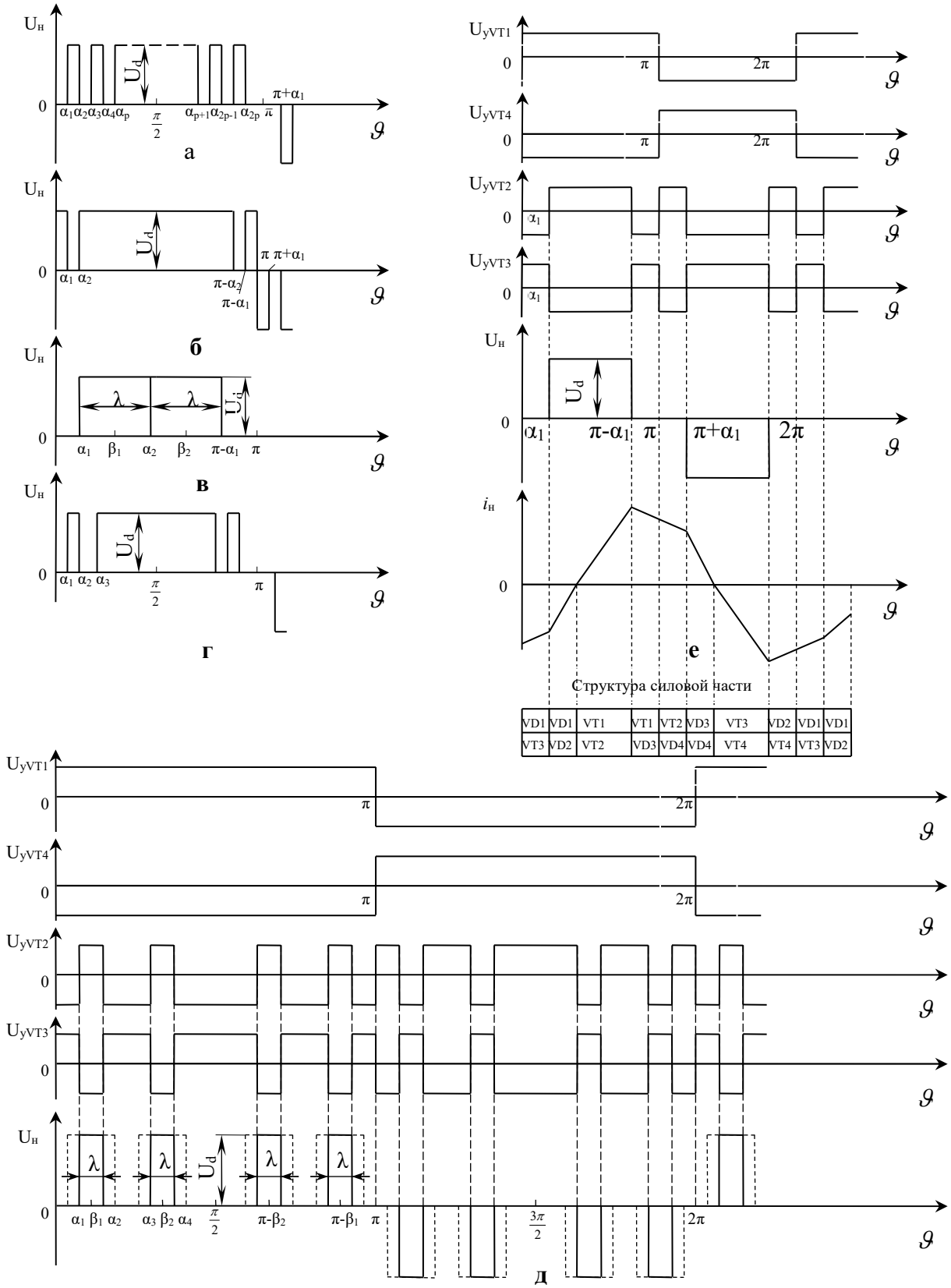


Рис.5. Форми однополярних кривих вихідної напруг та однофазного мостового інвертора: а – при р додаткових комутаціях; б,в – при 4 додаткових комутаціях; алгоритм переключення транзисторів и форми кривих напруги і струму; д – при 8 додаткових комутаціях; е – при 2 додаткових комутаціях.

При чотирьох додаткових комутаціях (рис.4, г) є можливість виключення з кривої напруги двох гармонік (наприклад, 3- ї та 5-ї, 5-ї та 7-ї).

Амплітуда q-й гармоніки визначається виразом

$$U_{(q)m} = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{q=1,\,3,\,5\ldots}^{\infty} \frac{1 - 2\cos q\alpha_1 + 2\cos q\alpha_2}{q}. \qquad (15)$$

Двофазні інвертори

Навантаження двофазного інвертора може бути підключена або через відокремлюючий трансформатор, або без нього.

На рис.6,б приведений алгоритм роботи транзисторів двофазного інвертора, що складається з однофазних мостових схем, і часові діаграми струмів і напруг в схемі. З часових діаграм струмів і напруг випливає, що процеси в кожній фазі інвертора можна розглядати окремо один від одного.

Двофазний інвертор може бути побудований і на основі трифазної мостової схеми (рис.7,а б). Напруга на фазах А і В має прямокутну форму з амплітудою U_d і тривалістю імпульсу π/2.

Діюче значення фазної напруги

$$U_A = U_B = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} U_d^2 d\vartheta} = \frac{U_d}{\sqrt{2}}.$$

Миттєве значення струму, наприклад, у фазі A знаходиться у вигляді

$$i_A(\vartheta) = -\frac{U_d}{r_н}\frac{1-a^{\frac{3}{2}}}{1+a^3}e^{-k\vartheta}, \quad (0 < \vartheta < \pi/2),$$

$$i_A(\vartheta) = \frac{U_d}{r_н}\left(1 - \frac{1+a^{\frac{3}{2}}}{1+a^3}e^{-k\vartheta}\right), \quad (\pi/2 < \vartheta < \pi).$$

Діюче значення фазного струму

$$I_ф = \frac{I_0}{\sqrt{2}}\sqrt{1 - \frac{2}{k\pi}\frac{1-a^3}{1+a^3}}$$

Максимальне значення фазного струму визначаємо з миттєвого значення струму на першому інтервалі при $\vartheta = 0$

$$I_{\max ф} = \left| -I_0 \frac{1-a^{\frac{3}{2}}}{1+a^3} \right|.$$

Як видно з часових діаграм, транзистори в схемі використовуються неоднаково: через транзистори VT1, VT2, VT5 і VT6 протікає фазний струм, а через транзистори VT3 і VT4 - лінійний. Миттєве значення лінійного струму визначається сумою фазних струмів для відповідних інтервалів

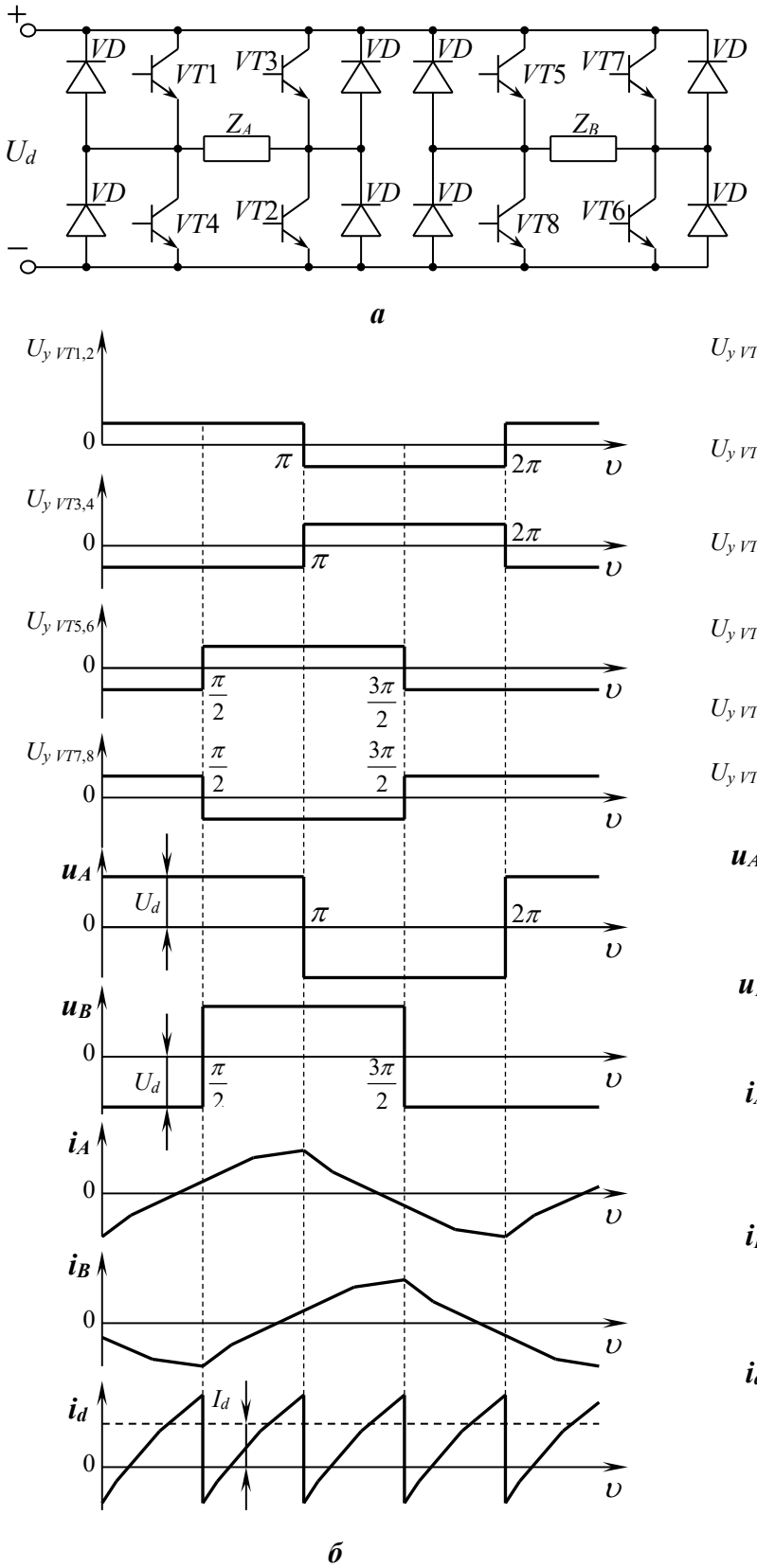


Рис.6. Двохфазний інвертор, побудований з двох однофазних (***а***); алгоритм переключення транзисторів та часові діаграми струмів і напруг (***б***)

