Міністерство освіти і науки України Запорізька державна інженерна академія

ОСНОВИ ТЕОРІЇ АВТОНОМНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Частина 2 "Інвертори напруги" для студентів спеціальності "Електронні системи"



Запоріжжя 2009 Навчальний посібник за курсом "Автономні перетворювачі" для студентів спеціальності 7.090803, 8.090803 "Електронні системи" денної і заочної форм навчання / Укладачі: О.О. Махно, В.В. Семенов, О.В. Будьонний, Н.А. Омельчук / За редакцією В.Я. Жуйкова – Запоріжжя: ЗДІА, 2009. – 126 с.

Редактор: В.Я. Жуйков – д.т.н., професор НТУУ (КПІ)

Укладачі: О.О. Махно – к.т.н., доцент;

В.В. Семенов – к. т. н., доцент;

О.В. Будьонний – к.т.н., доцент НТУУ (КПІ)

Н.А. Омельчук – ст. викладач.

В навчальному посібнику розглянуто електромагнітні процеси у схемах інверторів напруги та викладено методи їх розрахунку. Описано засоби регулювання і покращення якості вихідної напруги автономних інверторів.

Рекомендується для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямками підготовки: 0906 "Електротехніка", 0908 "Електроніка" та 0922 "Електромехеніка".

Іл.: 55. Бібл.: 15 назв.

Рецензенти:

А.В. Переверзєв – д.т.н., професор, проректор з науки ЗИЕИТ.

В.В. Артем'єв – к.т.н., доцент кафедри ЕМ ЗДІА

ВСТУП

прийнято перетворювачами Автономними називати перетворювачі, напівпровідникові яких (на відміну y від перетворювачів мережею) відомих використовується штучна комутація. перетворювачів Основними видами автономних € наступні:

- Автономні інвертори струму (AIC);

- Автономні інвертори напруги (AIH);

- Імпульсні перетворювачі постійної напруги (ІППН).

Кожний з перерахованих видів можна розділити на підвиди, наприклад, інвертори струму поділяються на паралельні, послідовні, послідовно-паралельні, резонансні і т.д. Інвертори напруги можна розділити на однофазні і трифазні, з амплітудним чи широтноімпульсним регулюванням. Докладна класифікація відомих схем автономних інверторів є досить складною задачею, що виходить за рамки даної роботи.

Строго кажучи, третій вид автономних перетворювачів (ІППН) не є цілком самостійним, тому що ІППН можна розглядати як підвид інверторів напруги (однотактні АІН), але в даний час ІППН фактично виділилися в окремий напрямок силової електроніки, що має своєрідні схемні рішення і специфічні методи розрахунку.

Цей навчальний посібник присвячено аналізу схем автономних інверторів напруги.

В даний час автономні інвертори напруги знаходять широке застосування в таких пристроях силової електроніки як джерела живлення з ланкою підвищеної частоти, агрегати безперебійного електропостачання, перетворювачі частоти для частотнорегульованого електроприводу змінного струму та інші. Застосування сучасних методів формування вихідної напруги (наприклад, широтноімпульсна чи амплітудно-імпульсна модуляція) дозволяє забезпечити якість вихідної напруги інвертора, що відповідає діючим стандартам, при порівняно невеликих апаратурних витратах.

Нижче розглянуті основи теорії інверторів напруги, а також особливості електромагнітних процесів у найбільш розповсюджених схемах.

1. ОДНОФАЗНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ

1.1 Загальні відомості

Інверторами напруги називаються автономні перетворювачі енергії постійного струму в енергію змінного струму, що формують у навантаженні криву напруги (звичайно прямокутної чи східчастої форми) [1,2,3,4]. Форма струму в навантаженні в цьому випадку визначається параметрами навантаження. Для інверторів напруги характерно, що як джерело енергії повинно використовуватися "жорстке" джерело напруги, близьке по характеристикам до джерела ерс. Особливо це важливо в області високих частот, оскільки, як буде показано нижче, крива вхідного струму інвертора напруги носить розривний характер, точніше, містить ділянки, на яких струм змінюється з дуже великою швидкістю. Практично це приводить до того, що на вході інвертора напруги необхідно встановлювати смнісний чи Г-подібний фільтр. У той же час, інвертори напруги, у порівнянні з інверторами струму, мають такі переваги як жорсткість зовнішньої характеристики і кращі масогабаритні показники.

Інвертори напруги, також як і інвертори струму, можуть бути побудовані по кожній з відомих схем випрямлення. Проте, наприклад, однофазна однонапівперіодна схема не має розповсюдження.

Однофазна мостова схема транзисторного автономного інвертора напруги (AIH), що розглянута нижче в підрозділі 1.2, є однією з найпоширеніших схем такого типу. Ця схема є зручною для первісного вивчення принципу дії інверторів напруги, особливостей структури схем і електромагнітних процесів у них. Крім того, вона використана може бути ЯК базова для отримання основних розрахункових співвідношень.

1.2 Мостова схема

Спрощена схема однофазного мостового транзисторного інвертора напруги показана на рис. 1.1. Треба підкреслити, що на цій схемі не показані елементи пристрою формування траєкторії перемикання силових ключів, а також кола формування сигналів керування, без яких реальна схема інвертора непрацездатна.

Надалі будемо припускати, що і керовані силові ключі (транзистори чи тиристори, що можуть вимикатися), і некеровані силові ключі (діоди) мають властивості ідеальних ключів, а саме:

- падіння напруги від прямого струму дорівнює нулю;
- струми витоків у виключеному стані відсутні;
- часи вмикання і вимикання дорівнюють нулю;
- паразитні індуктивності і ємності відсутні.

Розглянемо роботу схеми інвертора з активно-індуктивним навантаженням при симетричному керуванні, тобто за умови, що транзистори VT1, VT4 вмикаються одночасно і знаходяться у відкритому стані 180 градусів, а транзистори VT3, VT2 теж вмикаються одночасно, але зі зсувом по фазі на 180 градусів стосовно першої пари транзисторів. Часові діаграми електромагнітних процесів у схемі показані на рис. 1.2, де $\mathcal{G} = \omega t$ - так званий, безрозмірний час (точніше, незалежна змінна - в кутових одиницях).

транзисторів VT1, VT4 При вмиканні точка a схеми підключається до позитивного затиску джерела живлення, а точка b до негативного. При цьому в навантаженні наростає струм і_н у напрямку, зазначеному на схемі, причому полярність ерс самоіндукції в цьому випадку заважає збільшенню струму в контурі. У момент $\mathcal{G} = \pi$ транзистори VT1, VT4 вимикаються і колишній контур струму навантаження розмикається. Але, завдяки енергії, що запасена в індуктивності навантаження L, струм навантаження підтримується за рахунок ерс самоіндукції, при цьому знак цієї ерс змінюється на зворотній, що приводить до вмикання діодів VD3, VD2. При вмиканні діода VD3 точка b схеми підключається до позитивного затиску джерела живлення, а точка а - до негативного.

Таким чином, полярність напруги на навантаженні \mathcal{U}_{μ} змінюється на зворотну, незалежно від того, чи відкрити транзистори VT2, VT3, чи ні. На цьому інтервалі струм навантаження протікає від індуктивності навантаження через діод VD3, через джерело E_d і через діод VD2 у навантаження. При цьому забезпечується повернення енергії, запасеної в індуктивності навантаження, назад у джерело живлення. Тому діоди, включені в схемі інвертора паралельно транзисторам, називаються зворотними діодами. силовим Для нормальної роботи схеми необхідно, щоб до моменту спаду струму навантаження до нуля, транзистори VT2, VT3 були відкрити. Тоді на другому інтервалі буде забезпечено повторення всіх процесів з іншою полярністю струму.



Рис. 1.1 - Спрощена схема однофазного мостового транзисторного інвертора напруги



Рис. 1.2 - Часові діаграми процесів у схемі

На рис. 1.2(а) позначені інтервали провідності силових напівпровідникових приладів:

- λ_l інтервал провідності діодів VD1, VD4;
- λ_2 інтервал провідності транзисторів VT1, VT4;
- λ_3 інтервал провідності діодів VD2, VD3;
- λ_4 інтервал провідності транзисторів VT2, VT3.

Як видно з кривих, показаних на цьому рисунку, тривалість протікання струму через силові напівпровідникові прилади залежить від характеру навантаження: при чисто активному навантаженні зворотні діоди взагалі не проводять струм, а тривалість протікання струму через транзистори досягає 180 електричних градусів. З ростом реактивної складової опору навантаження, момент переходу струму навантаження через нуль зміщається назад, тривалість протікання струму через зворотні діоди збільшується, а через транзистори – зменшується. У граничному випадку, при чисто індуктивному навантаженні, струм, змінюючись по лінійному закону, переходить через нуль у момент $\mathcal{G} = \frac{\pi}{2}$ і тривалості протікання струму в транзисторах і зворотних діодах стають рівними.

На рис. 1.2(б) представлена крива вхідного струму інвертора i_{ex} , котра показує, що протягом першої напівхвилі вихідної напруги u_{μ} крива вхідного струму i_{ex} збігається з кривої струму навантаження i_{μ} , у момент зміни полярності вихідної напруги u_{μ} , крива вхідного струму i_{ex} перетерплює розрив і протягом другої напівхвилі вихідної напруги крива вхідного струму повторює криву струму навантаження, але зі зворотною полярністю. Середнє значення вхідного струму I_d визначає активну потужність, що відбирається від джерела живлення. Розривний характер кривої вхідного струму інвертора висуває жорсткі вимоги до вихідного опору джерела живлення, особливо в області високих частот. Тому в реальних схемах на вході АІН установлюється ємнісний фільтр $C_{\phi l}$, що на рис. 1.1 показаний пунктиром (формально, джерело ерс шунтувати ємністю не має сенсу, але реальні джерела напруги мають певний вихідний опір і, відповідно, на практиці ємність $C_{\phi l}$, необхідна).

На рис. 1.2(в, г, д) показані криві напруги між колектором і емітером транзистора VT1 u_{kl} , струму колектора транзистора VT1 i_{kl} і струму зворотного діода VD1 i_{al} , відповідно. Після закінчення

процесів комутації амплітуда колекторної напруги U_{km} і амплітуда зворотної напруги діода U_{bm} дорівнюють напрузі джерела живлення E_d , тобто $U_{km} = U_{bm} = E_d$.

Як видно з кривої колекторної напруги u_{kl} , (див. рис. 1.2), при вимиканні транзистора колекторна напруга наростає при наявності повного струму навантаження в силовому ключі. Таким чином, нормальна робота схеми можлива лише при використанні цілком керованих силових напівпровідникових приладів, що забезпечують можливість примусової комутації струму. Застосування приладів з неповним керуванням (тиристорів) у схемах АІН можливе лише при використанні спеціальних вузлів штучної комутації [1,4,5,7], що забезпечують формування зворотної напруги на тиристорі, що вимикається.

Неважко бачити, що при прийнятих вище допущеннях, робота однофазної мостової схеми АІН може бути описана системою рівнянь, що містять комутаційну функцію [5]:

$$\begin{cases} u_{\mu} = E_{d} \cdot F_{K} \\ i_{\sigma x} = i_{\mu} \cdot F_{K} \end{cases}, \qquad (1.1)$$

де

$$F_{K} = \begin{cases} +1 \ npu \ 0 < \vartheta < \pi \\ -1 \ npu \ \pi < \vartheta < 2\pi \end{cases}$$
(1.2)

Як відомо [6], ця функція може бути представлена рядом Фур'є:

$$F_K = \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{k=1,3,5\dots}^{k=\infty} \frac{1}{k} \cdot \sin k \vartheta.$$
(1.3)

Тоді, використовуючи (1.1) і припускаючи в (1.3) $\kappa = 1$, можна визначити амплітуду першої гармоніки вихідної напруги інвертора:

$$U_{H(1)m} = \frac{4}{\pi} E_d = 1,27E_d \tag{1.4}$$

і, відповідно, діюче значення цієї напруги:

$$U_{H(1)} = \frac{U_{H(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_d = 0.9E_d.$$
(1.5)

При активно-індуктивному характері навантаження повний опір навантаження для k-ої гармоніки вихідної напруги дорівнює:

$$Z_{(k)} = \sqrt{R^2 + (k\omega L)^2} .$$
 (1.6)

Відповідно, миттєве значення *k*-ої гармоніки струму навантаження описується рівнянням:

$$i_{\mu(k)} = \frac{U_{\mu(k)m}}{Z_{(k)}} \cdot \sin(k\theta - \varphi_{(k)}) = I_{\mu(k)m} \sin(k\theta - \varphi_{(k)}), \qquad (1.7)$$

де $U_{\mu(k)m}$ - амплітуда k-ої гармоніки вихідної напруги;

*I*_{*н(k)m*} - амплітуда *k* -ої гармоніки струму навантаження;

 $\varphi_{(k)} = arctg \frac{k\omega L}{R}$ - кут зсуву між *k*-ми гармоніками струму і

напруги навантаження.

З рівнянь (1.3), (1.6) і (1.7) випливає, що амплітуди вищих гармонік у струмі навантаження швидко убувають: пропорційно, приблизно, квадрату номера гармоніки. Тому в більшості випадків вищими гармоніками струму навантаження можна зневажити і вважати, що крива струму навантаження є близькою до синусоїди.

Тоді, використовуючи (1.7), у якому припускаємо k = 1, можна визначити середнє значення I_k колекторного струму транзистора:

$$I_{k} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_{(1)}}^{\pi} I_{\mu(1)m} \sin(\vartheta - \varphi_{(1)}) d\vartheta = \frac{I_{\mu(1)m}}{2\pi} (1 + \cos\varphi_{(1)}).$$
(1.8)

де $I_{\mu(k)m}$ - амплітуда першої гармоніки струму навантаження;

$$\varphi_{(1)} = arctg \frac{\omega L}{R}$$
 - кут зсуву між першими гармоніками струму і

напруги навантаження.