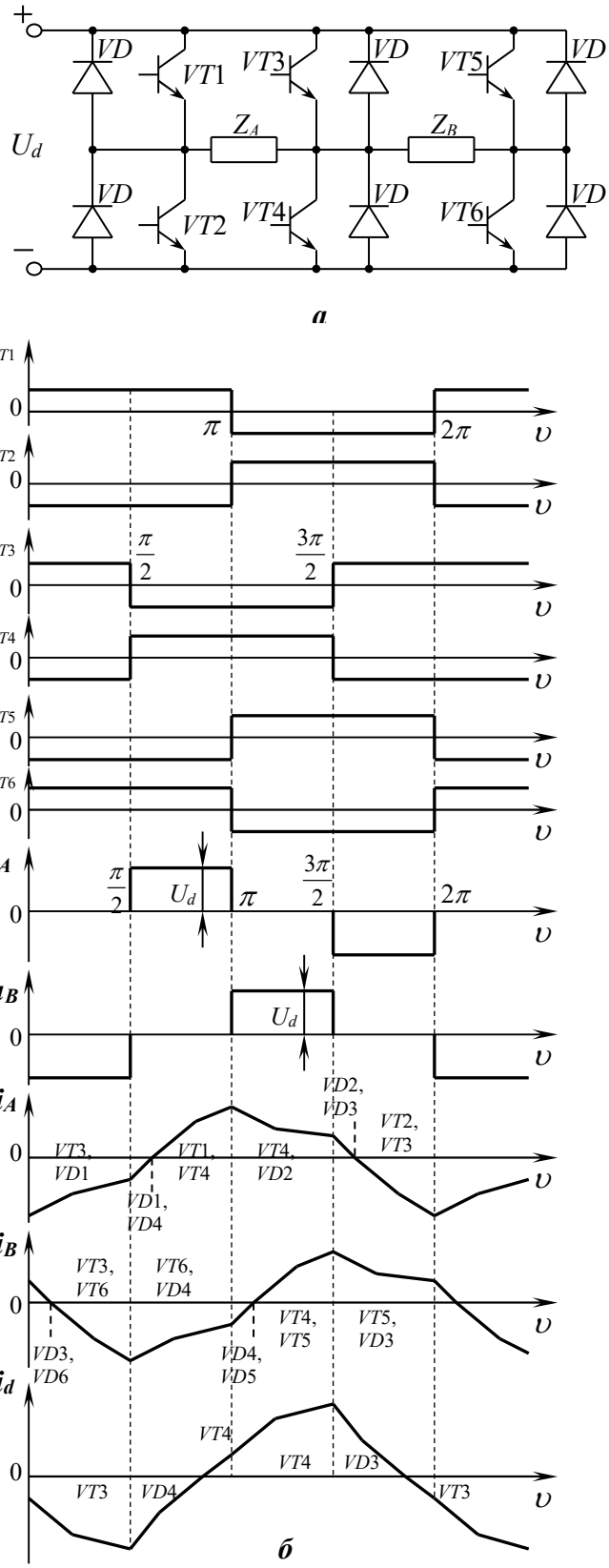


Рис.7. Двохфазний інвертор на основі трьохфазної мостової схеми (***а***); алгоритм переключення транзисторів та часові діаграми струмів і напруг (***б***)

$$i_л(\vartheta) = i_A(\vartheta) + i_B(\vartheta) = \frac{U_d}{r_н}(-1 + \frac{2a^{\frac{3}{2}}}{1+a^3} e^{-k\vartheta}),\ 0 < \vartheta < \frac{\pi}{2}$$

$$i_л(\vartheta) = i_A(\vartheta) + i_B(\vartheta) = \frac{U_d}{r_н}(1 - \frac{2}{1+a^3} e^{-k\vartheta}),\ \frac{\pi}{2} < \vartheta < \pi$$

Діюче значення лінійного струму

$$I_л = I_0 \sqrt{1 - \frac{2}{k\pi}\frac{1-a^3}{1+a^3}} = \sqrt{2} I_ф .$$

Максимальне значення лінійного струму визначається з миттєвого значення струму на першому інтервалі при $\vartheta = \pi / 2$

$$I_{\max л} = \left| -I_0 \frac{1-a^3}{1+a^3} \right| .$$

Миттєве і середнє значення струму в ланцюзі джерела живлення визначаються відповідно виразами

$$i_d(\vartheta) = \frac{U_d}{r_н}(1 - \frac{1+a^{\frac{3}{2}}}{1+a^3} e^{-k\vartheta}).$$

$$I_d(\vartheta) = I_0(1 - \frac{2}{k\pi}\frac{1-a^3}{1+a^3}).$$

Активна і повна потужність рівні

$$P = U_d I_d = \frac{U_d^2}{r_н} I_0 \left(1 - \frac{2}{k\pi}\frac{1-a^3}{1+a^3} \right),$$

$$S = 2U_ф I_ф = \frac{U_d}{r_н}\sqrt{1 - \frac{2}{k\pi}\frac{1-a^3}{1+a^3}} .$$

Інтегруючи струми на відповідних інтервалах, можна отримати середні і діючі значення струмів керованих транзисторів і зворотних діодів.

Трифазні інвертори

Навантаження трифазного мостового інвертора також може бути з’єднано як трикутником, так і зіркою, і підключено або через відокремлюючий трансформатор, або без нього.

Основні співвідношення і форма вихідної напруги інвертора, зібраного по схемі Ларіонова при активно-індуктивному навантаженні (X=180°)

В інверторі, зібраному по схемі Ларіонова (рис.6,а), тривалість відкритого стану транзисторів може бути різною.

Розглянемо випадок, коли тривалість відкритого стану робочих транзисторів відповідає половині періоду (λ=180°) (рис.8,*б*) (цифри позначають відкриті стани відповідних робочих транзисторів інвертора).

Як видно з діаграми, в інверторі, можливі шість незалежних з’єднань відкритих і закритих станів робочих транзисторів,. Кожному з’єднанню відповідає своя еквівалентна схема (рис.8,*в*, *г*).

З еквівалентних схем видно, що при з'єднанні навантаження трикутником до кожної фази навантаження або прикладається напруга джерела живлення, або протягом 60° фаза виявляється замкнутою сама на себе, тобто фазна напруга має прямокутну форму з певною шпаруватістю (рис.9, *а*, *б*).

При з'єднанні навантаження зіркою кожна фаза або включена паралельно з іншою фазою і послідовно з третьою, або послідовно з двома іншими фазами, з'єднанними паралельно.

Тому до кожної фази прикладається напруга, рівна $\frac{U_d}{3}$ або $\frac{2U_d}{3}$ (при рівних опорах фаз), і фазна напруга на навантаженні має двохступінчасту форму (рис.9, в, г).

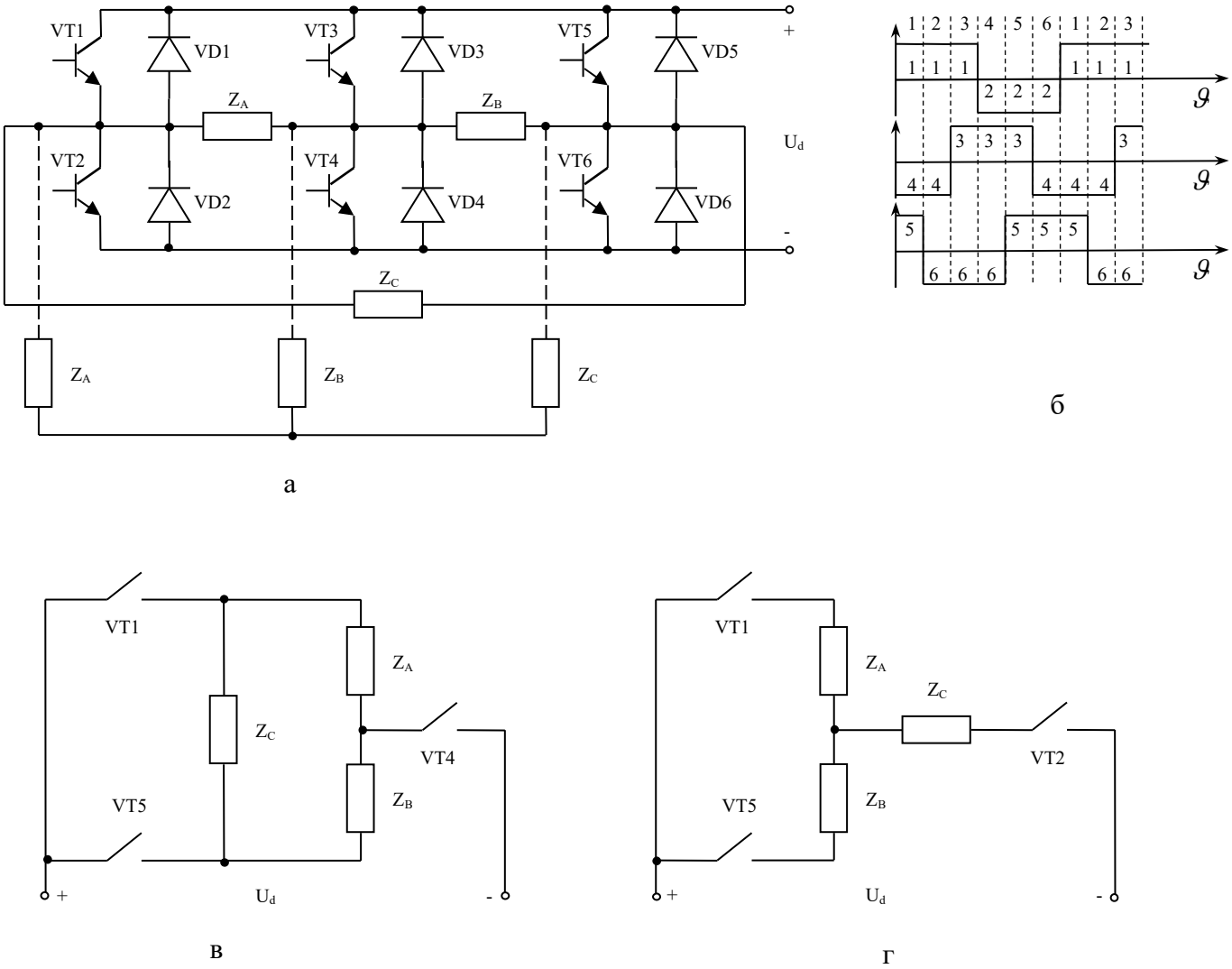


Рис.8. Трьохфазний мостовий інвертор (а); часові діаграмми роботи керованих транзисторів при λ=180^0 (б); еквівалентні схеми при з’єднані навантаження трикутником (в) і зіркою (г).

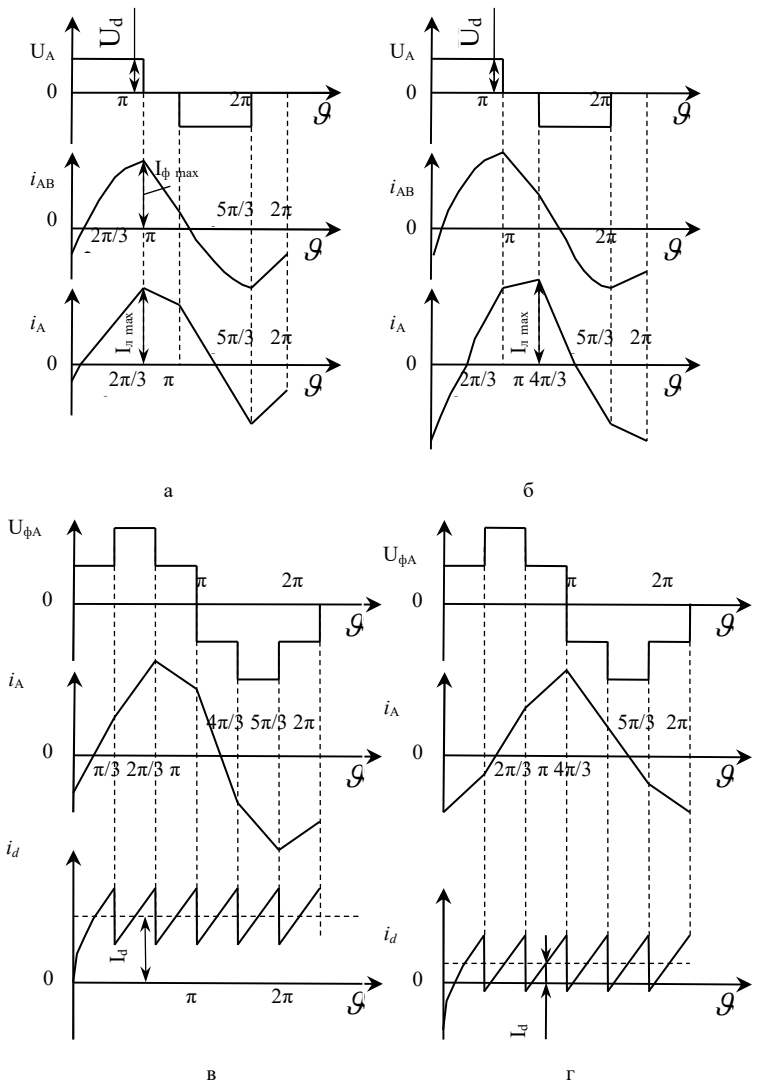


Рис.9. Часові діаграми струмів і напруг трьохфазного мостового інвертора при $\lambda=180^0$ та з'єднанні навантаження трикутником (а,б) та зіркою (в,г).

Знаючи форму напруги на навантаженні і використовуючи методику розрахунку, приведену для однофазного інвертора, можна визначити всі розрахункові співвідношення для трифазного інвертора.

З'єднання навантаження в зірку.

Діюче значення фазної напруги

$$U_{\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} U_{\phi}^2 d\vartheta} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d . \qquad (16)$$

Миттєве значення струму у фазі А знаходимо для трьох інтервалів $0<\vartheta<\pi/3$, $\pi/3<\vartheta<2\pi/3$ і $2\pi/3<\vartheta<\pi$, для яких зображення напруги відповідно запишуться у вигляді

$$U_A(p)=\frac{U_d}{3p}\frac{1+e^{-p\frac{\pi}{3}}-e^{-p\frac{2\pi}{3}}-e^{-p\pi}}{1+e^{-p\pi}};$$

$$U_A(p)=\frac{U_d}{3p}\frac{2-e^{-p\frac{\pi}{3}}-2e^{-p\frac{2\pi}{3}}+e^{-p\pi}}{1+e^{-p\pi}};$$

$$U_A(p)=\frac{U_d}{3p}\frac{1-2e^{-p\frac{\pi}{3}}-e^{-p\frac{2\pi}{3}}+2e^{-p\pi}}{1+e^{-p\pi}}.$$

$$i_A(\vartheta)=\frac{U_d}{3r_н}\left[1-\frac{(1+a)(2-a)}{1+a^3}e^{-k\vartheta}\right]; \quad (17)$$

$$0\le\vartheta\le\pi/3$$

$$i_A(\vartheta)=\frac{U_d}{3r_н}\left[2-\frac{(1-a)^2}{1+a^3}e^{-k\vartheta}\right]; \quad (18)$$

$$\pi/3\le\vartheta\le2\pi/3$$

$$i_A(\vartheta)=\frac{U_d}{3r_н}\left[1+\frac{(1+a)(1-2a)}{1+a^3}e^{-k\vartheta}\right]. \quad (19)$$

$$2\pi/3\le\vartheta\le\pi$$

По відомих миттєвих значеннях струмів можна визначити діюче значення струму навантаження, а також середнє значення струму джерела живлення, повну і активну потужність навантаження, коефіцієнт потужності навантаження.

Діюче значення струму навантаження

$$I_ф=I_л=\frac{\sqrt{2}}{3}I_0\sqrt{1-\frac{3}{2k\pi}\frac{1-a^2}{1-a+a^2}}=\frac{\sqrt{2}}{3}I_0A, \quad (20)$$

де $A=\sqrt{1-\frac{3}{2k\pi}\frac{1-a}{1-a+a}}$.

Оскільки протягом кожного інтервалу, рівного $\pi/3$, відповідна фаза включена послідовно з джерелом живлення, миттєве значення струму в ланцюзі джерела живлення визначається виразом (18).

Середнє значення струму в ланцюзі джерела живлення

$$I_d=\frac{6}{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}}i_d d\vartheta=\frac{2}{3}I_0A^2. \quad (21)$$

Активна потужність навантаження

$$P=U_dI_d=\frac{2}{3}U_dI_0A^2. \quad (22)$$

Повна потужність навантаження

$$S = 3U_{ф} I_{ф} = \frac{2}{3} U_d I_0 A \,. \qquad (23)$$

З'єднання навантаження в трикутник.

Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_{ф} = U_{л} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \,. \qquad (24)$$

Миттєве значення струму у фазі A знаходимо для двох інтервалів $0 < \vartheta < 2\pi/3$, $2\pi/3 < \vartheta < \pi$ (рис.9,а), для яких зображення напруги відповідно запишуться у вигляді

$$U_{AB}(p) = \frac{U_d}{p} \frac{1 - e^{-p\frac{2\pi}{3}}}{1 + e^{-p\pi}} \,;$$

$$U_{AB}(p) = \frac{U_d}{p} \frac{-e^{-p\frac{\pi}{3}} + e^{-p\pi}}{1 + e^{-p\pi}} \,;$$

$$i_{AB}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_н} \left(1 - \frac{1+a}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right); \qquad (25)$$

$$0 \le \vartheta \le 2\pi/3$$

$$i_{AB}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_н} \left(\frac{1-a^2}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right); \qquad (26)$$

$$2\pi/3 \le \vartheta \le \pi$$

Аналогічно визначаються фазні струми $i_{CA}(\vartheta)$ і $i_{BC}(\vartheta)$ з урахуванням кута зсуву по фазі $\vartheta = 2\pi/3$.

Підсумовуючи відповідні фазні струми, одержуємо лінійний струм, що протікає через робочі транзистори на трьох інтервалах

$$i_A(\vartheta) = i_{CA}(\vartheta) - i_{AB}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_н} \left(1 - \frac{(1+a)(2-a)}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right); \qquad (27)$$

$$0 \le \vartheta \le \pi/3$$

$$i_A(\vartheta) = i_{AC}(\vartheta) - i_{BC}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_н} \left(2 - \frac{(1+a)^2}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right); \qquad (28)$$

$$\pi/3 \le \vartheta \le 2\pi/3$$

$$i_A(\vartheta) = i_{BC}(\vartheta) - i_{CA}(\vartheta) = \frac{U_d}{r_н} \left(1 + \frac{(1+a)(1-2a)}{1+a^3} e^{-\kappa\vartheta} \right). \qquad (29)$$

$$2\pi/3 \le \vartheta \le \pi$$

Порівнюючи вирази (27)÷(29) і (17)÷(19), знаходимо, що значення лінійних струмів при з'єднанні навантаження трикутником і зіркою розрізняються тільки коефіцієнтом, тобто $\frac{1}{2}$, тобто

$$i_{A\,звезда}(\vartheta)=\frac{1}{3}i_{A\,триуг}(\vartheta). \qquad (30)$$

У зв'язку з тим що навантаженням трифазних інверторів, як правило є асинхронний двигун для з'ясування ступеня погіршення його робочих характеристик при живленні несинусоїдальною напругою необхідно розкласти початкову функцію в гармонійний ряд і, визначивши вплив кожної гармоніки окремо, знайти результуючі характеристики.

При з'єднанні навантаження зіркою вирази для миттєвих значень фазних напруг і струмів відповідно приймають вигляд

$$u_A(\vartheta)=\frac{2U_d}{3\pi}\sum_{q=1}^{\infty}D\sin q\vartheta, \qquad (31)$$

де $D=\dfrac{1-(-1)^q+2\sin\frac{\pi}{2}q\sin\frac{\pi}{6}q}{q}$.

$$i_A(\vartheta)=\frac{2U_d}{3\pi}\sum_{q=1}^{\infty}E\sin(q\vartheta-\varphi_q), \qquad (32)$$

де $E=\dfrac{D}{\sqrt{r_H^2+(q\omega L_H)^2}}$; $\quad \varphi_q=arctg\dfrac{q\omega L_H}{r_H}$.

При з'єднанні навантаження трикутником

$$u_A(\vartheta)=\frac{2U_d}{\pi}\sum_{q=1}^{\infty}F\sin q\vartheta, \qquad (33)$$

де $F=\dfrac{1-(-1)^q\cos\frac{\pi}{3}q}{q}$.

З виразів (31) і (33) видно, що у вихідній напрузі трифазного інвертора, зібраного по схемі Ларіонова, відсутні гармоніки, кратні трьом. Поліпшити гармонійний склад вихідної напруги трифазного мостового інвертора так само як і однофазного, можна, застосовуючи багатократну комутацію транзисторами.

Трьохфазний інвертор, зібраний з трьох однофазних інверторів.

Окрім інверторів, виконаних по схемі Ларіонова, в перетворювальній техніці знаходить широке застосування трифазний інвертор, який складається з трьох однофазних інверторів (рис.10,а).

Керування робочими транзисторами однофазних інверторів здійснюється із зсувом по фазі на 120°.

На рис.10, *б, в*, показані часові діаграми вихідної напруги відповідно для з'єднання навантаження трикутником і зіркою.

Якщо крива кожного з однофазних інверторів має вигляд, представлений на рис.5, *д*, $\beta_1 = 33,4^0$ и $\beta_2 = 69,4^0$, то в кривій вихідної напруги відсутні 5- і 7-а гармоніки.

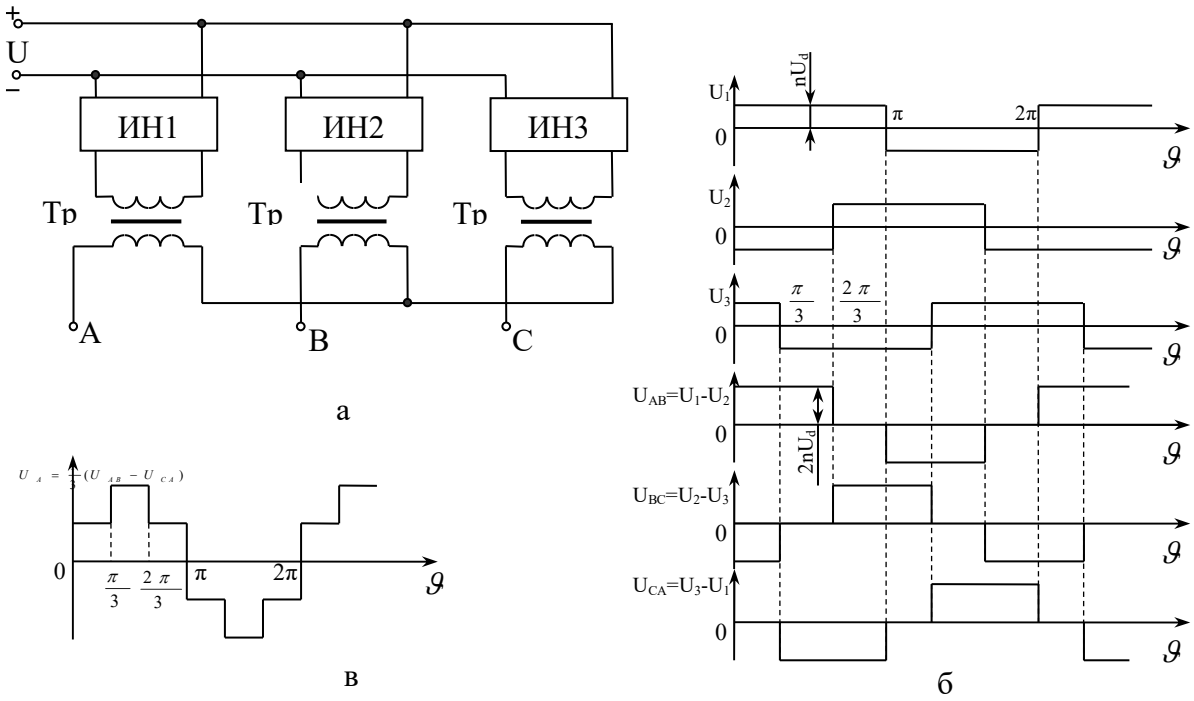


Рис.10. Трьохфазний інвертор, зібраний із трьох однофазних (а); б, в – часові діаграми вихідної напруги відповідно для з'єднання навантаження трикутником і зіркою.