Аналогічно можна визначити і середнє значення I_a анодного струму зворотного діода:

$$I_{a} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\varphi_{(1)}} I_{\mu(1)m} \sin(\vartheta - \varphi_{(1)}) d\vartheta = \frac{I_{\mu(1)m}}{2\pi} (\cos \varphi_{(1)} - 1) .$$
(1.9)

Сума виразів (1.8) і (1.9) дає середнє значення струму однієї вертикалі моста, а подвоївши результат одержимо середнє значення вхідного струму інвертора I_d :

$$I_{d} = 2(I_{k} + I_{a}) = \frac{2}{\pi} I_{\mu(1)m} \cos \varphi_{(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{\mu(1)} \cos \varphi_{(1)}. \quad (1.10)$$

де $I_{H(1)m}$, $I_{H(1)}$ - амплітудне і діюче значенні першої гармоніки струму навантаження, відповідно.

Неважко переконатися, що вираз (1.10) можна одержати і з умови рівності активних потужностей на вході і виході інвертора.

Спектральний склад вхідного струму інвертора (при допущенні про синусоїдальність струму навантаження) можна одержати або розклавши в ряд Фур'є криву вхідного струму (див. рис. 1.2(б)), або помноживши рівняння (1.7) на комутаційну функцію, представлену у виді ряду (1.3) [5]. Цікаво, що для одержання середнього значення й амплітуди першої гармоніки пульсацій вхідного струму досить використовувати тільки перші два члени ряду (1.3). Проте, цей спосіб приводить до досить громіздких тригонометричних викладень. Можна показати, що розкладання в ряд Фур'є кривої вхідного струму, що складається з відрізків синусоїди і за формою схожа на криву вхідної протиерс інвертора відомого мережею, дає рівняння дуальні стосовно рівнянь, отриманих для інвертора відомого мережею [1,4].

Дійсно, крива вхідного струму на межкомутаційному інтервалі описується рівнянням:

$$i_{ex} = I_{\mu(I)m} \sin(\vartheta - \varphi_{(I)}). \tag{1.11}$$

При цьому період повторюваності кривої вхідного струму в два рази менше, ніж період вихідного струму. Таким чином, частота першої гармоніки пульсацій вхідного струму в два рази вище частоти вихідної напруги.

Тоді, відповідно до загальних правил обчислення коефіцієнтів ряду Фур'є [6], косинусний коефіцієнт A_k ряду Фур'є для спектра вхідного струму, дорівнює:

$$A_{k} = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\pi} I_{H(I)m} \sin(\theta - \varphi_{(I)}) \cos 2k\theta \cdot d\theta = \frac{8k \sin \varphi_{(I)} I_{H(I)m}}{\pi(4k^{2} - I)} , \quad (1.12)$$

і, відповідно, синусний коефіцієнт B_k :

$$B_{k} = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\pi} I_{\mu(I)m} \sin(\vartheta - \varphi_{(I)}) \sin 2k\vartheta \cdot d\vartheta = \frac{4\cos\varphi_{(I)}I_{\mu(I)m}}{\pi(4k^{2} - I)} .$$
(1.13)

Таким чином, амплітуда k-ої гармоніки пульсацій вхідного струму $I_{ex(k)m}$ повинна обчислюватися як корінь квадратний із суми квадратів синусного і косинусного коефіцієнтів ряду Фур'є і, відповідно, визначається співвідношенням:

$$I_{ex(k)m} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} = \frac{4I_{H(l)m}}{\pi} \cdot \frac{1}{4k^2 - l} \sqrt{\cos^2 \varphi_{(l)} + 4k^2 \sin^2 \varphi_{(l)}} \quad (1.14)$$

Отриманий вираз можна спростити, якщо врахувати, що:

$$\frac{4I_{H(1)m}}{\pi}\cos\varphi_{(1)} = 2\frac{2\sqrt{2}}{\pi}I_{H(1)}\cos\varphi_{(1)} = 2I_d \; .$$

Тоді остаточно, будемо мати:

$$I_{ex(k)m} = \frac{2I_d}{4k^2 - 1} \sqrt{1 + 4k^2 t g^2 \varphi_{(1)}} \quad . \tag{1.15}$$

Як видно з (1.15), амплітуди вищих гармонік у кривій вхідного пропорційно, приблизно, квадрату струму убувають номера гармоніки. Тому в інженерних розрахунках ними, звичайно, можна зневажити. Амплітуда першої гармоніки пульсацій вхідного струму обчислюється по (1.15) при k = l і є функцією величини і фази струму Зокрема, реактивному навантаження. при чисто характері (при $\varphi_{(1)} = \frac{\pi}{2}$) рівняння (1.15) використовувати навантаження неможливо, тому що середнє значення вхідного струму стає рівним – нескінченності. нулю, а $tg\varphi_{(1)}$ У цьому випадку, варто використовувати рівняння (1.14), що після підстановки k = l і $\varphi_{(1)} = \pi/2$ дає:

$$I_{ex(1)m} = \frac{4I_{H(1)m} \cdot 2}{\pi \cdot 3} = \frac{4}{3} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{H(1)} = 1, 2I_{H(1)}.$$
 (1.16)

Порівнявши рівняння (1.10) і (1.16) неважко зробити висновок, що зі збільшенням реактивності навантаження (при постійній величині струму в навантаженні) відбувається швидке падіння середнього значення вхідного струму інвертора, але амплітуда першої гармоніки пульсацій цього струму не тільки не зменшується, а навіть росте. При цьому, відповідно до рівнянь (1.8) і (1.9) трохи зменшується струм колектора силових транзисторів і істотно росте анодний струм зворотних діодів. Таким чином, в АІН компенсація реактивної потужності навантаження забезпечується за рахунок джерела вхідної ерс, точніше, за рахунок ємності вхідного фільтра, через який повинна замкнутися змінна складова вхідного струму інвертора.

1.3 Напівмостова схема

Однофазна напівмостова схема інвертора напруги дуже часто застосовується в джерелах живлення з проміжною ланкою підвищеної частоти, а також може служити елементарним осередком трифазного АІН. У схемі інвертора, що показана на рис. 1.3, одна вертикаль однофазного моста замінена ємнісним дільником напруги з конденсаторів $C_{\phi 1}$ та $C_{\phi 2}$, що створюють штучну нульову точку в



Рис. 1.3 - Схема однофазного напівмостового інвертора напруги



Рис. 1.4 - Часові діаграми процесів у схемі

джерелі живлення. Індуктивність L_{ϕ} заважає попаданню змінної складової вхідного струму в джерело живлення E_d . Як і в попередньому випадку, будемо вважати елементи схеми ідеальними.

Розглянемо роботу схеми інвертора при симетричному керуванні, тобто за умови, що транзистори VT1, і VT2 вмикаються почергово зі зсувом по фазі на 180 градусів. Часові діаграми електромагнітних процесів у схемі показані на рис. 1.4.

При вмиканні транзистора VT1 точка b схеми підключається до позитивного затиску джерела живлення, а точка а залишається підключеною до штучної нульової точки джерела живлення. При цьому до навантаження прикладається напруга u_{μ} , що рівна напрузі ємності C_{dl} і, приблизно, рівна $E_d/2$, а в навантаженні наростає струм i_{μ} у напрямку, зазначеному на схемі. У момент $\mathcal{G} = \pi$ транзистор VT1 вимикається і контур струму навантаження розмикається. Однак, завдяки енергії, накопиченої в індуктивності навантаження L, струм навантаження i_{μ} підтримується за рахунок ерс самоіндукції індуктивності L, що приводить до вмикання діода VD2. Таким чином, точка b схеми підключається до негативного затиску джерела живлення, полярність напруги u_{μ} на навантаженні міняється на зворотну, і енергія, що була накопичена в індуктивності L, повертається в ємність Сф2, тобто в нижню половину ємнісного дільника. Для нормальної роботи схеми необхідно, щоб до моменту спаду струму навантаження до нуля, транзистор VT2 був відкритий, що забезпечує повторення всіх процесів в схемі з іншою полярністю струму.

Таким чином, особливістю напівмостового варіанта схеми є те, що накопичення енергії в індуктивність навантаження походить від однієї половини ємнісного дільника (наприклад, від C_{ϕ_1}), а її повертання здійснюється в іншу половину (відповідно, в C_{ϕ_2}). Це при певних умовах може викликати зміну потенціалу штучної нульової точці.

На рис. 1.4 (а) позначені інтервали провідності силових напівпровідникових приладів:

- λ_l інтервал провідності діода VD1;
- λ_2 інтервал провідності транзистора VT1;
- λ_3 інтервал провідності діода VD2;

- λ_4 - інтервал провідності транзистора VT2.

Як випливає з принципу дії схеми, амплітуда $U_{\mu m}$ вихідної напруги інвертора в цьому випадку в два рази менше, ніж в однофазному мостовому варіанті:

$$U_{HM} = \frac{E_d}{2} , \qquad (1.17)$$

де E_d - середнє значення повної напруги джерела живлення.

Діюче значення першої гармоніки вихідної напруги $U_{h(l)}$ можна розрахувати використав (1.3) при k = l:

$$U_{H(I)} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{E_d}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_d = 0,45E_d.$$
(1.18)

Але, амплітуди напруг на силовому транзисторі U_{km} і, відповідно, на зворотному діоді U_{bm} , залишаються такими ж, як і в мостовій схемі:

$$U_{km} = U_{bm} = E_d. (1.19)$$

Аналіз кривих струмів силових напівпровідникових приладів показує, що середні значення колекторних і анодних струмів у напівмостовій схемі збігаються з відповідними значеннями струмів в однофазній мостовій схемі. Але, середнє значення струму, що відбирається від однієї половини джерела живлення в цьому випадку в два рази менше, ніж в однофазній мостовій схемі АІН.

Таким чином, у напівмостовій схемі, у порівнянні з мостовою схемою, зменшується в два рази напруга на навантаженні і, відповідно, зменшується в два рази середнє значення струму, що відбирається від джерела живлення.

Слід зазначити, що відносна встановлена потужність силових напівпровідникових приладів і в цієї, і в іншій схемах однакові, тому що скорочення в два рази кількості транзисторів і діодів у напівмостовій схемі, у порівнянні з мостовим варіантом, приводить до відповідного зменшення потужності навантаження через зменшення вихідної напруги.

Напівмостова схема зручна для джерел живлення з проміжною ланкою підвищеної частоти і безтрансформаторним входом. Оскільки вихідна напруга джерел живлення, як правило, невелика, а напруга в ланці постійного струму, що сформована некерованим випрямлячем при живленні від стандартної мережі, складає величини порядку сотень вольт, то узгодження цієї напруги з вихідною, забезпечується за рахунок відповідного коефіцієнта трансформації високочастотного трансформатора. З ростом частоти зменшується число витків первинної обмотки, і необхідне число витків вторинної обмотки цього трансформатора може виявитися менше одиниці. У цьому випадку, використання напівмостового варіанта схеми інвертора, що дозволяє зменшити в два рази напругу первинної обмотки трансформатора, може бути гарним способом рішення проблеми.

Оскільки крива вхідного струму джерела живлення, що показана на рис. 1.4(д), містить інтервали з нульовим струмом, тривалість яких дорівнює напівперіоду вихідної напруги, то частота першої гармоніки пульсацій вхідного струму напівмостового інвертора дорівнює частоті вихідної напруги. У цьому випадку, припускаючи, що крива струму навантаження синусоїдальна й описується рівнянням (1.11), для обчислення косинусного коефіцієнта A_k ряду Фур'є використовуємо наступне співвідношення:

$$A_{k} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} I_{H(I)m} \sin\left(\vartheta - \varphi_{(I)}\right) \cos k\vartheta \cdot d\vartheta =$$
$$= -\frac{I_{H(I)m} \cos \varphi_{(I)}}{\pi (k^{2} - I)} (\cos k\pi + I). \qquad (1.20)$$

де $I_{\mu(1)m}$ - амплітуда першої гармоніки струму навантаження;

 $\varphi_{(l)}$ - кут зсуву першої гармоніки струму навантаження відносно

першої гармоніки вихідної напруги. Відповідно, для синусного коефіцієнта *В_k* будемо мати:

$$B_{k} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} I_{\mu(1)m} \sin\left(\vartheta - \varphi_{(1)}\right) \sin k\vartheta \cdot d\vartheta =$$
$$= \frac{I_{\mu(1)m} k \sin \varphi_{(1)}}{\pi (k^{2} - 1)} (\cos k\pi + 1). \qquad (1.21)$$

Таким чином, амплітуда *k*-ої гармоніки пульсацій вхідного струму дорівнює:

$$I_{ex(k)m} = \sqrt{\left(A_k^2 + B_k^2\right)} = \frac{I_{H(l)m}(\cos k\pi + l)}{\pi(k^2 - l)} \sqrt{\cos^2 \varphi_{(l)} + k^2 \sin^2 \varphi_{(l)}} .$$
(1.22)

Як видно з отриманого рівняння, у спектрі вхідного струму присутні лише парні гармоніки, тому що при непарних k обертається в нуль чисельник дробі. Крім того, рівняння (1.22) не дає можливості обчислити першу гармоніку пульсацій вхідного струму, тому що при

k = l виходить невизначеність типу $\frac{0}{0}$. Обчислити необхідні коефіцієнти можна, якщо в початкових рівняннях покласти k = l. Тоді, косинусний коефіцієнт Фур'є для першої гармоніки A_l буде дорівнює:

$$A_{l} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} I_{\mu(l)m} \sin\left(\vartheta - \varphi_{(l)}\right) \cos\vartheta \cdot d\vartheta = -\frac{I_{\mu(l)m}}{2} \sin\varphi_{(l)}, \quad (1.23)$$

і, відповідно, синусний коефіцієнт B_l :

$$B_{l} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} I_{H(l)m} \sin\left(\vartheta - \varphi_{(l)}\right) \sin\vartheta \cdot d\vartheta = \frac{I_{H(l)m}}{2} \cos\varphi_{(l)}. \quad (1.24)$$

Таким чином, амплітуда першої гармоніки пульсацій вхідного струму $I_{ex(1)m}$ рівна:

$$I_{ex(1)m} = \sqrt{\left(A_1^2 + B_1^2\right)} = \frac{I_{H(1)m}}{2} \sqrt{\cos^2 \varphi_{(1)} + \sin^2 \varphi_{(1)}} = \frac{I_{H(1)m}}{2}.$$
 (1.25)

Як випливає з отриманого співвідношення, амплітуда першої гармоніки пульсацій вхідного струму в напівмостовій схемі інвертора не залежить від фазового зсуву струму навантаження, а визначається тільки амплітудою струму навантаження. Для практичних розрахунків зручніше використовувати не амплітуду струму навантаження $I_{\mu(I)m}$, а діюче значення цього струму $I_{\mu(I)}$. Тоді співвідношення (1.25) можна переписати в наступному виді:

$$I_{ex(1)m} = \frac{\sqrt{2I_{H(1)}}}{2} = \frac{I_{H(1)}}{\sqrt{2}}.$$
 (1.26)

Порівняння співвідношень (1.16) і (1.26) дозволяє зробити висновок, що в гіршому випадку (при $\varphi_{(1)} = \pi/2$) амплітуда першої гармоніки пульсацій вхідного струму в мостовій схемі майже в два рази більше, ніж у напівмостовій. Однак, оскільки частота першої гармоніки пульсацій вхідного струму в напівмостовій схемі в два рази нижче, ніж у мостовій, необхідні величини ємності фільтра й у тім, і в іншому випадку практично однакові, але в напівмостовій схемі таких конденсаторів треба два. Таким чином, з погляду встановленої потужності вхідного фільтра, напівмостовий варіант схеми інвертора менш економічний.