Розрахунок інвертора проводиться по виразах (3)÷(12). При цьому активна і повна потужності інвертора, а також середнє значення струму джерела живлення в три рази більше, ніж для однофазного інвертора.

Інвертори напруги на не повністю керованих вентилях (тиристорах)

Аналіз процесів і ***розрахунок інверторів напруги*** на однооперацiйних тиристорах значно спрощується, якщо робочі і комутаційні процеси розглядати роздільно.

До робочих процесів відносять ті процеси, які займають основну частину періоду вихідної напруги інвертора. Вони залежать від схеми (нульова, мостова), числа фаз, способу підключення навантаження, послідовності перемикання тиристорів і видів навантаження (активна, активно-індуктивна, активно-ємнісна). Робочі процеси впливають на спектральний склад вихідної напруги інвертора та його залежність від параметрів навантаження, на зовнішню характеристику, на величину струмів вентилів і ряд інших показників. Їх розглядають, нехтуючи електромагнітними процесами, зв'язаних із замиканням (комутацією) однооперацiйних тиристорів, тобто успадковують процеси в схемах на

повністю керованих вентилях (схемах, що ідеалізуються). Ці процеси були нами розглянуті раніше.

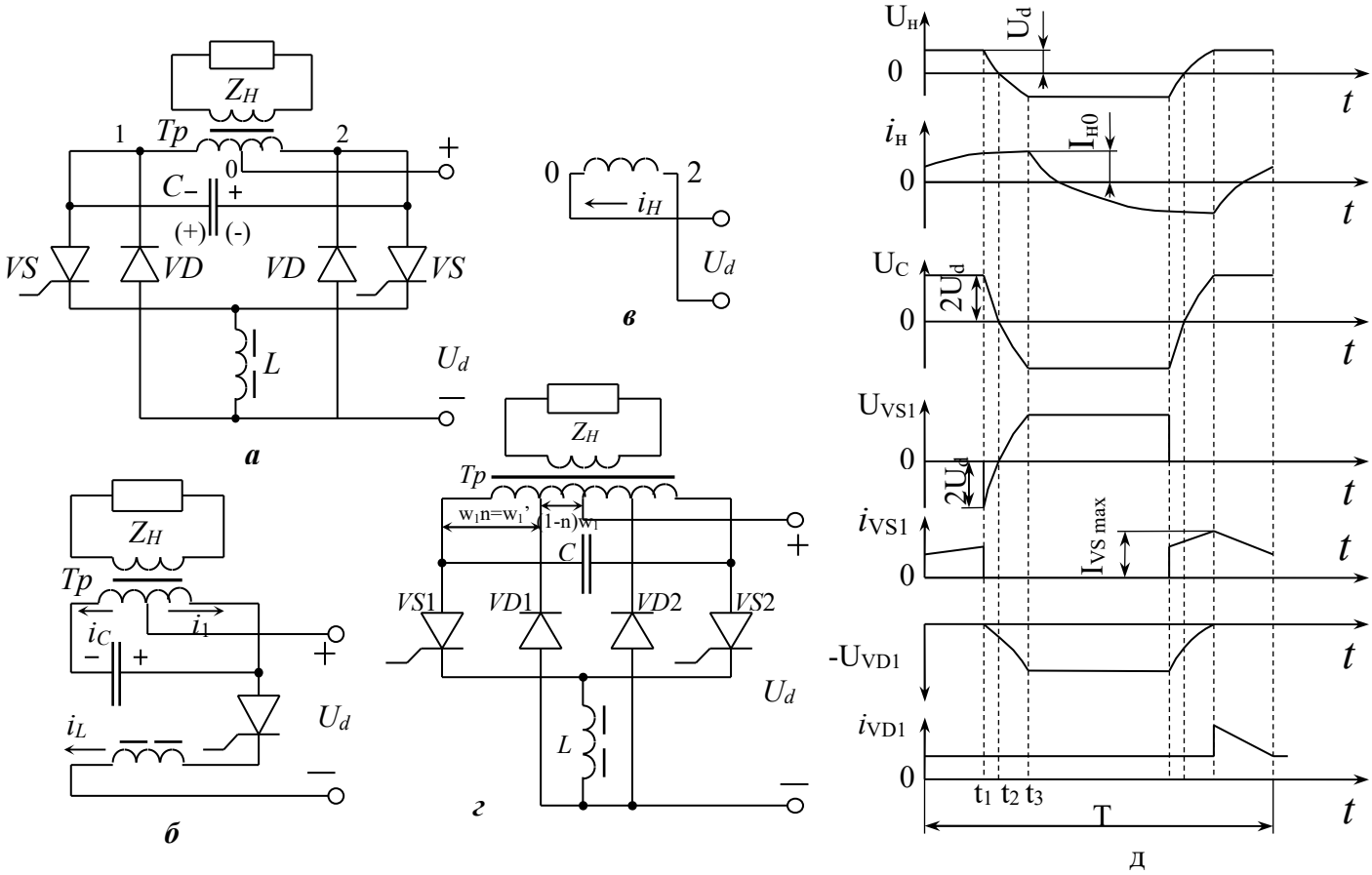


Рис.11. Однофазний інвертор напруги з нульовим виводом (а), контур комутації (б), контур повернення реактивні потужності (в), схема з автотрансформаторним поверненням реактивної потужності (г) і часові диаграми струмів і напруг (д).

Комутаційні процеси пов'язані з наявністю в схемах автономних інверторів конденсаторів і дроселів, необхідних для здійснення комутації. До комутаційних відносять не тільки процеси, безпосередньо пов'язані з перемиканнями вентилів, але і процеси, пов'язані із зміною струму і напруги на комутуючих елементах. Оскільки комутаційні процеси займають невелику частку періоду вихідної напруги (30 ÷300 мкс) при робочих частотах 300÷500 Гц, то розділення процесів на робочі і комутаційні цілком справедливо.

Комутаційні процеси визначають граничне навантаження інвертора, при якому ще можлива нормальна робота схеми (комутаційна здатність інвертора), діапазон регулювання або стабілізації вихідної напруги, величину напруг на всіх елементах схеми.

Інвертори напруги з одноступінчатою міжвентильною комутацією

Інвертори з міжвентильною комутацією можуть бути виконані по однофазних і багатофазних схемах.

Змінна напруга на навантаженні виникає в результаті роботи тиристорів *VS1* і *VS2*, які по черзі підключають обмотки 0-1 і 0-2) вихідного трансформатора через дросель *L* до джерела постійного струму. Через зворотні діоди *VD1* і *VD2* здійснюється повернення реактивної потужності в джерело постійного струму. При включенні чергового тиристора обидві полуобмотки трансформатора виявляються включеними через тиристори *VS1* і *VS2* зустрічно по відношенню до джерела живлення і не чинять опору струму. Тому застосування дроселя *L* є обов'язковим, оскільки він запобігає перекиданню інвертора, а також перешкоджає швидкому наростанню струму через комутуючий конденсатор *C*. Припустимо, що у момент $t=0$ відкритий тиристор *VS1* (рис.11,д). При цьому напруга на навантаженні рівна $+U_d$ (коефіцієнт трансформації трансформатора приймемо рівним n=1), конденсатор заряджений до напруги $+2U_d$). У момент часу $t=t_1$ відкривається тиристор *VS*2 (струм навантаження при цьому рівний $I_{но}$), і струм навантаження з ланцюга тиристора *VS1* переходить в ланцюг $C-VS2$. Тиристор *VS*1 запирается, и к нему прикладывается напряжение в непроводящем направлении. закривається, і до нього прикладається напруга в непровідному напрямі. Зворотні діоди *VD2* і *VD1* не проводять струм, оскільки до першого прикладена зворотна напруга, рівна $2U_d$, а на другому напруга рівно нулю. Надалі зворотна напруга на діоді *VD2* зменшується, а на діоді *VD1* збільшується. Починаючи з моментом часу t_1 конденсатор перезаряджається (на рис.11,*д* період комутації непропорційно збільшений), що приводить до зміни напруги на навантаженні. У момент часу t_2 напруга на конденсаторі, навантаженні і тиристорі *VS1* стає рівною нулю і змінює полярність. При $t=t_3$ напруга на конденсаторі стає рівною ($-2U_d$), на навантаженні — ($-U_d$), на тиристоре *VS*1 — ($+2U_d$), на диоде *VD*2 — напруга рівно нулю, а струм через конденсатор стрибком зменшується до нуля. Струм в напівобмотці 0-1 зникає, а в напівобмотці 0-2 стає рівним ($-I_{но}$), і сумарні намагнічуючі сили трансформатора, залишаються тими ж. Починаючи з моментом часу t_3, струм навантаження замикається через зворотний діод *VD*2 (рис.11, *в*) і під дією зустрічної напруги джерела живлення починає спадати. При цьому енергія, запасена в індуктивності навантаження, частково повертається в джерело живлення, а частково розсіюється в опорі навантаження. Спадаючи до нуля і міняючи знак, струм навантаження переходить в тиристор *VS2*, який у цей момент повинен бути відкритий.

Для інтервалу часу (рис.11, б) справедливі рівняння:

$$U_d + \frac{u_C}{2} = L\frac{di_L}{dt} \tag{34}$$

$$i_C - i_1 = I_{НО} \tag{35}$$

$$i_C + i_1 = i_L \tag{36}$$

$$u_C = U_{Co} - \frac{1}{C}\int i_C dt \qquad (37)$$

Вирішуючи систему рівнянь (34)…(37), з урахуванням початкових умов $U_{C0} = 2U_d$, $I_{L0} = I_{но}$ при $t = 0$ (за початок відліку приймаємо час t_1) одержуємо:

$$\frac{i_L(t)}{I_{но}} = 2\rho^* \sin\omega_0 t + 2\cos\omega_0 t - 1 \qquad (38)$$

де $\omega_0 = \frac{1}{2\sqrt{LC}}$; $\rho^* = \frac{2U_d}{I_{но}\sqrt{\frac{L}{C}}}$ - відносний комутаційний опір навантаження.

Відносна напруга на конденсаторі рівна:

$$\frac{u_C(t)}{2U_d} = 2\cos\omega_0 t - \frac{2}{\rho^*}\sin\omega_0 t - 1 \qquad (39)$$

Час замикання визначаємо з (39), підставляючи $u_c = 0$ при $t=t_{выкл}$:

$$\beta = \omega_0 t_{выкл} = \arcsin\frac{\rho^*}{\sqrt{1+(\rho^*)^2}} - \arcsin\frac{\rho^*}{2\sqrt{1+(\rho^*)^2}} \qquad (40)$$

Струм комутуючого дроселя L досягає максимуму у момент часу $t=t_3$. Досліджуючи вираз (38) на екстремум, одержуємо:

$$\omega_0 t_3 = \mathrm{arctg}\rho^*,$$

звідки

$$\frac{I_{Lm}}{I_{но}} = 2\sqrt{1+(\rho^*)^2} - 1 \qquad (41)$$

Час повного перезаряду комутуючого конденсатора τ знаходимо з (39), підставляючи $u_C = -2U_d$ при $t = \tau$:

$$\omega_0 \tau = \mathrm{arctg}\rho^*.$$

Приведена схема на ідеальних елементах виявляється непрацездатною. Це пояснюється тим, що протягом комутаційного періоду струм в дроселі L дещо зростає. На початку комутації (час t_1) комутуюча індуктивність володіє запасом енергії $W_1 = \frac{LI_{но}^2}{2}$, а в кінці комутації (час t_3) — $W_3 = \frac{LI_{Lm}^2}{2}$. Оскільки $I_{Lm} > I_{но}$ (41), то для того, щоб схема була працездатною, надмірну енергію $\Delta W = W_3 - W_1$ необхідно або розсіювати в активному опорі або повертати в джерело постійного струму. В противному випадку від комутації до комутації струм в дроселі зростатиме, що приведе до зменшення комутаційного опору навантаження:

$$(\rho^*)' = \frac{2U_d}{I_{Lm}\sqrt{\frac{L}{C}}} < \frac{2U_d}{I_{но}\sqrt{\frac{L}{C}}}.$$

При цьому зменшиться час, протягом якого до тиристора, який виходить з роботи прикладена зворотна напруга. Такий процес продовжуватиметься до тих пір, поки інвертор не перекинеться.