У той же час, слід зазначити, що штучна нульова точка, що створена за рахунок поділу ємності вхідного фільтра в напівмостовому варіанті схеми, дозволяє вирішити проблему постійного підмагнічування вихідного трансформатора, що майже завжди виникає в транзисторних АІН через нерівність тривалості позитивної і негативної напівхвиль вихідної напруги. Причинами такої нерівності можуть бути як неточності системи керування, так і розкид параметрів силових транзисторів. Зокрема, це характерно для біполярних транзисторів, у яких через різний ступінь насичення спостерігається відчутна різниця приладів між часами розсмоктування. У високочастотних АІН це викликає появу постійної складової у вихідній напрузі, що, у свою чергу, створює постійну складову в струмі первинної обмотки трансформатора, а це приводить насичення сердечника трансформатора повної i відмови ДО перетворювача.

У напівмостовій схемі з розділеним фільтровим конденсатором постійна складова у вихідній напрузі виникати не може, тому що несиметрія тривалості напівхвиль компенсується зміною напруги на фільтрових конденсаторах, тобто зміною потенціалу штучної нульової точки. У мостовій схемі інвертора, для запобігання появи постійної складової в первинній обмотці трансформатора, можна включити спеціальну, розділювальну ємність.

1.4 Схема з виводом нульової точки трансформатора

Однофазна схема інвертора з виводом нульової точки трансформатора застосовується в блоках живлення (у тому числі і з проміжною ланкою підвищеної частоти) у випадках, коли вхідна напруга невелика (наприклад, при живленні від акумуляторної батареї) і для підвищення ккд перетворювача бажано зменшити падіння напруги у вхідному колі.

У схемі інвертора, показаній на рис. 1.5, замість двох силових транзисторів однофазного моста, що мають спільний потенціал колекторів, включений трансформатор Т, первинна обмотка якого має нульової чином, первинна вивід точки. Таким обмотка трансформатора складається з двох напівобмоток, кожна з яких має число витків w₁. Відповідно, вторинна обмотка має число витків w₂. Як і в попередньому випадку, будемо вважати елементи схеми ідеальними. Для трансформатора це означає рівність нулю струму намагнічування, а також рівність нулю активного опору обмоток і відсутність індуктивностей розсіювання обмоток.

Розглянемо роботу схеми інвертора при симетричному керуванні, тобто за умови, що транзистори VT1 і VT2 вмикаються почергово зі зсувом по фазі на 180 градусів. Часові діаграми електромагнітних процесів у схемі показані на рис. 1.6.

При вмиканні транзистора VT1 вивід А первинної обмотки трансформатора підключається до негативного затиску джерела живлення, а нульова точка залишається підключеною до позитивного затиску джерела живлення. Таким чином, напруга u_{1A} , що прикладена до первинної напівобмотці трансформатора Т, дорівнює напрузі джерела живлення E_d. При цьому на обмотках трансформатора виникають ерс із полярністю, позначеною на рис. 1.5 без кружечків. Оскільки число витків первинних напівобмоток трансформатора амплітуда напрузі однаково, U_{km} на колекторі виключеного транзистора VT2 і, відповідно, амплітуда зворотної напрузі U_{bm} , що прикладена до діода VD2, дорівнює подвоєній напрузі джерела живлення:

$$U_{km} = U_{bm} = 2E_d \,. \tag{1.27}$$

Відповідно, до навантаження прикладається напруга u_{μ} , що рівна ерс вторинної обмотки трансформатора e_2 :

$$u_2 = e_2 = k_T E_d \,, \tag{1.28}$$

де $k_T = \frac{w_2}{w_I}$ – коефіцієнт трансформації трансформатора;

 E_d - середнє значення напруги живлення.

Під впливом ерс вторинної обмотки трансформатора e_2 в навантаженні наростає струм i_{μ} у напрямку, зазначеному на схемі. Так само, як і в попередніх схемах, ерс самоіндукції індуктивності навантаження L перешкоджає збільшенню струму в контурі.

У момент $\mathcal{G} = \pi$ транзистор VT1 вимикається, і контур струму навантаження розмикається. Однак, завдяки енергії, що накопичена в індуктивності навантаження L, струм навантаження i_{H} підтримується за рахунок ерс самоіндукції, при цьому змінюються на зворотні знаки ерс всіх обмоток трансформатора (відповідні полярності позначені на схемі в кружечках), потенціал точки X знижується до нуля, що приводить до вмикання діода VD2. При цьому енергія, що запасена в індуктивності навантаження L, повертається назад у джерело живлення.



Рис. 1.5 - Схема однофазного АІН з виводом нульової точкі трансформатора



Рис. 1.6 - Часові діаграми процесів у схемі

Для нормальної роботи схеми необхідно, щоб до моменту спаду струму навантаження до нуля, транзистор VT2 був відкритий, що забезпечує повторення всіх процесів в схемі з іншою полярністю струмів і напруг.

Неважко бачити, що електромагнітні процеси в розглянутій схемі на вторинній стороні трансформатора збігаються з процесами в навантаженні в однофазній мостовій схемі інвертора.

Тоді, використовуючи (1.5) і (1.28) можна встановити зв'язок між діючим значенням першої гармоніки вихідної напруги $U_{h(l)}$ інвертора і напругою джерела живлення E_d :

$$U_{H(I)} = \frac{U_{H(I)m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} k_T E_d = 0.9 k_T E_d.$$
(1.29)

Так саме, як і в однофазній мостовій схемі, струм навантаження i_{H} описується співвідношеннями (1.6) і (1.7), при цьому очевидно, що діюче значення струму вторинної обмотки I_2 трансформатора дорівнює діючому значенню струму навантаження I_{H} . Миттєві значення струму первинної обмотки трансформатора i_{1A} та i_{1X} і, відповідно, миттєві значення струмів силових напівпровідникових приладів i_{k1} та i_{k2} , зв'язані з миттєвими значеннями струму вторинної обмотки i_2 через коефіцієнт трансформації k_T . Дійсно, як відомо [8], намагнічувальні сили первинної і вторинної обмоток трансформатора повинні бути рівні $i_1w_1 = i_2w_2$, отже, миттєве значення струму первинної напівобмотки:

$$i_{IA} = \frac{w_2}{w_I} i_2 = k_T i_2. \tag{1.30}$$

З урахуванням (1.30), припускаючи струм навантаження i_{μ} синусоїдальним, неважко одержати співвідношення для середніх значень колекторного струму I_k силового транзистора:

$$I_{k} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_{(l)}}^{\pi} k_{T} I_{\mu(l)m} \sin(\vartheta - \varphi_{(l)}) d\vartheta = \frac{k_{T} I_{\mu(l)m}}{2\pi} (l + \cos\varphi_{(l)}), \quad (1.31)$$

і, відповідно, анодного струму I_a зворотного діода:

$$I_{a} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\varphi_{(I)}} k_{T} I_{\mu(I)m} \sin(\vartheta - \varphi_{(I)}) d\vartheta = \frac{k_{T} I_{\mu(I)m}}{2\pi} \left(\cos\varphi_{(I)} - I\right). \quad (1.32)$$

де $I_{\mu(1)m}$ - амплітуда струму навантаження.

Оскільки в схемі міститься два плечі, то середнє значення вхідного струму визначається так само, як і в мостовій схемі:

$$I_{d} = 2(I_{k} + I_{a}) = \frac{2}{\pi} k_{T} I_{2(1)m} \cos \varphi_{(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} k_{T} I_{2(1)} \cos \varphi_{(1)}.$$
 (1.33)

Відзначимо, що встановлена потужність силових напівпровідникових приладів у розглянутій схемі така ж, як і в однофазній мостовій схемі, але в даному випадку зменшення в два рази числа напівпровідникових приладів компенсується подвоєнням робочих напруг на приладах.

Криві струмів у первинних напівобмотках трансформатора мають такий же вид, як криві вхідного струму в напівмостовій схемі інвертора (наприклад, крива на рис. 1.4(д)). Оскільки криві струмів в первинній і вторинній обмотках мають різну форму, тоді і розрахункові потужності обмоток теж будуть різними. Дійсно, струм вторинної обмотки трансформатора дорівнює струму навантаження і, відповідно, розрахункова потужність вторинної обмотки S_2 , визначається добутком діючих значень струму і напруги:

$$S_2 = E_2 I_2. (1.34)$$

При допущенні про синусоїдальність струму навантаження i_{μ} , діюче значення струму вторинної обмотки I_2 дорівнює діючому значенню першої гармоніки струму навантаження $I_{\mu(I)}$. Що ж стосується діючого значення ерс вторинної обмотки E_2 , то оскільки вона має прямокутну форму, її діюче значення більше, ніж діюче значення першої гармоніки напруги навантаження $U_{\mu(I)}$.

Тоді, використовуючи (1.28) і (1.29), будемо мати:

$$E_2 = k_T E_d = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{H(I)} = 1,11 \cdot U_{H(I)} , \qquad (1.35)$$

і, відповідно, після підстановки (1.35) у (1.34), одержимо:

$$S_2 = I, II \cdot U_{H(I)}I_{H(I)} = I, IIS_{H(I)} .$$
(1.36)

де S₂ - розрахункова потужність вторинної обмотки трансформатора;

S_{н(1)} - повна потужність навантаження по першої гармоніки.

Як випливає з принципу дії схеми, струм первинної напівобмотки трансформатора, наприклад i_{IA} , що існує лише на інтервалах провідності силового транзистора VT1 або зворотного діода VD1, описується рівнянням:

$$i_{I} = k_{T}i_{2} = k_{T}\sqrt{2}I_{\mu(I)}\sin(\vartheta - \varphi_{(I)}).$$
 (1.37)

Причому в кожній напівобмотці цей струм існує протягом лише одного напівперіоду. Тоді діюче значення струму первинної обмотки I_1 можна знайти по визначенню:

$$I_{I} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\pi} i_{I}^{2} d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\pi} (k_{T} \sqrt{2} I_{H(I)} \sin(\vartheta - \varphi_{(I)}))^{2} d\vartheta} = \frac{k_{T} I_{H(I)}}{\sqrt{2}}.$$
 (1.38)

Отже, розрахункова потужність двох первинних напівобмоток S_1 дорівнює:

$$S_{I} = 2E_{I}I_{I} = 2\frac{E_{2}}{k_{T}} \cdot \frac{k_{T}I_{2(I)}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}}U_{H(I)}I_{H(I)} = \frac{\pi}{2}S_{2(I)} . \quad (1.39)$$

де E_1, I_1 - діючі значенні ерс і струму первинної обмотки, відповідно; E_2 - діюче значення ерс вторинної обмотки;

U_{*H*(*I*)}, *I_H(<i>I*)</sub> - діючі значенні перших гармонік напруги і струму навантаження, відповідно;

 $S_{\scriptscriptstyle H(I)}$ - повна потужність навантаження по першої гармоніки.

Тепер, використовуючи (1.36) і (1.39), можна визначити розрахункову встановлену (типову) потужність трансформатора S_T , що обчислюється як середнє арифметичне від розрахункових потужностей первинної S_1 і вторинної S_2 обмоток трансформатора:

$$S_T = \frac{S_I + S_2}{2} = 1,34 \cdot S_{H(I)}.$$
 (1.40)

Таким чином, встановлена потужність трансформатора в цій схемі на 34% перевищує потужність навантаження, створювану першими гармоніками струму і напруги. Фізично це пояснюється двома причинами: по-перше, криві ерс обмоток трансформатора несинусоїдальні, а потужність навантаження оцінюється по першим гармонікам струму і напруги, і, по-друге, у кожен момент часу на первинній стороні трансформатора одна з напівобмоток струм не проводить і, отже, корисної роботи не здійснює.

Порівнюючи цю схему з однофазною мостовою, слід зазначити, що достоїнством цієї схеми є менша кількість силових ключів у контурі струму і, відповідно, менші втрати в транзисторах у відкритому стані. Ця обставина може мати вирішальне значення в

*I*₂₍₁₎ - діюче значення першої гармоніки струму вторинної обмотки;

перетворювачах, що живляться від низьковольтного джерела (наприклад, від резервного акумулятора в агрегатах безперебійного живлення).

У той же час, ця схема має ряд характерних недоліків:

- як показано вище, у цій схемі гірше використання активних матеріалів вихідного трансформатора;
- у цій схемі неможливо схемними методами компенсувати несиметрію інтервалів провідності силових ключів, причому ця проблема загострюється з ростом робочої частоти;
- при вимиканні силового ключа енергію, що накопичена в індуктивності розсіювання первинної напівобмотки трансформатора, неможливо повернути в джерело, чи скинути в навантаження. Тому ця енергія виділяється у виді втрат, чи у силовому транзисторі, чи у пристрою формування траєкторії перемикання.

1.5 Питання для самоперевірки

1. Що таке автономний інвертор напруги?

2. Чому джерело живлення для автономного інвертора напруги повинне мати характеристику джерела напруги?

3. Який характер повинен мати вихідний опір джерела живлення для автономного інвертора напруги?

4. По яких схемах можуть виконуватися однофазні автономні інвертори напруги?

5. Для чого в схемах автономних інверторів напруги встановлюються зворотні діоди?

6. Чому в схемах автономних інверторів напруги можна використовувати тільки повністю керовані силові прилади (або їх еквіваленти з вузлами штучної комутації)?

8. Як виглядає крива вхідного струму автономного інвертора напруги зібраного по однофазної напівмостової схемі?

9. Як виглядає крива вхідного струму автономного інвертора напруги зібраного по однофазній мостовій схемі?

10. Чому в однофазному автономному інверторі, зібраному по схемі з виведенням нульової точки трансформатора, встановлена потужність трансформатора більша, ніж потужність навантаження?

11. Чому може виникати постійне підмагнічування в осерді вихідного трансформатора?

1.6 Завдання

1. Визначите діюче значення першої гармоніки струму навантаження автономного інвертора напруги, якщо: схема AIH — однофазна мостова, напруга джерела живлення $E_d = 100$ B, частота вихідної напруги $f_2 = 400$ Гц, навантаження є послідовним включенням індуктивності 3 мГн і активного опору 10 Ом.

2. Для умов завдання п.1 визначите середнє значення струму, що споживається від джерела живлення, середнє значення колекторного струму силового ключа і середнє значення анодного струму зворотного діода.

3. Для умов завдання п.1 визначите частоту і амплітуду першої гармоніки пульсацій вхідного струму інвертора.

4. Визначите діюче значення першої гармоніки струму навантаження автономного інвертора напруги, якщо: схема AIH — однофазна напівмостова, напруга джерела живлення $E_d = 100$ B, частота вихідної напруги $f_2 = 400$ Гц, навантаження є послідовним включенням індуктивності 3 мГн і активного опору 10 Ом.

5. Для умов завдання п.4 визначите середнє значення струму, що споживається від джерела живлення, середнє значення колекторного струму силового ключа і середнє значення анодного струму зворотного діода.

6. Для умов завдання п.4 визначите частоту і амплітуду першої гармоніки пульсацій вхідного струму інвертора.

7. Визначите необхідний коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора в схемі АІН з виведенням нульової точки трансформатора, якщо напруга джерела живлення $E_d = 100$ B, величина діючого значення першої гармоніки вихідної напруги $U_{2(1)} = 220$ B.

8. Для умов завдання п.7 визначите середнє значення струму, що споживається від джерела живлення, середнє значення колекторного струму силового ключа і середнє значення анодного струму зворотного діода.

9. Для умов завдання п.7 визначите частоту і амплітуду першої гармоніки пульсацій вхідного струму інвертора.

2. ТРИФАЗНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ

2.1 Загальні відомості

Трифазні автономні інвертори напруги (AIH) широко застосовуються в різноманітних перетворювачах електроенергії таких, як перетворювачі частоти для регульованого електроприводу джерела електроживлення, струму, бортові змінного агрегати безперервного живлення та інші. Незважаючи на те, що теоретично трифазний АІН може бути виконаним по будь-якій трифазній схемі випрямлення, на практиці розповсюдження має тільки трифазна мостова схема. Для навантажень, у яких можлива несиметрія струмів у фазах, використовується варіант схеми з нульовим дротом, а для симетричних навантажень (наприклад, асинхронні двигуни) – без нульового дроту.

Практично, необхідними елементами будь-якого АІН є вхідні та вихідні фільтри, параметри яких суттєво залежать від схеми АІН и засобів керування пристрою. Нижче розглянуті електромагнітні процеси у вказаних схемах та приведені основні співвідношення, що необхідні для розрахунку і проектування пристроїв такого типу.

2.2 Трифазний АІН з нульовим дротом

Одним з найпростіших варіантів схем трифазних АІН є інвертор, складається з трьох однофазних напівмостових інверторів ЩО (аналогічних розглянутому в попередньому розділі), керованих зі зсувом на 120 градусів. Схема інвертора показана на рис. 2.1, а часові діаграми імпульсів керування транзисторами – на рис. 2.2. На рис. 2.3 показані часові діаграми вихідних напруг u_A , u_B , струмів i_A , i_B і лінійної напруги *u*_{AB} між цими фазами при активно-індуктивному відповідають Номера транзисторів навантаженні. черговості формування керуючих імпульсів. Наприклад, позитивна напівхвиля напруги фази А u_A формується при вмиканні транзистора VT1 у момент часу $\mathcal{G} = 0$. Відповідно, негативна напівхвиля u_A формується при вмиканні транзистора VT4 при $\mathcal{G} = \pi$. Амплітуда фазної напруги U_{Am} дорівнює напрузі на верхній ємності фільтра С_{Ф1}, що складає половину напруги джерела живлення, тобто $U_{Am} = \frac{E_d}{2}$. Струм

навантаження фази А i_A замикається через нульовий дріт. При наявності нульового дроту, що з'єднує нульову точку зірки навантаження із середньою точкою вхідного фільтра, кожна фаза інвертора працює незалежно одна від одної.



Рис. 2.1 - Спрощена схема трифазного АІН з нульовим дротом



Рис. 2.2 - Часові діаграми керуючих напруг для транзисторів трифазного АІН

У принципі, можливі два способи керування транзисторами інвертора: із тривалістю керуючих імпульсів 180 градусів, і з тривалістю керуючих імпульсів 120 градусів. Оскільки при другому способі керування форма вихідної напруги залежить від параметрів навантаження [3,5], то в даний час, як правило, використовується лише перший спосіб. При тривалості керуючих імпульсів рівній 180 градусів крива фазної напруги u_{μ} (будь-якої фази, тобто $u_{A} = u_{B} = u_{C} = u_{\mu}$), має прямокутну форму з амплітудою $U_{\mu m} = \frac{E_{d}}{2}$. Відповідно, спектр вихідної напруги однієї фази містить усі непарні

гармоніки, а діюче значення першої гармоніки вихідної напруги одної фази $U_{\mu(1)}$ визначається співвідношенням (1.18):

$$U_{H(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_d = 0.45 E_d.$$
 (2.1)

де $U_{{\scriptscriptstyle \! H}(1)}$ - діюче значення першої гармоніки вихідної напруги одної

фази навантаження;

*E*_{*d*} - середнє значення напруги джерела живлення.

Формування кривої лінійної напруги u_{AB} показано на рис. 2.3.



Рис. 2.3 - Часові діаграми вихідних напруг трифазного АІН

Амплітуда лінійної напруги U_{ABm} дорівнює напрузі E_d , а тривалість імпульсу – 120 градусів. Рівність нулю лінійної напруги відповідає тим моментам, коли фазні напруги рівні. Наприклад, на інтервалі $\frac{2}{3}\pi < 9 < \pi$ одночасно відкриті транзистори VT1 і VT3, отже, потенціали фаз A и B дорівнюють потенціалу верхньої шини моста, а, відповідно, їхня різниця потенціалів дорівнює нулю.

Виходячи з кривої лінійної напруги u_{AB} (прямокутної форми), можна визначити діюче значення повної кривої U_{AB} вихідної напруги:

$$U_{AB} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{0}^{\frac{2\pi}{3}} E_{d}^{2} d\vartheta} = E_{d} \sqrt{\frac{2}{3}} = 0,816E_{d}.$$
 (2.2)

Оскільки лінійна напруга u_{AB} є різницею фазних напруг u_A і u_B , перші гармоніки яких зсунуті на 120 градусів, то при відніманні цих напруг відбувається компенсація третьої гармоніки та вищих гармонік, з номерами кратними трьом. Крім того, діюче значення першої гармоніки лінійної напруги $U_{AB(1)}$, більше діючого значення

першої гармоніки фазної напруги $U_{\mu(1)}$ в $\sqrt{3}$ раз. Тоді, використав (2.1), отримаємо:

$$U_{AB(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_d \cdot \sqrt{3} = 0,78E_d.$$
(2.3)

Форма кривої вхідного струму інвертора залежить від характеру навантаження. На рис. 2.4 показані часові діаграми струму i_A фази A, вхідного струму i_{exn} (позитивної шини моста), вхідного струму i_{exn} (негативної шини моста) і струму нульового дроту i_o при чисто активному навантаженні. Очевидно, що в цьому випадку миттєве значення струму навантаження i_h і струму i_A фази A дорівнює:

$$i_A = i_{\mu} = \frac{E_d}{2R}.$$
(2.4)



Рис. 2.4 - Часові діаграми струмів при активному навантаженні

Протягом періоду вихідної напруги відбувається шість перемикань силових транзисторів і, відповідно, існує шість станів схеми, що чергуються через 60 градусів. Інтервали часу, що відповідають цім станам, пронумеровані на рис. 2.4(а). Відповідно до алгоритму формування керуючих імпульсів, показаному на рис. 2.2, на першому інтервалі відкриті транзистори VT1, VT5 і VT6. Тобто, відкриті два транзистори верхньої групи (що мають спільні колектори) і лише один транзистор нижньої групи (що мають спільні емітери). Отже, до верхньої шини моста підключені дві фази навантаження, а до нижньої - тільки одна. Таким чином, струм верхньої (позитивної) шини моста $i_{exn} = 2i_{\mu}$, а, відповідно, струм

нижньої (негативної) - $i_{gxh} = i_h$. Різниця цих струмів замикається через нульовий дріт.

Через 60 градусів вимикається транзистор VT5 і вмикається транзистор VT2, тепер дві фази навантаження підключені до нижньої шини моста і лише одна до верхньої. Відповідно, струм позитивної шини зменшується в два рази, а струм негативної – збільшується. Різниця цих струмів знову ж замикається через нульовий дріт. Аналогічна зміна структури схеми відбувається при кожному перемиканні силових транзисторів – шість разів за період вихідної напруги.

Таким чином, через нульовий дріт тече струм i_o з амплітудою рівною амплітуді струму фази i_{μ} , але з потрійною частотою. Таку ж частоту мають перші гармоніки змінних складових (пульсацій) вхідного струму в кожній шині моста $i_{exn(3M)(1)}$ і $i_{exh(3M)(1)}$.

Середнє значення вхідного струму $I_{exn} = I_{exn} = I_{exn}$ при активному навантаженні визначається очевидним співвідношенням:

$$I_{ex} = \frac{2i_{\mu} + i_{\mu}}{2} = \frac{3}{2}i_{\mu} . \qquad (2.5)$$

Таким чином, амплітуда змінної складової вхідного струму дорівнює половині струму навантаження (див. рис. 2.4(б,в)) і, відповідно, амплітуда першої гармоніки пульсацій вхідного струму $I_{ex(1)m}$ дорівнює:

$$I_{ex(1)m} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{i_{\mu}}{2} = \frac{2}{\pi} i_{\mu} , \qquad (2.6)$$

причому частота першої гармоніки пульсацій вхідного струму дорівнює потроєній частоті вихідної напруги.

На рис. 2.5 показані криві струмів у схемі при активноіндуктивному характері навантаження (отримані шляхом моделювання за допомогою програми MicroCap).

Оскільки в цьому випадку крива струму навантаження $i_{\mu} = i_A$ складається з відрізків експоненти, то, відповідно, змінився вид кривих вхідного струму i_{exn} і струму нульового дроту i_o . У той же час, неважко бачити, що миттєві значення вхідного струму i_{exn} на парних і непарних інтервалах відрізняються, що приводить до появи в цій кривій складової потрійної частоти.

Спектральний склад вхідного струму інвертора можна визначити, якщо скласти спектри вхідних струмів кожної фазної ланки i_{exA} , i_{exB} , i_{exC} (див. рис. 2.1).



Рис. 2.5 - Часові діаграми струмів при активно-индуктивному навантаженні

Дійсно, відповідно до першого закону Кирхгофа, можна записати:

$$i_{exn} = i_{exA} + i_{exB} + i_{exC} , \qquad (2.7)$$

де *i_{exn}* - миттєве значення струму позитивної шини моста;

 i_{exA} , i_{exB} , i_{exC} - миттєві значення струмів у фазних ланках A, B i C, відповідно.

Спектр вхідного струму фазної ланки, наприклад i_{exA} , можна розрахувати методом комутаційних функцій. Вважаючи, що крива вихідної напруги u_A має прямокутну форму, можна представити напругу фази A як результат множення ерс джерела живлення на комутаційну функцію F_{kA} :

$$u_{A} = \frac{E_{d}}{2} \cdot F_{kA} = \frac{E_{d}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k} \sin k\vartheta, \qquad (2.8)$$

де F_{kA} визначена по (1.2) і (1.3).

У цьому випадку, комплексний опір навантаження для *k*-тої гармоніки $z_{(k)}$ дорівнює:

$$z_{(k)} = R + jk\omega L.$$
(2.9)

Отже, спектр струму навантаження фази A i_A описується наступним тригонометричним рядом:

$$i_{A} = \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} I_{(k)\max} \sin(k\mathcal{G} - \varphi_{(k)}), \qquad (2.10)$$

де
$$I_{(k)\max} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E_d}{2k\sqrt{R^2 + (k\omega L)^2}} = \frac{2E_d}{\pi R} \cdot \frac{1}{k\sqrt{1 + k^2 t g^2 \varphi_{(1)}}};$$
 (2.11)

$$tg\varphi_{(k)} = \frac{k\omega L}{R} = ktg\varphi_{(1)}.$$
(2.12)

Величини $I_{(k)\max}$ і $\varphi_{(k)}$, що використаються в рівнянні (2.10) – амплітуда і фаза k-тої гармоніки струму навантаження, відповідно.