Після того, як струм через конденсатор i_c спадає до нуля, струм дроселя $i_L = I_{Lm}$ починає циркулювати в контурі $L \to VD2 \to VS2 \to L$ (при ідеальних елементах він не затухає). Для гасіння цього струму в контур необхідно або ввести активний опір або віддавати його в джерело живлення, що дозволить збільшити к.п.д. інвертора. Повернення енергії, накопиченої в комутуючому дроселі в період перезаряду конденсатора, може бути здійснено через зворотні діоди підключені до відведень вихідного трансформатора (рис.11, г). Таким чином, в контур $L \to VD2 \to VS2 \to L$ вводиться проти-е.д.с, рівна $\frac{nU_d}{1-n}$, де $n = \frac{\omega_1}{\omega_2}$. Оптимальний коефіцієнт трансформації n =0,1…0,2 , причому великі значення n слід брати при менших напругах джерела живлення і більшій робочій частоті.

Рівняння (34)…(37) справедливі і для схеми рис.11, *г*, оскільки протягом періоду комутації струму в тиристорах зворотні діоди, а отже, і пристрої повернення не працюють. Проте час повного перезаряду конденсатора дещо зростає.

Розрахунок комутаційних елементів (C і L) проводиться з умови мінімуму реактивної енергії, що запасається в дроселі L в тривалому режимі роботи інвертора. При цьому відносний комутаційний опір навантаження ρ^* необхідно вибирати приблизно рівним одиниці. Тоді:

$$C = \frac{t_{выкл} I'_{но\max}}{1,7U_d};$$

$$L = \frac{t_{выкл} U_d}{0,425 I'_{но\max}},$$

де $I'_{но\max}$ — найбільше значення струму навантаження у момент комутації, приведене до первинної напівобмотки рансформатора.

У зв'язку з тим, що зміна напруги джерела живлення і струму навантаження робить вплив на стійкість комутації в схемі (40), розглянутий інвертор недоцільно використовувати для широкодіапазонного регулювання вихідних параметрів.

Однофазний мостовий інвертор напруги з відсікаючими діодами (з відокремленими від навантаження конденсаторами).

Напруга на комутуючих конденсаторах інвертора (рис. 12, а) приблизно рівна напрузі джерела живлення U_d.

В цій схемі комутуючий конденсатор підключений паралельно навантаженню тільки в моменти його перезаряду. При високих частотах (понад 400 Гц) вплив відсікаючих діодів (*VD5...VD8*) зменшується. Це зв'язано з тим, що час перезаряду конденсатора стає спів вимірним з періодом змінної напруги на виході інвертора. Крім того, при закінченні

комутації струму комутуючий дросель L виявляється замкненим через тиристори.

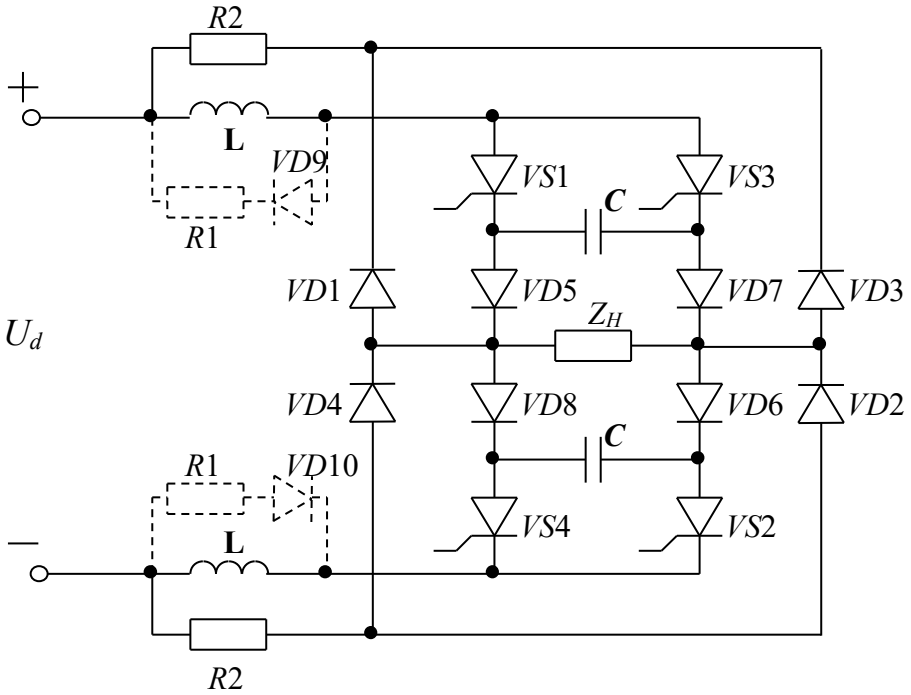


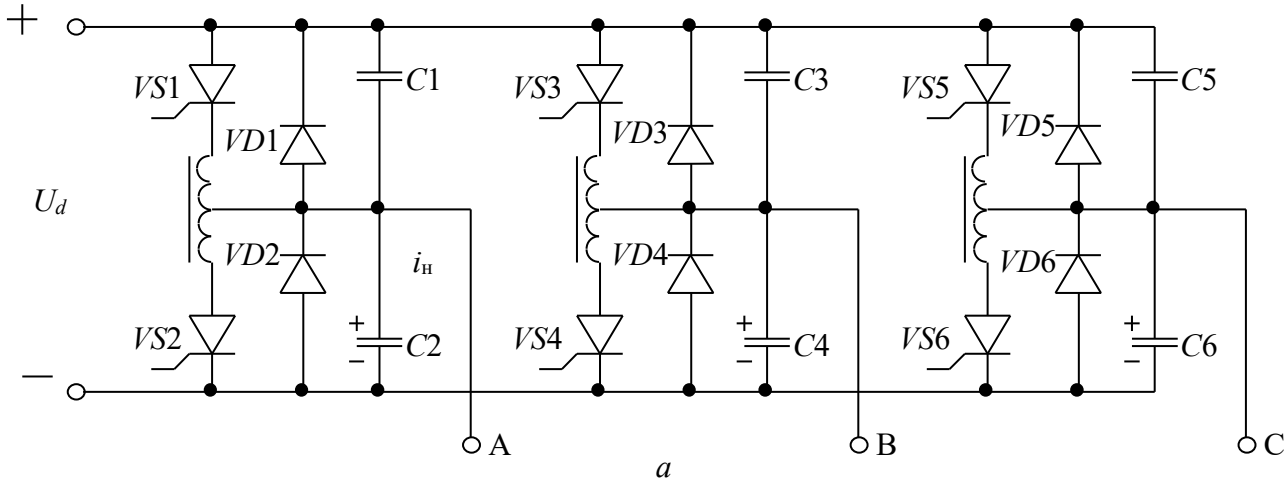
Рис.12, *а*. Однофазний мостовий інвертор з відсікаючими діодами

В цій схемі комутуючий конденсатор підключений паралельно навантаженню тільки в моменти його перезаряду. При високих частотах (понад 400 Гц) вплив відсікаючих діодів (*VD5...VD8*) зменшується. Це пов'язано з тим, що час перезаряду конденсатора стає спів вимірним з періодом змінної напруги на виході інвертора. Крім того, при закінченні комутації струму комутуючий дросель *L* виявляється замкненим через тиристори. Наприклад, при переході струму з тиристорів *VS1* і *VS2* на тиристори *VS3* і *VS4* комутуючі індуктивності замкнені: верхня індуктивність замикається через *VS3, VD7, VD3*, а нижня - через *VS4, VD4, VD8*. Схема на ідеальних елементах виявляється непрацездатною. Це пояснюється тим, що в комутаційному періоді струм в індуктивності *L* дещо зростає. Оскільки після цього інтервалу індуктивність закорочена вентилями, то до початку наступної комутації струм в індуктивності не зміниться. В наступний період комутації струм знову дещо зростає і т.д., що приводить до безперервного зростання струму в індуктивності. А оскільки цей струм визначається швидкістю перезаряду конденсатора *C*, то при великому струмі часу для відновлення керуючих властивостей вентилів залишається мало і інвертор перекидається.

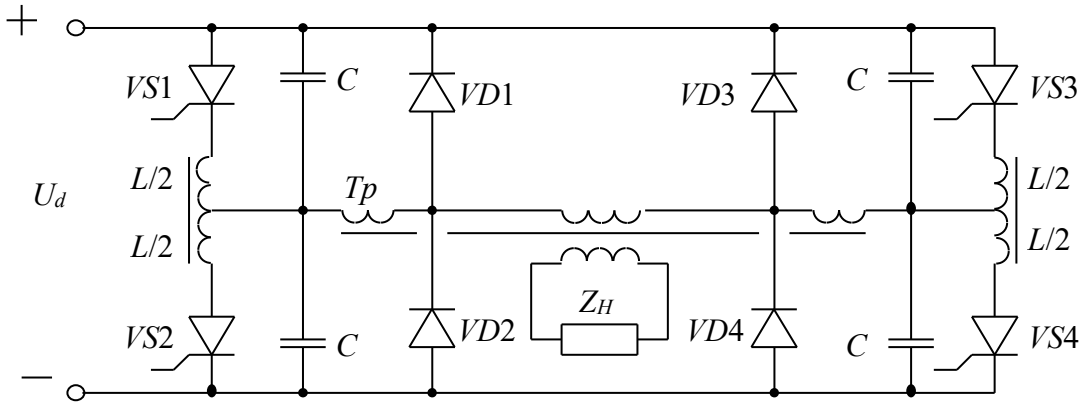
Із збільшенням робочої частоти інвертора зростає швидкість накопичення електромагнітної енергії в індуктивностях, що приводить до збільшення втрат, а отже, і до зменшення к.к.д. інвертора. Поліпшити роботу інвертора можна за рахунок введення в схему ланцюгів, що запобігають накопиченню електромагнітної енергії в індуктивності. Такі ланцюги показані на рис. 12, *а*, пунктиром — резистори *R*1, *R*2 і діоди *VD*9, *VD*10.

Інвертори з пофазною одноступінчатою комутацією

На рис.13,*а* представлений трифазний мостовий інвертор з пофазною комутацією (інвертор Мак-Маррея). Для комутації тиристорів використовуються двохобмоточні дроселі, кожна з обмоток яких має індуктивність *L*, і конденсатори *C1...C6*. Місткості конденсаторів рівні *C*. Комутація тиристорів в інверторі відрізняється від комутації в раніше розглянутих схемах і здійснюється між тиристорами *VS*1— *VS*2, *VS*3— *VS*4, *VS*5— *VS*6. Тривалість відкритого стану тиристорів $\lambda = \pi$, тобто форма вихідної напруги не залежить від коефіцієнта потужності навантаження.



а



б

Рис.13. Інвертори з пофазною одноступінчатою комутацією:
а – трифазний;
б – однофазний.

Принцип роботи схеми розглянемо на прикладі однієї фази. Припустимо, що в деякий момент часу відкритий тиристор *VS1*. Тиристор *VS2* і зворотні діоди *VD1* і *VD2* не проводять струм. Оскільки падіння напруги на дроселі і тиристорі VS1 нехтуємо, та напруга на конденсаторі *C1* у цей момент буде рівна нулю, а на конденсаторі *C2* — U_d- Замикання тиристора *VS1* здійснюється при відмиканні тиристора *VS2*. При цьому до нижньої обмотки дроселя прикладається напруга $u_{C2} = U_d$, а на верхній половині дроселя індукується е.д.с, рівна U_d (якщо взаємна індуктивність *m*=1), яка через конденсатор *C1* прикладається до тиристора *VS1* у зворотному напрямі.

Тиристор закривається, а струм з нього переходить в конденсатор *C1*. Протягом часу, поки конденсатор *C1* заряджається, а *C2* розряджається, до тиристора *VS1* прикладено зворотну напругу і він відновлює замикаючі властивості. При розряді конденсатора *C2* до нуля і заряді конденсатора *C1* до U_d протікання струму через конденсатори припиниться, а струм навантаження (остання активно-індуктивна) і струм дроселя замкнуться через зворотні діоди, причому енергія, запасена в дроселі, циркулюватиме в контурі $L \to VS2 \to VD2 \to L$.

Таким чином, в інверторі спостерігається явище накопичення надмірної енергії в комутуючих дроселях. Інтенсивність накопичення енергії зростає із збільшенням вихідної частоти інвертора, а отже, ростуть втрати в інверторі, виконаному на реальних елементах. Поліпшити енергетичні показники схеми можна, включивши зворотні діоди на відведення вихідного трансформатора, як це зроблено в схемі рис.13, *б*.

Кут замикання визначається виразом:

$$\beta = \omega_0 t_{выкл} = \arcsin\frac{\rho^*}{\sqrt{(\rho^*)^2+1}} - \arcsin\frac{\rho^*}{2\sqrt{(\rho^*)^2+1}},$$

де $\rho^* = \dfrac{2U_d}{I_{но}\sqrt{\dfrac{L}{C}}}$ - відносний комутаційний опір навантаження; $\omega_0 = \dfrac{1}{2\sqrt{LC}}$.

Перевагою інвертора є добра форма вихідної напруги і низька напруга на тиристорах ($U_{VS\max} = U_d$)

Інвертор з двоступінчастою по фазною комутацією

В інверторі (рис.14, *а*) для комутації струму робочих тиристорів *VS*1…*VS*6 застосовані комутуючі тиристори *VS*7—*VS*12. Завдяки комутуючим тиристорам можливе замикання кожного робочого тиристора окремо у будь-який момент часу тому схема двоступінчастої ємнісної комутації близька за принципом дії до схеми, побудованої на повністю керованих вентилях.

Процес комутації в схемі розглянемо тільки для вентилів фази *A*. Процеси в інших групах вентилів аналогічні. Припустимо, що відкритий робочий тиристор *VS1*, конденсатор С заряджений з полярністю, вказаною на малюнку без дужок. Для замикання тиристора *VS1* відмикається тиристор *VS7*, і під дією розрядного струму конденсатора С тиристор VS1 закривається, струм навантаження переходить в ланцюг *VS*7—*C*, а на тиристор1 *VS*1 підтримується негативна напруга протягом часу розряду конденсатора по контуру $C \to VD1 \to L \to VS7 \to C$. При цьому напруга на фазі *A* зберігає свою величину і полярність, оскільки через зворотний діод *VD1* опір Z_A підключений до джерела U_d. В кінці перезаряду (i_c = 0) конденсатор матиме полярність, вказану на рисунку в дужках, і тиристор *VS7* закриється.

Струм фази *A* замикатиметься через зворотний діод *VD2*, спадаючи до нуля, і при реверсі переходить в тиристор *VS2*.

У зв'язку з тим, що перезаряд конденсатора відбувається через дроселі *L*, що володіють початковим запасом енергії, напруга на конденсаторах перевищує напругу джерела живлення. Оскільки в певні моменти часу в схемі створюється короткозамкнутий контур комутуючого дроселя (наприклад, при замиканні тиристора VS1 створюється короткозамкнутий контур нижнього комутуючого дроселя $L \to VD2 \to VS2$), то при високих частотах необхідне застосування одного з видів енергопоглиначів. Це необхідне для того, щоб не відбувалося накопичення електромагнітної енергії в контурі комутації. В схемі на рис.14,*а* енергопоглинач складається з додаткової обмотки на комутуючому дроселі і діодів *VD5, VD6*.

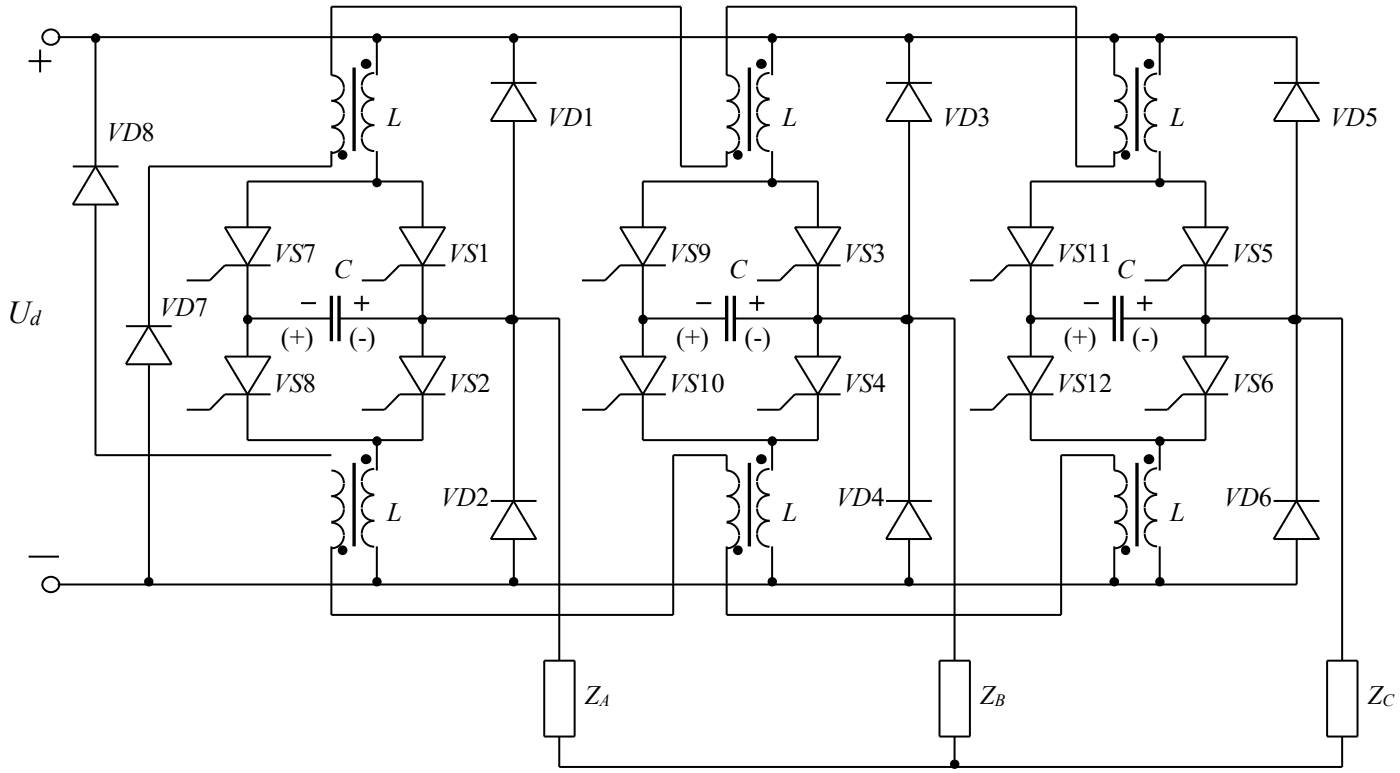


Рис.14, *а*. Трифазний інвертор з пофазною паралельною двоступінчатою ємнісною комутацією.

Такий енергопоглинач забезпечує повернення енергії комутуючих дроселів в джерело живлення. Коефіцієнт трансформації $n = \frac{U_d}{\Delta U} = \frac{\omega_p}{\omega_c}$ (де ΔU — сума падіння напруги на робочому тиристорі і зворотному діоді; ω_p, ω_c — відповідно число витків робочої обмотки і обмотки скидання) виходить великим. Оскільки в окремі моменти часу на комутуючому дроселі може бути напруга $\frac{U_d}{2}$, то унаслідок великого коефіцієнта трансформації до діодів *VD5* і *VD6* можуть прикладатися значні зворотні напруги. Тому такий

енергопоглинач може бути застосований для схем з відносно низькою напругою живлення ($U_d \approx 50...100\,B$).

Кут замикання β визначається виразом (4-97).

Враховуючи, що за наявності на дроселі обмотки скидання напруга на конденсаторі у момент комутації рівна: $U_{C0} = 2U_d(1+n)$, кут замикання буде рівний:

$$\beta = \omega_0 t_{выкл} = \mathrm{arctg}\rho^*(1+n),$$

де $\rho^* = \dfrac{U_d}{I_{но}\sqrt{\dfrac{L}{C}}}$, $\omega_0 = \dfrac{1}{2\sqrt{LC}}$.

Розглянута схема інвертора знаходить застосування в перетворювачах частоти з широтно-імпульсним і амплітудним регулюванням вихідної напруги. Розглянутий інвертор володіє рядом позитивних властивостей:

- доброю перевантажувальною здатністю, т,е. малим спадом комутаційної здатності із збільшенням струму навантаження;
- до тиристора, що замикається, прикладена зворотна напруга на всьому інтервалі відновлення замикаючих властивостей;
- плавним наростанням струму через робочі тиристори під час переходу струму із зворотних діодів і при зриві інвертування.

Основним недоліком інвертора є значна встановлена потужність комутуючих дроселів, що стоять в ланцюзі робочих тиристорів.

Трифазний інвертор з паралельною двоступінчатою комутацією і дроселем в ланцюзі конденсатора

В інверторі рис.15,*а* комутуючі дроселі винесені з силового ланцюга в ланцюг конденсатора. Комутаційні процеси розглянемо, наприклад, для вентилів фази *А*. Припустимо, що струм навантаження протікає через тиристор *VS1* і комутуючий конденсатор заряджений з полярністю, вказаною без дужок. Для замикання працюючого тиристора *VS1* відмикається комутуючий тиристор *VS7*. Оскільки послідовно з конденсатором включений дросель *L*, то струм навантаження, що має у цей момент часу значення $I_{но}$, не миттєво переходить в ланцюг $VS7 \to L \to C$, а у міру витіснення струму з тиристора *VS1*. Як тільки струм комутуючого контуру стане рівний струму через робочий тиристор *VS1*, останній закривається і відмикається зворотний діод *VD1*. При цьому $i_C \geq I_{но}$ і напруга на тиристорі VS1 рівна нулю (в реальних схемах до тиристора прикладена невелика негативна напруга, рівна падінню напруги на зворотному діоді). Конденсатор перезаряджається струмом i_C, частина якого рівна $I_{но}$, протікає по ланцюгу *C*—Z_H—*VS*4(*VS*6)— *VS*7—*L*—C, а решта частина ($i_c - I_{но}$)замикається через зворотний діод *VD1*. Таким чином, напруга на навантаженні зберігає свою величину і полярність, оскільки Z_H через зворотний діод *VD1* і тиристор *VS4(VS6)*

включене на джерело живлення U_d. При $i_c = I_{но}$ зворотний діод *VD1* закривається і конденсатор заряджається постійним струмом $I_{но}$ по ланцюгу *VS*7—*L*—*C*—Z_H— *VS*4(*VS*6)—U_d—*VS*7. При $u_C = U_d$ відмикається зворотний діод *VD2* і енергія, запасена в дроселі, віддається в конденсатор. При цьому продовжується заряд конденсатора по контуру *L*—*C*— *VD*2—U_d— *VS*7—*L* до тих пір, поки $i_C = i_L \geq 0$.