Як випливає з принципу дії напівмостової схеми АІН, струм верхньої половини схеми існує тільки на інтервалі від нуля до π (див. рис. 1.4(д)). Отже, для розрахунку кривої вхідного струму фазної ланки можна використати комутаційну функцію наступного виду:

$$F'_{k} = \frac{1 + F_{kA}}{2} . (2.13)$$

Підставивши (1.1) у (2.13) легко переконатися, що:

$$F_{k}' = \begin{cases} 1 & npu & 0 < \vartheta < \pi \\ 0 & npu & \pi < \vartheta < 2\pi \end{cases}$$
(2.14)

Тоді, використовуючи (2.13) можна записати:

$$i_{exA} = i_A \cdot F'_{kA} = i_A \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}F_{kA}\right).$$
 (2.15)

Після підстановки (2.10) і (1.3) у (2.15) одержимо:

$$i_{exA} = \left[\sum_{k=1,3..}^{k=\infty} I_{(k)\max} \sin(k\vartheta - \varphi_{(k)})\right] \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{i=1,3..}^{i=\infty} \frac{1}{i} \sin i\vartheta\right).$$
(2.16)

Індекси членів ряду комутаційної функції в (2.16) замінені на i, оскільки перемножування рядів повинно виконуватися почленно. Після розкриття дужок у вираженні для i_{exA} можна виділити дві складові, одна з яких i'_{exA} містить непарні гармоніки, кратні частоті вихідної напруги, що утворяться після перемножування ряду для вихідного струму i_A на 1/2, а друга складова i''_{exA} містить парні гармоніки, що утворяться після перемножування ряді для Перша складова i'_{exA} дорівнює:

$$i'_{exA} = \frac{1}{2} \sum_{k=1,3..}^{k=\infty} I_{(k)\max} \sin(k\vartheta - \varphi_{(k)}).$$
(2.17)

Крім того, як відомо [6]:

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]. \qquad (2.18)$$

Тому друга складова i_{exA}'' являє собою нескінченну матрицю, що містить косинусні гармоніки сумарних і різницевих частот. Результати перемножування перших трьох членів кожного ряду показані в таблиці 2.1.

Верхні рядки кожної ланки матриці відповідають різницевим частотам, а нижні — сумарним. Зокрема, різницеві частоти для k = i дорівнюють нулю, а відповідні коефіцієнти, що розміщені на головній діагоналі матриці, формують постійну складову вхідного струму.

Таблиця 2.1 – Матриця результатів перемножування перших трьох членів рядів.

i∖k	1	3	5
1	$\frac{\frac{1}{\pi}I_{(1)\max}\cos\varphi_{(1)};}{-\frac{I_{(1)m}}{\pi}\cos(2\vartheta-\varphi_{(1)})}$	$\frac{I_{(3)m}}{\pi}\cos(2\vartheta-\varphi_{(3)});$ $-\frac{I_{(3)m}}{\pi}\cos(4\vartheta-\varphi_{(3)})$	$\frac{I_{(5)m}}{\pi}\cos(4\vartheta-\varphi_{(5)});$ $-\frac{I_{(5)m}}{\pi}\cos(6\vartheta-\varphi_{(5)})$
3	$\frac{I_{(1)m}}{3\pi}\cos(2\vartheta+\varphi_{(1)});$ $-\frac{I_{(1)m}}{3\pi}\cos(4\vartheta-\varphi_{(1)})$	$\frac{I_{(3)m}}{3 \cdot \pi} \cos \varphi_{(3)};$ $-\frac{I_{(3)m}}{3 \cdot \pi} \cos \left(6\vartheta - \varphi_{(3)}\right)$	$\frac{I_{(5)m}}{3 \cdot \pi} \cos\left(2\mathcal{G} - \varphi_{(5)}\right);$ $-\frac{I_{(5)m}}{3 \cdot \pi} \cos\left(8\mathcal{G} - \varphi_{(5)}\right)$
5	$\frac{I_{(1)m}}{5\pi}\cos\left(4\vartheta+\varphi_{(1)}\right);\\-\frac{I_{(1)m}}{5\pi}\cos\left(6\vartheta-\varphi_{(1)}\right)$	$\frac{I_{(3)m}}{5 \cdot \pi} \cos\left(2\vartheta + \varphi_{(3)}\right);$ $-\frac{I_{(3)m}}{5 \cdot \pi} \cos\left(8\vartheta - \varphi_{(3)}\right)$	$\frac{I_{(5)m}}{5 \cdot \pi} \cos \varphi_{(5)};$ $-\frac{I_{(5)m}}{5 \cdot \pi} \cos (10 \vartheta - \varphi_{(5)})$

Вибірка коефіцієнтів для складової "нульової частоти" дозволяє записати співвідношення для постійної складової вхідного струму у виді наступного ряду:

$$i_{ex(0)}'' = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k} I_{(k)m} \cos \varphi_{(k)} \quad .$$
(2.19)

Аналогічно можна одержати ряд для першої гармоніки пульсацій вхідного струму, що має подвійну частоту відносно частоти вихідної напруги. Ця гармоніка формується при підсумовуванні частот перших членів ряду (k = i = 1) і вирахуванні частот наступних членів (|k - i| = 2).

Підставивши (2.11) у (2.19) і виразивши косинус $\varphi_{(k)}$ через тангенс, будемо мати:

$$i'_{gx(0)} = \frac{2E_d}{\pi^2 R} \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k^2} \cdot \frac{1}{1 + k^2 t g^2 \varphi_{(1)}} \quad (2.20)$$

Відзначимо, що при чисто активному навантаженні ($\varphi_{(1)} = 0$), коли другий співмножник під знаком суми дорівнює одиниці, частина ряду, що залишилася, сходиться до величини $\frac{\pi^2}{8}$. Тоді рівняння (2.20) дає величину середнього значення вхідного струму напівмостової схеми АІН при чисто активному навантаженні:

$$\dot{i}_{ex}^{''} = \frac{E_d}{4R} = \frac{1}{2}i_{\mu}.$$
(2.21)

Аналіз інших коефіцієнтів нескінченної матриці показує, що суми коефіцієнтів при косинусах однакових частот при активному навантаженні строго дорівнюють нулю, а при активно-індуктивному навантаженні ними можна зневажити.

Таким чином, повний вираз для кривої вхідного струму i_{exA} вертикалі моста фази A можна представити у виді суми постійної складової $I_{exA} = i_{ex(0)}^{"}$ по (2.20) і змінної складової $i_{exA}^{'}$ по (2.17). Очевидно, що гармонійний склад вхідних струмів двох інших фаз відрізняється від отриманого вище тільки відповідним зсувом фази. Отже, при підсумовуванні вхідних струмів трьох однофазних напівмостових осередків, будуть складатися постійні складові і складові гармонік потрійної частоти. Що ж стосується першої гармоніки вхідного струму і гармонік не кратних трьом, то при симетричному навантаженні вони утворять трифазну систему струмів, сума яких дорівнює нулю.

Усе сказане справедливо за умови рівності фазних струмів. Якщо ж навантаження по фазах не рівні, то результуючий спектр вхідного струму спотворюється. Зокрема, у цьому випадку в кривій вхідного струму з'являється складова, що має частоту вихідної напруги.

Таким чином, при симетричному навантаженні середнє значення струму позитивної шини моста I_{exn} , яке рівне середньому значенню струму джерела живлення I_{ex} , визначається рівнянням:

$$I_{ex} = I_{exn} = \frac{6E_d}{\pi^2 R} \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k^2} \cdot \frac{1}{1 + k^2 t g^2 \varphi_{(1)}} .$$
(2.22)

Відповідно, спектральний склад змінної складової цього струму *i*_{ехп(зм)} буде:

$$i_{gxn(3M)} = \frac{3E_d}{\pi R} \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{3k} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (3k)^2 t g^2 \varphi_{(1)}}} sin(3k\theta - \varphi_{(3k)}). \quad (2.23)$$

Аналіз отриманих співвідношень показує, що коефіцієнти, що знаходяться під знаком суми, швидко убувають з ростом k. Тому для практичних розрахунків можна використовувати лише перші члени ряду, що істотно спрощує вид рівнянь. Вважаючи k = 1 і підсумовуючи (2.22) і (2.23) одержимо наближений вираз для вхідного струму позитивної шини моста i_{exn} трифазного AIH:

$$i_{exn} = I_{ex} + i_{exn(3M)(1)} =$$

= $\frac{6E_d}{\pi^2 R} \cos^2 \varphi_{(1)} + \frac{E_d}{\pi R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 9tg^2 \varphi_{(1)}}} \cdot sin(39 - \varphi_{(3)}),$ (2.24)

де I_{ex} - середнє значення вхідного струму трифазного мостового AIH;

*i*_{ехп(3м)(1)} - миттєве значення першої гармоніки змінної складової (пульсацій) струму позитивної шини трифазного моста;

$$I_{exn(3M)(1)m} = \frac{E_d}{\pi R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 9tg^2 \varphi_{(1)}}} -$$
амплітуда першої гармоніки змінної

складової (пульсацій) струму позитивної шини трифазного моста;

 $\varphi_{(3)} = arctg\left(\frac{3\omega L}{R}\right)$ - фаза першої гармоніки змінної складової струму позитивної шини трифазного моста.

Неважко переконатися, що співвідношення для амплітуди першої гармоніки пульсацій вхідного струму $I_{exn(3M)(1)m}$ по (2.24) при

 $\varphi_{(1)} = 0$ (тобто при чисто активному навантаженні), збігається з (2.6), отриманим із загальних розумінь.

Рівняння для струму в нульовому дроті i_o можна одержати, якщо скласти змінні складові вхідного струму позитивної $i_{exn(3M)}$ і негативної $i_{exn(3M)}$ шин транзисторного моста. Дійсно, ємності вхідного фільтра не пропускають постійні складові вхідних струмів, яки замикаються через джерело живлення. З іншого боку, величини конденсаторів фільтра $C_{\phi 1}$ і $C_{\phi 2}$ повинні бути досить великі і, отже, змінні складові вхідних струмів замикаються через ємності фільтра. Спектри вхідних струмів верхньої і нижньої шин моста однакові, але перша гармоніка змінної складової вхідного струму нижньої шини $i_{exn(3M)(1)}$ зрушена по фазі по відношенню до першої гармоніки змінної складової вхідного дроту $i_{o(1)}$ одержимо:

$$i_{o(1)} = i_{gxn(3M)(1)} + i_{gxH(3M)(1)} = \frac{2E_d}{\pi R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 9tg^2 \varphi_{(1)}}} \cdot \sin(39 - \varphi_{(3)}). \quad (2.25)$$

Досить часто при розрахунку спектра вхідного струму АІН робиться допущення про синусоїдальність кривої струму в навантаженні. Наприклад, таке допущення звичайно робиться при розрахунку АІН із навантаженням у виді асинхронного двигуна. Формування кривих вхідних струмів трифазного АІН, що складається з трьох напівмостових інверторів з нульовим дротом, для цього режиму, показано на рис. 2.6.

Розрахунок спектра вхідного струму можна виконати в такий же спосіб, як і при активно-індуктивному навантаженні, якщо в (2.10) покласти k = 1, тобто усіма вищими гармоніками струму навантаження зневажити. Тоді рівняння для вхідного струму одного фазного осередку i_{exA} можна записати в наступному виді:

$$i_{exA} = \frac{1}{2} I_{(1)m} \sin\left(\vartheta - \varphi_{(1)}\right) + \frac{1}{\pi} I_{(1)m} \cos\varphi_{(1)} - \frac{1}{\pi} I_{(1)m} \cos\varphi_{(1)} \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{2}{4n^2 - 1} \sqrt{1 + 4n^2 t g^2 \varphi_{(1)}} \cdot \sin\left(2n\vartheta + \psi_{(n)}\right), \quad (2.26)$$

$$\exists e \quad \psi_{(n)} = \operatorname{arctg}\left(2n \cdot t g \varphi_{(1)}\right);$$

n = 1, 2, 3... - натуральний ряд чисел.



Рис. 2.6 - Формування кривої вхідного струму при синусоїдальних струмах у фазах навантаження

При підсумовуванні вхідних струмів трьох фазних ланок (з урахуванням фазового зсуву) постійні складові складаються, а в змінній складовій зберігаються лише гармоніки з номерами кратними трьом. Тоді, середнє значення вхідного струму I_{ex} АІН дорівнює:

$$I_{ex} = 3 \cdot \frac{1}{\pi} I_{(1)m} \cos \varphi_{(1)} . \qquad (2.27)$$

Відповідно, амплітуда першої гармоніки пульсацій вхідного струму $I_{ex(1)m}$, що має 6-ти кратну частоту (n = 3), визначається наступним рівнянням:

$$I_{ex(1)m} = \frac{2I_{ex}}{6^2 - 1} \sqrt{1 + 6^2 t g^2 \varphi_{(1)}}.$$
 (2.28)
Неважко бачити, що при симетричному навантаженні струм нульового проводу дорівнює нулю, (відповідно до вихідного допущення про синусоїдальність фазних струмів) оскільки криві вхідного струму на парних і непарних інтервалах однакові.

Таким чином, допущення про синусоїдальність фазних струмів приводить до якісних змін спектрального складу вхідного струму інвертора: зникає гармоніка потрійної частоти в змінній складовій. Крім того, зникає струм у нульовому дроті. Приймаючи до уваги, що при активно-індуктивному навантаженні трифазного АІН, у реальній схемі струм у нульовому дроті існує при будь-яких співвідношеннях параметрів навантаження, можна зробити висновок про те, що допущення про синусоїдальність струму в навантаженні є досить грубим і приводить до якісних погрішностей у результатах аналізу.

Проте, як буде показано нижче, допущення про синусоїдальність струму в навантаженні є коректним для схеми АІН без нульового дроту.

2.3 Трифазна мостова схема

Для навантажень з однаковими фазними струмами, наприклад, для трифазних двигунів змінного струму, широко використовується трифазна мостова схема AIH без нульового дроту. Спрощена схема інвертора показана на рис. 2.7.

Алгоритм керування силовими ключами в даній схемі такий же, як і в схемі з нульовим дротом. На відміну від попереднього варіанта схеми, у якій фазні напруги і струми формуються незалежно друг від друга, у трифазній мостовій схемі без нульового дроту напруги і струми кожної фази залежать друг від друга. Як видно з кривих, показаних на рис. 2.8(а) крива лінійної напруги u_{AB} має таку ж форму, як і при наявності нульового дроту, оскільки різниця потенціалів між фазними затисками A і В визначається тільки черговістю вмикання силових ключів. Крива фазної напруги u_A (див. рис. 2.8(б)) має східчасту форму з амплітудою рівною 2/3 E_d і з "поличкою" рівною 1/3 E_d , причому тривалість кожної сходинки дорівнює 60 електричних градусів. Як уже було сказано вище, протягом періоду вихідної напруги відбувається шість перемикань силових транзисторів і існує шість станів схеми, що чергуються через 60 градусів.







Рис. 2.8 - Часові діаграми процесів у схемі

Часові інтервали, що відповідають цім станам, пронумеровані на рис. 2.8(а). Відповідно до алгоритму формування керуючих імпульсів, показаному на рис. 2.2, на першому інтервалі відкриті транзистори VT1, VT5 і VT6. Еквівалентна схема включення опорів навантаження представлена на рис. 2.9(а).