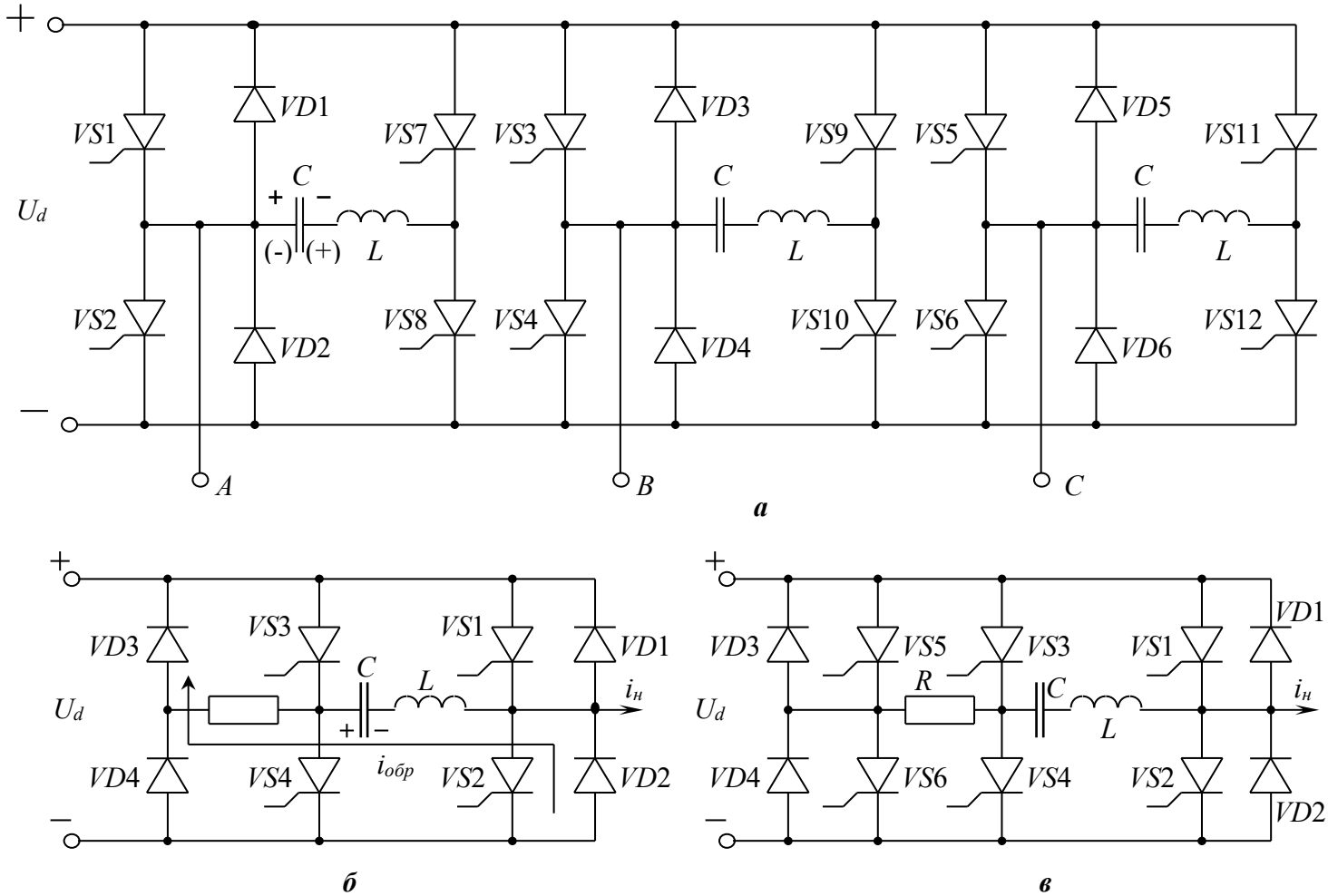


Рис.15. Трифазний інвертор з пофазною паралельною двоступінчастою комутацією і дроселем в ланцюзі конденсатора (а); ланцюги скидання надмірної енергії з контуру комутації (б);ланцюги розряду і підзаряду конденсатора від джерела живлення (в)..

З моменту замикання тиристора *VS1* і до моменту замикання зворотного діода *VD1* напруга на тиристорі *VS1* приблизно рівна нулю. За цей час тиристор відновлює свої замикаючі властивості.

Кут замикання β визначається виразом (4-95).

З комутаційних характеристик рис.4.21, а видно, що дана схема значно менш стійка до змін навантаження, ніж схема рис.14, а. В даній схемі при збільшенні струму навантаження збільшується напруга на конденсаторі. Для обмеження амплітуди коливання напруги на конденсаторі можуть бути використані діодно-резисторні ланцюги скидання надмірної енергії з контуру комутації (рис.15,б). Після закінчення процесу комутації, пов'язаного із замиканням, наприклад тиристора *VS1*, комутуючий конденсатор *C*,

заряджений до напруги, що перевищує напругу U_d, розряджається по ланцюгу *C—R—VD*3—U_d—*VD*2—*L—C* до напруги U_d. Розрядний резистор R додає розряду конденсатора аперіодичний характер, що необхідно для того, щоб конденсатор не розрядився до напруги, меншої U_d.

Для встановлення початкової напруги на конденсаторі при пуску інвертора і забезпечення працездатності його на холостому ході (коли відсутня та частина необхідної для комутації енергії, яка визначається струмом навантаження), застосовують ланцюги заряду і підзаряду конденсатора від джерела живлення (рис.15,*в*). Контури заряду і підзаряду створюються навхрест лежачими робочими (*VS1, VS2*) і зарядними (*VS5, VS6*) тиристорами. Резистор R забезпечує аперіодичний характер процесу заряду і підзаряду, що дозволяє підтримувати напругу на конденсаторі перед комутацією незмінним і рівним U_d у всіх режимах роботи інвертора.

Основні переваги схеми інвертора з дроселем в ланцюзі конденсатора:

а) невелика встановлена потужність комутуючих дроселів, оскільки вони винесені з силового ланцюга;

б) прямі напруги на робочих тиристорах не набагато перевищують напругу джерела живлення;

в) відсутність короткозамкнутих контурів;

г) плавне наростання струму в комутуючих і спад струму в силових тиристорах.

Недоліками схеми є:

а) мала перевантажувальна здатність (комутаційні характеристики, круто падаючі) рис.4.21, а;

б) близька до нуля зворотна напруга на робочих тиристорах на інтервалі відновлення замикаючих властивостей, що приводить до збільшення їх реального часу відновлення в два-п'ять раз. Для отримання негативної напруги на робочому тиристорі на інтервалі його відновлення в ланцюг зворотних діодів можна включити дросель;

в) висока швидкість наростання прямої напруги (du/dt) після замикання тиристорів. Тому необхідно правильно вибирати і розраховувати *LCR*-ланцюжки, що обмежують швидкість наростання прямої напруги на тиристорах.

Трифазний інвертор напруги з паралельною двоступінчатою індивідуальною комутацією

Такі інвертори по своїх властивостях найбільш близькі до інверторів на повністю керованих вентилях. Особливістю схеми (рис 16) є те, що кожний робочий тиристор *VS1…VS6* має спеціальний комутуючий пристрій, що складається з індуктивності *L1* конденсатора *C*, тиристорів *VS7…VS12* і діодів *VD13…VD18*. Схема працює таким чином: для замикання, наприклад, робочого тиристора *VS1* відмикається комутуючий тиристор *VS7*, і під дією розрядного струму конденсатора тиристор *VS1* закривається. Струм навантаження переходить на тиристор *VS7*, і конденсатор перезаряджається

по контуру *C*— *VS*7—*VD*7—*L*—*VD*1—*C*. Після того, як конденсатор зарядиться до напруги, рівної напрузі джерела живлення (полярність вказана в дужках), тиристор *VS7* закривається, а струм навантаження переходить на зворотний діод *VD2*, що забезпечує обмін реактивної енергії між фазами *A* і *B*. Енергія, запасена в дроселі *L* у момент комутації, повертається через зворотні діоди *VD1* і *VD2* в джерело живлення. Тому в даній схемі необхідність в енергопоглиначі відпадає. Діоди *VD7…VD12* запобігають розряду конденсаторів на навантаження. Кут замикання ρ^* визначається виразом (4-97). Як видно з мал. 4.21,*в*, інвертор з індивідуальною комутацією володіє гарною комутаційною здатністю.

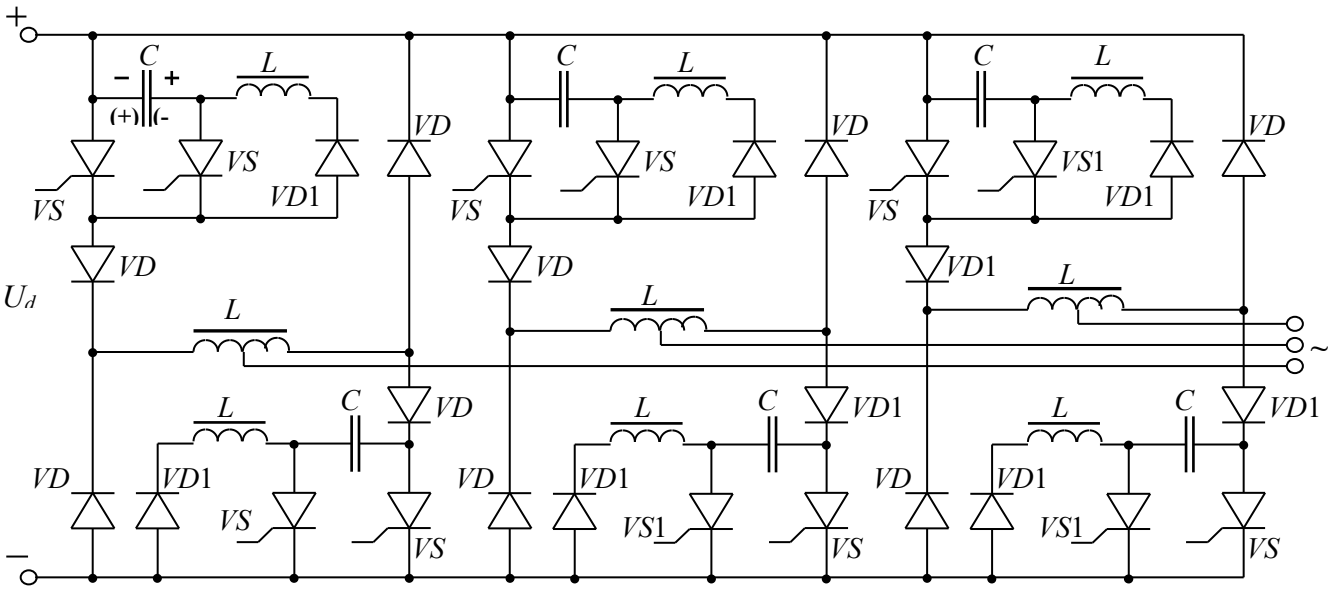


Рис.16. Трифазний інвертор напруги з паралельною двоступінчатою індивідуальною комутацією

Після комутації полярність на конденсаторі (на рис.16, в дужках) така, що наступна комутація не може бути здійснений. Зміна полярності на конденсаторі відбувається таким чином. При відмиканні робочого тиристора *VS1* утворюється контур *C*—*VS*1—*VD*13—*L*1. Оскільки активний опір контуру малий, то відбувається коливальний процес, в результаті якого конденсатор перезаряджається (полярність без дужок). Напруга, до якої зарядиться конденсатор, залежить від добротності контуру і приблизно рівно первинній напрузі.