Таким чином, на першому інтервалі опори фаз А и С включені паралельно між собою, і послідовно з ними включений опір фази В. Неважко показати, що за умови рівності опорів у фазах навантаження (у загальному випадку – активних і реактивних, відповідно), до опорів фаз А и С буде прикладена 1/3 напруги джерела живлення, а до опору фази В – 2/3.



Рис. 2.9 - Еквівалентні схеми включення резисторів навантаження

Перший інтервал закінчується при вимиканні транзистора VT5. При активно-індуктивному навантаженні зміни в кривих фазних напруг відбуваються до того, як вмикається наступний силовий транзистор VT2, тому що після вимикання транзистора VT5 струм i_C , накопичений в індуктивності фази C обірватися не може і, відповідно, замикається через діод VD2. При цьому вивід фази C відключається від позитивного затиску джерела живлення і підключається до негативного затиску. Відповідна еквівалентна схема показана на рис. 2.9(б). У результаті зміни схеми включення опорів навантаження відбувається зміна розподілу напруги між фазами: на другому інтервалі до фази A прикладено 2/3E_d, а до фаз B и C – 1/3E_d.

Таким чином, формування кривої фазної напруги відбувається в момент вмикання зворотного діода і, на перший погляд, незалежно від моменту вмикання наступного силового транзистора. Однак, слід зазначити, що для збереження нормальної форми фазної напруги необхідно, щоб наступний силовий транзистор був відкритий до зворотного діода (інакше моменту вимикання фаза зовсім вимикається від джерела). Оскільки цей момент залежить від співвідношення параметрів навантаження, то доцільно величину затримки між моментами вимикання транзистора, що виходить з роботи, і моментами вмикання наступного зробити по можливості менше. Мінімальна величина цієї затримки при використанні біполярних транзисторів визначається часом розсмоктування носіїв (до 5-8 мкс у високовольтних транзисторах), а при використанні сучасних приладів (IGBT чи MOSFET) визначається величиною часу вимикання ключа (порядку 0,1 – 0,5 мкс).

Подальший алгоритм формування кривих фазних напруг показаний на рис. 2.9(в,г): кожні 60 ел. градусів відбувається

39

перемикання одного з фазних опорів від одного затиску джерела живлення до іншого.

На рис. 2.8(в) показана крива вхідного струму інвертора. Оскільки нульовий дріт відсутній, то миттєві значення струму позитивної шини моста і негативної шини моста рівні і, отже, криві вхідного струму i_{gx} на парних і непарних інтервалах однакові.

Таким чином, при симетричному активно-індуктивному навантаженні усунення нульового проводу дає можливість одержати наступні переваги в порівнянні зі схемою з нульовим проводом:

- спрощується схема вхідного фільтра: необхідний лише один конденсатор, а не два;
- поліпшується спектральний склад кривої фазної напруги: як відомо [2], така східчаста крива не містить гармонік кратних трьом;
- поліпшується спектральний склад вхідного струму: перша гармоніка пульсацій вхідного струму має шестикратну частоту.

Недоліком схеми є те, що при порушенні симетрії в навантаженні (наприклад, при перевантаженні чи короткому замиканні в одній фазі) відбувається спотворення кривих вихідної напруги у всіх трьох фазах.

Основні розрахункові співвідношення для розглянутої схеми зручно одержати, якщо зневажити вищими гармоніками вихідної напруги і зробити допущення про синусоїдальність фазних струмів. Крива лінійної напруги u_{AB} на виході інвертора, що складається з імпульсів напруги, тривалістю 120 електричних градусів, з амплітудою рівною вхідній напрузі E_d , описується наступним рядом Фур'є:

$$u_{AB} = \frac{4}{\pi} E_d \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k} \cos \frac{k\pi}{6} \sin k\vartheta.$$
 (2.29)

Приймаючи k = 1, з (2.29) знаходимо амплітуду першої гармоніки лінійної напруги $U_{AB(I)m}$ на виході інвертора:

$$U_{AB(1)m} = \frac{4}{\pi} E_d \frac{\sqrt{3}}{2} = 1,103E_d . \qquad (2.30)$$

Відповідно, діюче значення першої гармоніки лінійної напруги $U_{AB(I)}$ буде:

$$U_{AB(1)} = \frac{U_{AB(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E_d = 0,78E_d.$$
(2.31)

Звідси неважко визначити діюче значення першої гармоніки фазної напруги $U_{A(I)} = U_{B(I)} = U_{C(I)} = U_{H(I)}$ на виході АІН:

$$U_{H(I)} = \frac{U_{AB(I)}}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_d = 0,45E_d.$$
(2.32)

При активно-індуктивному характері навантаження повний опір навантаження однієї фази для першої гармоніки вихідної напруги дорівнює:

$$Z_{(1)} = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} . \qquad (2.33)$$

Відповідно, перша гармоніка фазного струму *i*_{*н*(*1*)} описується рівнянням:

$$i_{H(1)} = \frac{U_{H(1)m}}{Z_{(1)}} \cdot \sin(\theta - \varphi_{(1)}) = I_{H(1)m} \sin(\theta - \varphi_{(1)}), \qquad (2.34)$$

де $I_{H(1)m}$ - амплітуда першої гармоніки струму навантаження;

 $\varphi_{(1)} = arctg \frac{\omega L}{R}$ - кут зсуву між першими гармоніками струму $i_{H(1)}$ і напруги $u_{H(1)}$ навантаження.

Далі будемо опускати номер гармоніки: $\varphi = \varphi_{(1)}$ і $i_{\mu} = i_{\mu(1)}$.

Амплітуда колекторного струму I_{km} (без урахування процесів у пристрої формування траєкторії перемикання), а також амплітуда анодного струму I_{am} зворотного діода, у гіршому випадку дорівнює амплітуді фазного струму $I_{\mu m}$:

$$I_{km} = I_{am} = I_{\mu m}. aga{2.35}$$

Амплітуда напруги між колектором і емітером силового транзистора U_{km} і, відповідно, анодом і катодом зворотного діода U_{bm} дорівнює напрузі джерела живлення E_d :

$$U_{km} = U_{bm} = E_d. (2.36)$$

Середнє значення колекторного струму транзистора I_k можна обчислити так само, як і для однофазного інвертора:

$$I_{k} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{\mu m} \sin(\vartheta - \varphi) d\vartheta = \frac{I_{\mu m}}{2\pi} (1 + \cos\varphi).$$
(2.37)

Аналогічно можна визначити і середнє значення анодного струму I_a зворотного діода:

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi} I_{HM} \sin(\varphi - \varphi) d\vartheta = \frac{I_{HM}}{2\pi} (\cos \varphi - 1).$$
(2.38)

Для розрахунку втрат від прямого струму в діодах, транзисторах типу IGBT і MOSFET треба знати діючі значення колекторних $I_{\kappa e \phi}$ і анодних $I_{ae\phi}$ струмів [9]. Діюче значення струму колектора $I_{\kappa e \phi}$ можна обчислити по визначенню:

$$I_{\kappa e \phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{\mu m}^{2} \sin^{2} \left(\vartheta - \varphi \right)} d\vartheta = I_{\mu m} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\pi - \varphi + \frac{1}{2} \sin 2\varphi \right)}.$$
 (2.39)

Аналогічно для діючого значення анодного струму зворотного діода $I_{ae\phi}$ будемо мати:

$$I_{ae\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\varphi} I_{\mu m}^{2} \sin^{2}(\vartheta - \varphi) d\vartheta} = I_{\mu m} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left(\varphi + \frac{1}{2} \sin 2\varphi\right)}.$$
 (2.40)

Сума виразів (2.37) і (2.38) дає середнє значення струму однієї вертикалі моста, а якщо скласти струми трьох вертикалей, то можна одержати середнє значення вхідного струму інвертора I_{ex} :

$$I_{ex} = 3(I_k + I_a) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_{\mu(1)} \cos \varphi_{(1)} = 1,35I_{\mu(1)} \cos \varphi_{(1)}. \quad (2.41)$$

Неважко переконатися, що вираз (2.41) можна одержати виходячи з умови рівності активної потужності на вході і виході інвертора.

Амплітуда першої гармоніки пульсацій вхідного струму $I_{ex(1)m}$ інвертора, що необхідна для розрахунку параметрів вхідного фільтра, може бути обчислена по (2.28).

2.4 Питання для самоперевірки

1. По яких схемах можуть виконуватися трифазні автономні інвертори напруги?

2. За яких умов трифазна схема інвертора напруги може виконуватися без нульового дроту?

3. Чому в трифазних схемах інверторів напруги тривалість керуючих імпульсів, рівна (майже) 180 градусів?

4. Які гармонійні складові присутні в кривій вихідної напруги однієї фази інвертора, виконаного по схемі із нульовим дротом?

5. Які гармонійні складові присутні в кривій лінійної вихідної напруги інвертора?

6. Як формується крива вихідної напруги однієї фази інвертора в схемі без нульового дроту?

8. Як виглядає крива вхідного струму трифазного автономного інвертора напруги, зібраною по схемі з нульовим дротом, при активно-індуктивному характері навантаження?

9. Як виглядає крива вхідного струму трифазного інвертора напруги, зібраною по схемі без нульового дроту, при активно-індуктивному характері навантаження?

10. Які гармонійні складові присутні в кривій вхідного струму трифазного автономного інвертора напруги, зібраною по схемі з нульовим дротом, при активно-індуктивному характері навантаження?

11. Які гармонійні складові присутні в кривій вхідного струму трифазного автономного інвертора напруги, зібраною по схемі без нульового дроту, при активно-індуктивному характері навантаження?

2.5 Завдання

1. Визначте діюче значення першої гармоніки струму навантаження автономного інвертора напруги, якщо: схема AIH – трифазна з нульовим дротом, напруга джерела живлення $E_d = 300$ B, частота вихідної напруги $f_2 = 400$ Гц, навантаження є послідовним включенням індуктивності 3 мГн і активного опору 10 Ом.

2. Для умов завдання п.1 визначте середнє значення струму, що споживається від джерела живлення, середнє значення колекторного струму силового ключа і середнє значення анодного струму зворотного діода.

3. Для умов завдання п.1 визначте частоту і амплітуду першої гармоніки пульсацій вхідного струму інвертора.

4. Визначте діюче значення першої гармоніки струму навантаження автономного інвертора напруги, якщо: схема АЇН – трифазна мостова, напруга джерела живлення $E_d = 600$ В, частота вихідної напруги $f_2 = 50$ Гц, навантаження є послідовним включенням індуктивності 25 мГн і активного опору 10 Ом.

43

5. Для умов завдання п.4 визначте середнє значення струму, що споживається від джерела живлення, середнє значення колекторного струму силового ключа і середнє значення анодного струму зворотного діода.

6. Для умов завдання п.4 визначте частоту і амплітуду першої гармоніки пульсацій вхідного струму інвертора.

3. МЕТОДИ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

3.1 Загальні відомості

інвертори напруги рідко використовуються Автономні ЯК самостійний перетворювальній пристрій, а в більшості випадків вони є структурним елементом деякої перетворювальної системи ЧИ системи електропостачання. У залежності від призначення системи вимоги, що висуваються до параметрів вихідної напруги, наприклад, діапазон стабілізації регулювання, необхідність ЧИ точність підтримки заданої величини, коефіцієнт гармонік і т.п., можуть бути досить різноманітними. Іноді методи формування кривої вихідної напруги переплітаються зі способом регулювання його величини, наприклад, при використанні широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Так чи інакше, у більшості випадків при розробці перетворювача на базі АІН виникає задача забезпечити можливість регулювання величини вихідної напруги. В даний час, основні способи рішення цієї задачі можна підрозділити на наступні кілька видів:

- амплітудне регулювання;
- фазове регулювання (метод геометричного підсумовування);
- широтно-імпульсне регулювання на основній частоті;
- широтно-імпульсне регулювання на частоті комутації;
- широтно-імпульсна модуляція.

Широтно-імпульсне регулювання на частоті комутації можна розглядати як окремий випадок широтно-імпульсної модуляції, при якому модулюючий сигнал, має прямокутну форму. Відомі і комбіновані методи, такі як, наприклад, амплітудно-широтноімпульсна модуляція [2,4].

Особливості перерахованих методів і відповідні схемні рішення розглянуті нижче.

3.2 Амплітудне регулювання

Амплітудний метод регулювання ґрунтується на тім, що величина вихідної напруги будь-якого АІН пропорційна напрузі на вході інвертора. Отже, зміна середнього значення вхідної напруги викликає зміну амплітуди вихідної напруги інвертора. Амплітудний метод регулювання вихідної напруги легко реалізується в структурах перетворювачів частоти з ланкою постійного струму, деякі з яких показані на рис. 3.1.

Один із широко розповсюджених варіантів перетворювача частоти на базі трифазної мостової схеми АІН, що використовується, наприклад, для частотно-регульованого електропривода, показаний на рис. 3.1(а). Схема містить керований (звичайно тиристорний) випрямляч КВ, Г-подібний фільтр L_{ϕ} , C_{ϕ} і трифазний мостовий АІН. Частота вихідної напруги інвертора визначається системою керування інвертора, а амплітуда і, відповідно, діюче значення вихідної напруги АІН, пропорційні напрузі на ємності фільтра C_{ϕ} . У свою чергу, напруга на ємності C_{ϕ} регулюється кутами керування тиристорів випрямляча α . Неважко бачити, що регулювальна характеристика перетворювача описується рівнянням:

$$U_{\mu(1)} = k_n U_{d\alpha} \approx k_n E_{do} \cos \alpha , \qquad (3.1)$$

де $U_{\mu(1)}$ - діюче значення вихідної напруги;

k_n - коефіцієнт перетворення схеми інвертора;

 $U_{d\alpha}$ - середнє значення вихідної напруги керованого випрямляча;

*E*_{do} - середнє значення вихідної напруги некерованого випрямляча;

 α - кут регулювання випрямляча.

Наявність двох роздільних, незалежних каналів керування частотою й амплітудою вихідної напруги інвертора дозволяє, наприклад, відносно просто реалізувати необхідні закони керування асинхронним двигуном з короткозамкнутим ротором.

Описана структура виявляється дуже ефективною при використанні швидкісних двигунів (наприклад, на 400 чи 1000 Гц), оскільки при амплітудному регулюванні форма вихідної напруги практично не залежить від глибини регулювання, а силові ключі інвертора працюють на основній, відносно невисокій, частоті.

Основним недоліком цієї системи є швидке падіння вхідного коефіцієнта потужності при збільшенні кутів регулювання випрямляча. Тому в цій системі високі енергетичні показники можливі лише в режимах близьких до номінального. Крім того, величина ємності фільтра в ланці постійного струму, що необхідна для збереження коефіцієнта пульсацій вхідної напруги при зменшенні вихідної частоти, збільшується пропорційно квадрату діапазона регулювання вихідної частоти.





Якщо як джерело енергії використовується мережа постійного струму, наприклад, бортова мережа, що містить резервні акумулятори, то амплітудний метод регулювання може бути реалізований за допомогою імпульсного перетворювача постійної напруги (ІППН), що включається на вході інвертора замість керованого випрямляча, як показано на рис. 3.1(б) [4,10]. Вид регулювальної характеристики системи залежить від типу ІППН. У найпростішому випадку, при використанні ІППН першого роду (широтно-імпульсний регулятор) вихідна напруга пропорційна коефіцієнту заповнення:

$$U_{\mu(1)} = k_n U_{ex} \gamma, \qquad (3.2)$$

де $U_{\mu(1)}$ - діюче значення першої гармоніки вихідної напруги АІН;

 $U_{\rm ex}$ - середнє значення вхідної напруги;

 γ - коефіцієнт заповнення ШІР, тобто відношення тривалості відкритого стану силового ключа до періоду повторюваності.

При використанні цієї структури треба мати на увазі, що деякі схеми ІППН мають імпульсний вхідний струм і, отже, вимагають установки на вході відповідного вхідного фільтра.

Деяке поліпшення енергетичних показників структури, представленої рис. 3.1(a) досягається на при використанні некерованого випрямляча в сукупності з імпульсним перетворювачем, як показано на рис. 3.1(в), оскільки в цій схемі фаза першої гармоніки вхідного струму не залежить від величини напруги в ланці постійного струму. Регулювальна характеристика системи в цьому випадку описується рівнянням (3.2).

Описані структури можуть бути легко реалізовані й в однофазних перетворювачах, у тому числі й у випадках, коли число фаз на вході і на виході не збігається.

Загальним нелоліком всіх описаних вище структур £ неможливість рекуперації енергії в живильну мережу, що потрібно, наприклад, при гальмуванні електропривода, коли кінетична енергія повинна бути, або повернута в живильну мережу, або розсіяна в навколишній простір. Ця задача може бути вирішена при використанні схем, так званих, активних випрямлячів, робота яких заснована на використанні імпульсних перетворювачів і розглянута, наприклад, в [2,4].

3.3 Фазове регулювання

Діюче значення вихідної напруги АІН можна змінювати шляхом зміни фазового зсуву між двома напругами, що включені послідовно. Цей метод ще називається методом геометричного підсумовування напруг [11]. Структурна схема перетворювача показана на рис. 3.2.



Рис. 3.2 - Структурна схема АІН з фазовим регулюванням вихідної напруги

Схема містить два однакових інвертора напруги AIH1 і AIH2, що живляться від однакових джерел з напругою E_d (можливе

використання спільного джерела), а їхні вихідні напруги U_1 і U_2 складаються за допомогою двох трансформаторів, вторинні обмотки яких включені послідовно одна з одною і з опором навантаження. Якщо моменти комутації в інверторах зсунуті по фазі на кут ψ , то на такий же кут зсунуті і криві вихідних напруг інверторів.

Відповідні часові діаграми напруг у схемі показані на рис. 3.3.



АІН з фазовим регулюванням

У моменти часу, коли полярності напруг вторинних обмоток трансформатора збігаються, амплітуда напруги $U_{\mu m}$ на навантаженні дорівнює їх сумі. Відповідно, у моменти часу, коли напруги вторинних обмоток мають різну полярність, напруга на навантаженні дорівнює їх різниці. Якщо вони рівні, то напруга на навантаженні дорівнює нулю. Таким чином, при зміні кута ψ змінюється тривалість імпульсу, прикладеного до опору навантаження і, отже, змінюється діюче значення цієї напруги.

Оскільки при зміні кута зсуву між напругами змінюється форма кривої вихідної напруги u_{μ} , то, відповідно, змінюється і її спектральний склад. Можна показати [6], що спектр вихідної напруги u_{μ} описується наступним рядом:

$$u_{\mu} = \frac{4}{\pi} U_{\mu m} \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k} \cos \frac{k\psi}{2} \sin k\vartheta.$$
(3.3)

З (3.3), зокрема, випливає, що при зміні кута зсуву від нуля до 60 градусів, зміст третьої гармоніки у вихідній напрузі зменшується з 1/3

до нуля. При подальшому збільшенні кута зсуву амплітуда третьої гармоніки знову збільшується.

Вважаючи в (3.3) k = 1, неважко знайти діюче значення першої гармоніки вихідної напруги $U_{\mu(1)}$:

$$U_{H(1)} = \frac{U_{H(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{Hm} \cos\frac{\psi}{2} . \qquad (3.4)$$

де $U_{H(1)m} = \frac{4}{\pi} U_{Hm}$ - амплітуда першої гармоніки вихідної напруги.

$$U_{\mu e \phi} = U_{\mu m} \sqrt{\frac{\pi - \psi}{\pi}} \,. \tag{3.5}$$

Аналіз співвідношень (3.4) і (3.5) показує, що зі збільшенням $\psi > \pi/3$ діюче значення вихідної напруги знижується кута повільніше, ніж діюче значення першої гармоніки цієї напруги. Таким глибини регулювання збільшенням збільшуються чином, i3 спотворення форми кривої вихідної напруги і, відповідно, збільшується коефіцієнт гармонік вихідної напруги.

У принципі, регулювання методом геометричного підсумовування можна реалізувати і для трифазних схем АІН.

Достоїнством описаного методу є те, що для реалізації функції регулювання не потрібна додаткова встановлена потужність, як це має місце в інших схемах з амплітудним регулюванням вихідної напруги.

Відповідно, основним недоліком цього методу є залежність форми вихідної напруги від кута зсуву між напругами кожного блоку, тобто від необхідної глибини регулювання. Практично, прийнятна форма кривої вихідної напруги зберігається лише при кутах зсуву не більш 90 градусів.

3.4 Широтно-імпульсне регулювання на основній частоті

Як показано вище, використання амплітудного регулювання вихідної напруги АІН вимагає застосування відповідного регулятора, установлена потужність якого, як правило, близька до установленої потужності інвертора. У той же час, наявність цілком керованих силових ключів у схемі АІН дає можливість поєднувати функції формування кривої вихідної напруги і регулювання його величини. Таке сполучення можливе при використанні широтно-імпульсних методів регулювання вихідної напруги інвертора. В даний час більша частина широтно-імпульсних методів регулювання може бути згрупована по наступним видам:

- широтно-імпульсне регулювання на основній частоті;
- широтно-імпульсне регулювання на частоті комутації;
- широтно-імпульсна модуляція;
- амплітудно-імпульсна модуляція.

Широтно-імпульсне регулювання на основній частоті здійснюється шляхом зміни тривалості напівхвилі вихідної напруги. Таке регулювання при активному характері навантаження можливо в будь-якій схемі АІН при симетричному керуванні всіма силовими ключами інвертора. На рис. 3.4 показані часові діаграми керуючих сигналів і крива вихідної напруги однофазного напівмостового інвертора при чисто активному навантаженні, стосовно до схеми, представленої на рис. 1.3.

У даному випадку, зміна тривалості напівхвилі вихідної напруги здійснюється за рахунок регулювання величини затримки при вмиканні наступного силового транзистора. Очевидно, що той же ефект можна одержати і при скороченні тривалості напівхвилі за рахунок переміщення заднього фронту імпульсу керування.



Рис. 3.4 - Широтно-імпульсне регулювання на основній частоті при чисто активному навантаженні

Зміна тривалості напівхвилі приводить до зміни діючого значення вихідної напруги інвертора.

Велика частина реальних навантажень має активно-індуктивний характер. У цьому випадку, найпростіший алгоритм, описаний вище, непридатний, тому що наявність індуктивності приводить до

спотворення форми кривої вихідної напруги u_{μ} . Дійсно, як показано на часових діаграмах на рис. 3.5, при вимиканні силового транзистора VT1 струм *i*_{*µ*}, запасений в індуктивності навантаження L, замикається через зворотний діод VD2, підключений до іншої половини джерела живлення. У результаті, протягом часу, необхідного для спаду струму формується опорі навантаження, навантаження імпульс на протилежної полярності, тривалість якого визначається параметрами Зокрема, навантаження. якщо затримка вмикання силового транзистора менше, ніж тривалість спаду цього струму, ТО регулювання величини вихідної напруги взагалі неможливе.



Рис. 3.5 - Викривлення кривої вихідної напруги при

активно-індуктивному навантаження

Формування кривої вихідної напруги інвертора не залежної від параметрів навантаження можливе в однофазній мостовій схемі АІН при несиметричному керуванні силовими ключами. Відповідна схема інвертора представлена на рис. 3.6, а на рис. 3.7 показані часові діаграми струмів і напруг у цій схемі.



Рис. 3.6 - Однофазна мостова схема АІН

Принцип дії схеми полягає у тому, що транзистори однієї вертикалі моста мають тривалості відкритого стану рівні 180

градусів (на рис 3.6 це транзистори VT1 і VT2), у той час, як тривалість відкритого стану транзисторів іншої вертикалі моста регулюється. Наприклад, для формування позитивного імпульсу вихідної напруги включаються транзистори VT1 і VT4, при цьому навантаження наростає в позитивному напрямку. Якщо струм транзистор VT4 вимкнути в якийсь момент $\vartheta < \pi$, то за рахунок ерс самоіндукції індуктивності L навантаження вмикається зворотний діод VD3 і струм навантаження i_{μ} замикається по контуру, що складається з транзистора VT1 і діода VD3. При цьому затиски практично, накоротко, замикаються, навантаження a струм навантаження спадає по експоненті з постійною часу, обумовленою індуктивність Якщо навантаження. навантаження параметрами відносно невелика і струм навантаження спадає до нуля до моменту вмикання наступної пари силових транзисторів, то після зникнення струму напруга u_{μ} на навантаженні залишається рівної нулю.



Рис. 3.7 - Часові діаграми процесів в однофазній мостовій схемі АІН при широтно-імпульсному регулюванні вихідної напруги на основній частоті

При формуванні негативної напівхвилі транзистор VT2 залишається відкритим протягом 180 градусів, а транзистор VT3 вимикається раніш. При цьому також утворюється короткозамкнутий контур, що містить транзистор VT2 і діод VD4. Таким чином, тривалість імпульсу напруги, зформованого на навантаженні, не залежить від величин індуктивності й активного опору навантаження, а визначається тільки тривалістю імпульсу керування транзистора, що використовується для регулювання величини вихідної напруги.

Особливістю алгоритму керування в даному випадку є те, що зміни тривалості відкритого стану силових транзисторів, використаних для регулювання вихідної напруги (у нашому випадку це транзистори VT3, VT4), можливі тільки за рахунок зміни моменту вимикання, а моменти вмикання транзисторів, що створюють контур струму (VT1 i VT4, або VT2 i VT3), повинні збігатися.

Для регулювання діючого значення вихідної напруги трифазного мостового AIH (без нульового дроту) можна використати алгоритм, описаний у [1]. Суть алгоритму полягає у тому, що для формування пауз у кривих фазних напруг, у сигналі керування кожного силового ключа формується відповідна пауза, що розміщена у середині інтервалу провідності силового ключа. Розглянемо цей алгоритм більш докладно стосовно до схеми інвертора, показаної на рис. 2.7. напруги формується Позитивна напівхвиля фази А \mathcal{U}_{A} при включеному стані транзистора VT1. Причому максимальна величина цієї напруги досягається при стані схеми, що відповідає інтервалу номер 2 (див. рис. 2.9), коли у верхній групі ключів відкритий тільки один транзистор VT1, а в нижній групі відкриті транзистори VT2 і VT6.

Якщо на цьому інтервалі вимкнути транзистор VT1, то за рахунок ерс самоіндукції індуктивності навантаження вмикається зворотний діод VD4 і всі три фази навантаження замикаються на нижню шину моста: фаза A через діод VD4, фази B и C через транзистори VT6 і VT2, відповідно. При цьому протягом закритого стану транзистора VT4 на всіх трьох фазах навантаження напруги дорівнюють нулю. При вмиканні транзистора VT1 діод VD4 вимикається і на опорах навантаження відновлюються нормальні напруги. Аналогічні процеси мають місце і на інтервалі номер 3, якщо в середині цього інтервалу вимкнути транзистор VT2, з тією лише різницею, що всі три фази навантаження замикаються на

53

верхню шину моста через зворотний діод VD5. Часові діаграми сигналів керування і кривих фазної напруги представлені на рис. 3.8.



Рис. 3.8 - Часові діаграми процесів у трифазній мостовій схемі АІН без нульового дроту при широтно-імпульсному регулюванні на основній частоті

На часових діаграмах (рис. 3.8(а-е)) показані сигнали, що подаються на бази силових транзисторів, які пронумеровані відповідно до черговості їхньої роботи. У середині кожного імпульсу керування формується нульова пауза, що має тривалість ψ величина

якої може регулюватися в діапазоні від нуля до 60 градусів. При цьому на кожній поличці фазної напруги теж утвориться нульова пауза, що має тривалість ψ градусів (крива u_A на рис. 3.8(ж)). Відповідні паузи існують і в кривих лінійних напруг (часова діаграма u_{AB} на рис. 3.8(з)). Оскільки протягом паузи всі три фази навантаження замкнуті між собою, то безструмові паузи формуються й у кривій вхідного струму, як видно на рис. 3.8(и).

Основним достоїнством описаного вище методу є те, що регулювання величини вихідної напруги мало впливає на рівень втрат у схемі. Дійсно, в однофазних схемах регулювання взагалі не приводить до зміни кількості комутацій силових ключів за період повторюваності, а в трифазній схемі в кожній напівхвилі додаються лише дві комутації. Таким чином, у цьому випадку можна забезпечити порівняно високий ккд перетворювача навіть на відносно високих частотах, коли робота перетворювача супроводжується швидким ростом комутаційних втрат у силових ключах.