За допомогою описаної схеми можна проводити виключення будь-якого робочого тиристора у будь-який момент часу, що дозволяє використовувати інвертор в перетворювачах частоти з широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги. Проте для нормальної роботи схеми потрібна попередня підготовка її до пуску, тобто спочатку необхідно зарядити комутуючі конденсатори.

Інвертора з груповою комутацією

На рис.17 представлена схема трифазного інвертора з двоступінчатою послідовною комутацією. Анодна (*VS1, VS3, VS5*) і катодна (*VS2, VS4, VS6*) групи робочих тиристорів мають свій окремий груповий комутуючий вузол: *C1, L1, VS7* і *C2, L1, VS8*. Діоди *VD7, VD8* і дроселі *L2* призначені для заряду комутуючих конденсаторів *C1* і *C2*. Для нормальної роботи схеми необхідно, щоб зарядні дроселі мали індуктивність, набагато більшу, ніж індуктивність комутуючих дроселів, тобто $L2 >> L1$.

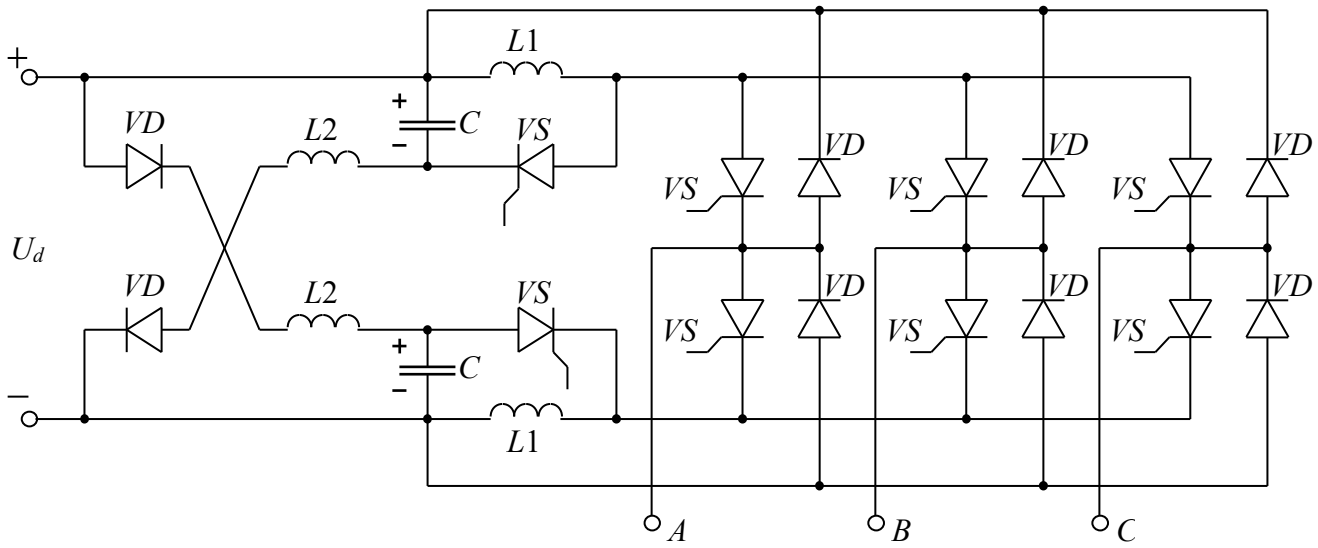


Рис.17. Трифазний інвертор з груповою комутацією

Для замикання анодної групи тиристорів відмикається комутуючий тиристор *VS7* і до комутуючого дроселя *L1* прикладається імпульс напруги при перезаряді конденсатора *C1*, а до тиристорів *VS*1, *VS*3, *VS*5 — імпульс зворотної напруги, замикаючий відімкнений тиристор. Аналогічно відбувається замикання робочих тиристорів катодної групи. Контур перезаряду комутуючих конденсаторів на інтервалі комутації відокремлений від ланцюга навантаження замкнутим робочим тиристором, і струм навантаження не бере участь в перезаряді конденсатора.

Комутуючі конденсатори можуть заряджатися не від основного джерела живлення, а від джерел допоміжної комутуючої напруги.

Інвертування із загальною комутацією

Комутація робочих тиристорів (рис.18,а) проводиться за допомогою спеціального комутуючого пристрою, що є своєрідним вимикачем постійного струму і що складається з дроселів *L1* і *L2*, тиристорів *VS5… VS8* і комутуючого конденсатора *C*. Схема працює таким чином. Припустимо, що відімкнені робочі тиристори *VS1* і *VS2*. Для замикання робочого тиристора *VS1* відмикаються тиристори *VS5* і *VS6* і конденсатор *C* починає розряджатися по контуру *VS*6— *VD*4— *VS*1— *VS*5. Після замикання тиристора *VS1* конденсатор починає перезаряджатися від джерела живлення

по контуру *L*1—*VS*5—*C*—*VS*6. Перезаряд комутуючого конденсатора походитиме від напруги $+U_{C0}$ до напруги, що перевищує $(-U_{C0})$,оскільки в контур входить джерело живлення і, крім того, дросель перед початком комутації володіє енергією $\frac{L_1 I_{но}^2}{2}$, яка переходить в конденсатор, тобто має місце процес накопичення енергії в контурі комутації. Для усунення явища накопичення енергії в дроселях *L1* і *L2* застосовується пристрій «скидання», що складається з додаткових обмоток ω_2 і діодів *VD*5 и *VD*6. Пристрій «скидання» фіксує напругу на конденсаторі, віддаючи надмірну енергію дроселя в джерело постійного струму. Напруга на конденсаторі U_{C0} завжди більше напруги U_d, що необхідно враховувати при розгляді принципу роботи пристрою «скидання». При перезарядці конденсатора до напруги $(-U_{C0})$струм в контурі комутації підтримується тільки за рахунок дроселя *L*1. Максимальна напруга на комутуючому конденсаторі:

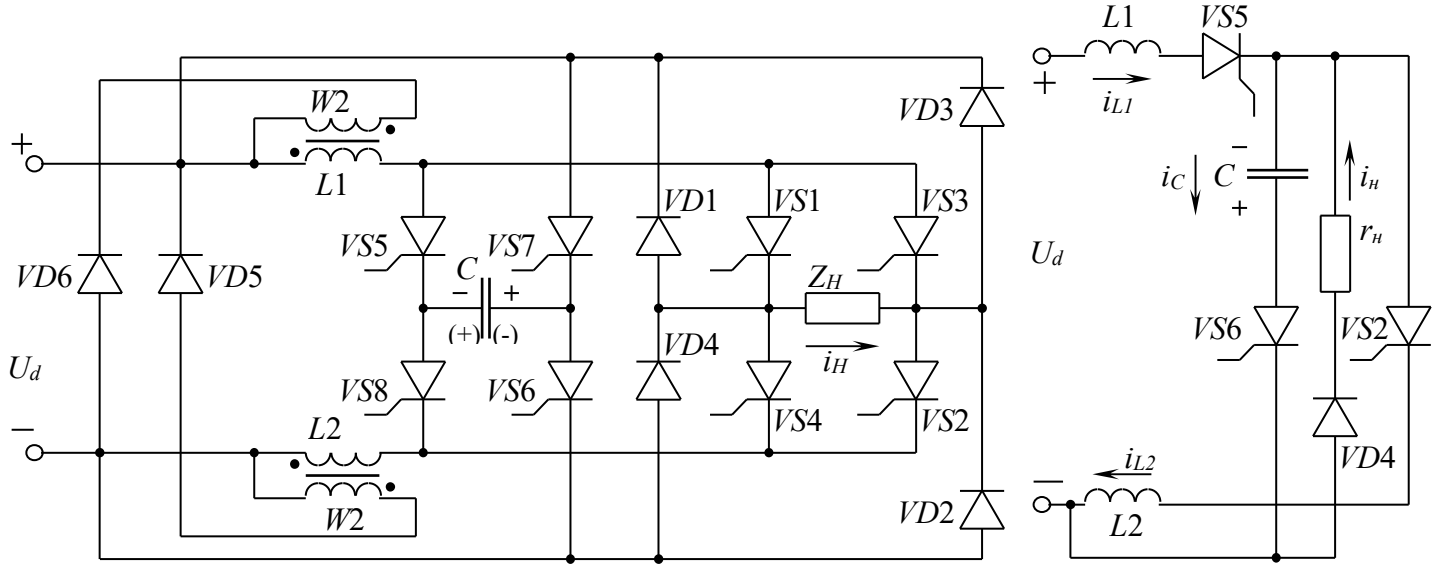
$$|U_{C0}| = U_d(1+n),$$

де $n = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ — коефіцієнт трансформації між робочою і додатковою обмотками.

При відмиканні діода *VD*6 (*VD*5) напруга на робочій обмотці дроселя *L1* не може перевищити значення nU_d, а на конденсаторі $-U_d(1+n)$ і струм i_L переходить з робочої обмотки в магнітно-зв'язану з нею додаткову обмотку (обмотку скидання). При цьому тиристори *VS5* і *VS6* закриваються. Струм i_L при замиканні тиристорів *VS5* і *VS6* під дією противо-е.д.с. джерела живлення починає спадати, замикаючись через діод *VD6*.

Запишемо рівняння, що описують процес комутації (рис. 18, *б*):

$$\left.\begin{aligned} & i_C = i_L, \\ & U_d + u_C = L\frac{di_L}{dt}, \\ & u_C = U_{C0} - \frac{1}{C}\int_0^t i_C dt. \end{aligned}\right\} \qquad (42)$$



а *б*

Рис.18. Однофазний інвертор із загальною комутацією (а) і контур комутації (б)

Рішення системи з урахуванням початкових умов: при t = 0, $u_C = U_{C0} = U_d(1+n)$, $i_L = I_{но}$ має вигляд:

$$\frac{i_L}{I_{но}} = \rho^*(2+n)\sin\omega_0 t + \cos\omega_0 t\,, \tag{43}$$

$$\frac{u_C}{U_d} = (2+n)\cos\omega_0 t - \frac{1}{\rho^*}\sin\omega_0 t - 1\,, \tag{44}$$

де $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; $\rho^* = \frac{U_d}{I_{но}\sqrt{\frac{L}{C}}}$.

Кут замикання можна визначити з (44), враховуючи, що $u_C = 0$ при $t = t_{выкл}$:

$$\beta = \omega_0 t_{выкл} = \arcsin\frac{\rho^*}{\sqrt{\left(\frac{1}{2+n}\right)^2 + \left(\rho^*\right)^2}} - \arcsin\frac{\rho^*}{(2+n)\sqrt{\left(\frac{1}{2+n}\right)^2 + \left(\rho^*\right)^2}}\,. \tag{45}$$

Для замикання робочого тиристора *VS2* відмикаються тиристори *VS7* і *VS8*, і процес повторюється.

Для даного типу інвертора характерним є багатократний заряд і розряд конденсатора *C* за один період (для однофазної схеми - чотирикратний, для трифазної - шестикратний). У зв'язку з цим такі інвертори застосовуються на порівняно низьких частотах. Комутуючий конденсатор *C* в даній схемі використовується ефективно.

В приведеній схемі інвертора загальний комутуючий пристрій використовується для одночасної комутації струму у всіх тиристорах анодної або катодної групи *m*- фазного інвертора.