3.5 Широтно-імпульсне регулювання на частоті комутації

Істотним недоліком описаного вище методу є залежність форми кривої вихідної напруги від глибини регулювання. Очевидно, що з ростом нульової паузи вміст першої гармоніки в кривій вихідної напруги знижується, а вміст вищих гармонік росте.

Тому метод широтно-імпульсного регулювання на основній частоті ефективний при відносно високих частотах вихідної напруги і для навантажень малочутливих до гармонічного складу прикладеної напруги.

Істотне поліпшення спектрального складу вихідної напруги, особливо низькочастотної його частини, забезпечується при переході на метод широтно-імпульсного регулювання на частоті комутації. Метод полягає у тому, що протягом однієї напівхвилі вихідної напруги, формується кілька імпульсів напруги, що виробляються з більш високою частотою, яка називається частотою комутації. При цьому в навантаженні формується серія однополярних імпульсів, що надходять з частотою комутації. Формування такої напруги можливе в однофазній мостовій схемі АІН, якщо транзистори однієї вертикалі моста перемикаються з основною частотою, а транзистори другої вертикалі перемикаються з частотою комутації. Відповідні часові діаграми сигналів, стосовно до схеми, показаної на рис. 3.6, представлені на рис 3.9.

Формування імпульсів керування транзисторами VT3 і VT4 здійснюється за рахунок порівняння постійної (точніше, повільно мінливої) керуючої напруги u_{M} з високочастотною опорною напругою пилкоподібної форми u_{o} , як показано на рис. 3.9(а).



Рис. 3.9 - Часові діаграми процесів в однофазній мостовій схемі АІН при широтно-імпульсному регулюванні вихідної напруги на частоті комутації

Полярність вихідної напруги визначається низькочастотними селекторними імпульсами, що подаються на бази транзисторів VT1 і VT2. Керуючи напруги u_{K1} і u_{K2} , що подаються на бази транзисторів

VT1 і VT2, показані на рис. 3.9(б, в). Відповідно, на наступних діаграмах (рис. 3.9(г, д)), показані імпульси керування u_{K4} і u_{K3} , що подаються на бази транзисторів VT4 і VT3. При одночасному вмиканні транзисторів VT1 і VT4 на навантаженні формується імпульс напруги u_{μ} позитивної полярності, тривалість якого визначається тривалістю включеного стану транзистора VT4, тобто співвідношенням між величиною керуючої напруги u_{μ} й амплітудою опорної напруги u_{ρ} .

При вимиканні транзистора VT4, вмикається зворотний діод VD3, навантаження замикається на верхню шину моста, а напруга на навантаженні u_{μ} падає до нуля. При цьому, як видно з часової діаграми, показаної на рис. 3.9(ж), вхідний струм інвертора i_{ex} теж спадає до нуля. Таким чином, кожна напівхвиля вихідної напруги u_{μ} складається із серії однополярних імпульсів, які мають частоту, що дорівнює частоті опорної напруги u_{o} .

Як видно з часових діаграм, що показані на рис. 3.9(г, д), тривалість керуючих імпульсів u_{K3} і u_{K4} на інтервалах $0 < 9 < \pi$ і $\pi < 9 < 2\pi$ відрізняється. Це зв'язано з тим, що для збереження незалежності форми вихідної напруги від параметрів навантаження, при вимиканні транзистора VT2 треба вмикати транзистор VT3, і вимогу можна пояснити, якщо проаналізувати навпаки. Цю електромагнітні процеси в схемі на ділянці, що відповідає зміні полярності вихідної напруги. На часових діаграмах, показаних на рис. 3.9(е) видно, що після зміни полярності вихідної напруги u_{μ} , струм навантаження *i_н* якийсь час зберігає колишню полярність. Тобто після вимикання транзисторів VT1 і VT4 струм навантаження замикається через зворотний діод VD3 і наступний транзистор VT2. На цій ділянці тривалість негативного імпульсу, прикладеного до навантаження, не залежить від стану транзистора VT3, тому що струм тече через зворотний діод VD3. Отже, нульова пауза, що необхідна для збереження форми вихідної напруги, може бути організована лише при вмиканні транзистора VT4, що працював раніше. Таким чином, тривалості відкритого стану двох транзисторів, що беруть участь у високочастотній комутації, у сумі повинні бути приблизно рівними періоду частоти комутації (з точністю до коротких пауз, необхідних для запобігання наскрізних струмів по вертикалі моста в моменти комутації транзисторів).

При постійній величині керуючої напруги u_{M} середнє значення вихідної напруги u_{H} за період частоти комутації (для різних імпульсів напруги навантаження) залишається теж постійною величиною. Величини цих середніх значень для кожного періоду частоти комутації можна описати ґратчастою функцією, яка представляє собою сукупність ординат, що надходять друг за другом з частотою комутації і мають амплітуди, що рівні середнім значенням вихідної напруги U_{ni} за кожен період частоти комутації. Якщо ці ординати з'єднати плавною кривою, то вийде деяка функція, що називається гладкою складовою вихідної напруги. При зміні величини керуючої напруги змінюється і величина гладкої складової.

У нашому випадку, при постійній керуючій напрузі гладка складова вихідної напруги u_{Γ} має прямокутну форму. Неважко бачити, що амплітуда гладкої складової $U_{\Gamma m}$ визначається співвідношенням:

$$U_{\Gamma m} = E_d \frac{\lambda}{2\pi} = E_d \gamma, \qquad (3.6)$$

де λ - тривалість відкритого стану транзисторів, що перемикаються з частотою комутації;

 2π - період повторюваності частоти комутації;

γ - коефіцієнт заповнення по частоті комутації.

Поняття гладкої складової добре "працює" при високій кратності частот комутації й основної. У цьому випадку, з достатньою для практики точністю, спектр вихідної напруги можна розділити на низькочастотні гармоніки, на які можна розкласти гладку складову вихідної напруги, і на високочастотні гармоніки, що обумовлені частотою комутації.

При широтно-імпульсному регулюванні на частоті комутації, співвідношення між низькочастотними гармоніками вихідної напруги визначається формою гладкою складової і мало залежить від глибини регулювання.

Рівень високочастотних складових у кривій вихідної напруги визначається спектральним складом сигналу, що є різницею між миттєвим значенням вихідної напруги u_{μ} і його гладкої складової u_{Γ} . Відомо [10], що при широтно-імпульсному регулюванні амплітуда першої гармоніки комутації частоти має максимальну величину при $\gamma = 0.5$. У цьому випадку, амплітуда гладкої складової $U_{\Gamma m} = E_d/2$ й

58

амплітуда змінної складової $U_{H(3M)m}$ вихідної напруги теж дорівнює $E_d/2$. Відповідно, амплітуди перших гармонік гладкої складової вихідної напруги $U_{\Gamma(1)m}$ (тобто корисної напруги) і високочастотної складової $U_{H(3M)(1)m}$ (тобто високочастотних пульсацій, створюваних частотою комутації) рівні і визначаються співвідношенням:

$$U_{\Gamma(1)m} = U_{H(3M)(1)m} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E_d}{2} = \frac{2E_d}{\pi} , \qquad (3.7)$$

де $U_{\Gamma(1)m}$ - амплітуда першої гармоніки гладкої складової вихідної напруги;

U_{н(3м)(1)m} - амплітуда першої гармоніки пульсацій вихідної напруги.

Таким чином, у гіршому випадку, амплітуди корисного сигналу і високочастотних пульсацій у кривій вихідної напруги є приблизно рівними і, отже, подавлення гармонік, рівних або кратних частоті комутації, наприклад, при необхідності регулювати основну частоту в заданому діапазоні, може являти собою досить складну задачу.

Одержання гладкої складової прямокутної форми В напівмостовій схемі можливо тільки при, так званій, двополярній модуляції, оскільки звичайна напівмостова схема AIH не дозволяє сформувати серію однополярних імпульсів. Дійсно, при активнонавантаженні індуктивному вимикання одного **i**3 силових транзисторів викликає вмикання зворотного діода в іншому плечі схеми, що приводить до зміни полярності напруги на навантаженні.

Широтно-імпульсне регулювання вихідної напруги на частоті комутації в трифазній мостовій схемі АІН без нульового дроту можна реалізувати, якщо застосувати багаторазове формування нульових пауз, як було описано вище. Докладний опис відповідного алгоритму приведений в [1]. Гладка складова фазної вихідної напруги в цьому випадку має двоступінчасту форму і не містить гармонік кратних трьом.

Для схем трифазних AIH з нульовим дротом, що фактично складаються з трьох однофазних інверторів, можуть бути застосовані методи регулювання вихідної напруги, що описані вище для однофазних інверторів.

3.6 Питання для самоперевірки

1. Які відомі методи регулювання вихідної напруги автономних інверторів напруги?

2. У чому полягає суть амплітудного методу регулювання?

3. У чому полягає суть методу геометричного підсумовування напруги?

4. Що таке широтно-імпульсне регулювання на основній частоті?

5. Що таке широтно-імпульсне регулювання на частоті комутації?

6. Чому в перетворювачі частоти, що містить тиристорний керований випрямляч, при регулюванні вихідної напруги інвертора змінюється вхідний коефіцієнт потужності?

7. Чому форма вихідної напруги однофазного мостового інвертора напруги при симетричному управлінні і широтно-імпульсному регулюванні на основній частоті залежить від параметрів навантаження?

8. У чому полягають переваги і недоліки широтно-імпульсного регулювання на частоті комутації?

9. Що таке гладка складова вихідної напруги інвертора при широтноімпульсному регулюванні на частоті комутації?

10. Як організувати формування однополярних імпульсів вихідної напруги інвертора при використанні методу широтно-імпульсного регулювання на частоті комутації?

11. Як реалізується широтно-імпульсне регулювання вихідної напруги на основній частоті в трифазній мостовій схемі автономного інвертора напруги?

12. Як в цій же схемі організувати широтно-імпульсне регулювання на частоті комутації?

3.7 Завдання

1. Для структури перетворювача частоти (рис. 3.1(а), що містить трифазний мостовий керований випрямляч і трифазний мостовий інвертор напруги без нульового дроту, визначите необхідні, номінальні величини середнього значення напруги в ланці постійного струму і діюче значення вхідної напруги (фазної), якщо діюче значення першої гармоніки вихідної напруги інвертора (фазної) $U_{2(1)} = 115$ В, а номінальна величина кута регулювання випрямляча $\alpha = 30$ эл. градусів.

2. Для умов завдання по п.1 визначите межі зміни кутів регулювання випрямляча, необхідні для стабілізації вихідної напруги інвертора, якщо напруга живлячої мережі може змінюватися в межах ±10 % від номінальної величини.

3. Для структури перетворювача частоти (рис. 3.2), що містить два однофазні інвертори, вихідна напруга яких $U_{1m} = U_{2m} = 75$ В, визначите кут зрушення, потрібний для формування вихідної напруги із діючим значенням першої гармоніки рівним 115 В.

4. Визначте діюче значення вихідної напруги, і діюче значення першої гармоніки вихідної напруги інвертора, з широтно-імпульсним регулюванням на основній частоті (рис. 3.6 і рис. 3.7), якщо напруга джерела живлення інвертора $E_d = 100$ В, а тривалість імпульсу вихідної напруги складає 2/3 тривалості напівперіоду.

5. Визначте діюче значення першої гармоніки вихідної напруги однофазного АІН, що працює з ШІР на частоті комутації (рис. 3.9), якщо напруга джерела живлення $E_d = 100$ В, а коефіцієнт заповнення кривої вихідної напруги по частоті комутації $\gamma = 0.75$.

4. СПЕКТРАЛЬНИЙ СКЛАД ВИХІДНОЇ НАПРУГИ І МЕТОДИ ЙОГО ПОЛІПШЕННЯ

4.1 Загальні відомості

З принципу дії інвертора напруги випливає, що інвертори такого типу формують на навантаженні напругу прямокутної форми, що в більшості випадків небажано. Дійсно, напруга прямокутної форми має дуже високу швидкість зміни на фронтах, що приводить до формування потужних завад і наведень. Крім того, наявність вищих гармонік у такій кривій викликає додаткові втрати в навантаженні, а також може викликати інші небажані ефекти: наприклад, у двигунах змінного струму третя гармоніка напруги створює обертове поле потрійної частоти. При використанні АІН в агрегатах безперебійного живлення чи в бортових системах змінного струму, у більшості випадків потрібно, щоб вихідна напруга джерела мала форму кривої, близьку до синусоїдальної. Відхилення кривої вихідної напруги від синусоїди оцінюється за допомогою коефіцієнта гармонік:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\kappa=\infty} U_{(k)}^{2}}}{U_{(1)}},$$
(4.1)

де k – номер гармоніки;

 $U_{(k)}$ - напруга *k-тої* гармоніки, причому в (4.1) можна використовувати як амплітуди, так і діючі значення гармонічних складових.

Величина коефіцієнта гармонік може вимірятися у відсотках і звичайно повинна лежати в межах 5 - 10 %. Таким чином, при розробці пристроїв на базі АІН досить часто встає задача поліпшення спектра вихідної напруги до рівня, передбаченого технічним завданням.

В даний час відомі наступні основні методи поліпшення спектра вихідної напруги АІН [2,4]:

- амплітудно-імпульсна модуляція (AIM);
- використання додаткових комутацій;
- широтно-імпульсна модуляція (ШІМ);
- амплітудно-широтно-імпульсна модуляція (АШІМ);
- застосування силових фільтрів.

Досить повна класифікація методів поліпшення спектра вихідної напруги АІН приведена в [4].

4.2 Амплітудно-імпульсна модуляція

Метод АІМ модуляції полягає в підсумовуванні (тим чи іншім способом) вихідних напруг декількох інверторів, причому ці напруги можуть відрізнятися одна від одною по величині, фазі і частоті [2,4,5]. На рис. 4.1 показана схема інвертора такого типу, що містить n однофазних напівмостових ланок. Підсумовування вихідних напруг здійснюється за допомогою трансформаторів, вторинні ланок обмотки яких включені послідовно. На рис. 4.2 показані часові діаграми напруг у схемі для інвертора, що містить 5 ланок, які формують напруги, однакові по амплітуді, але зсунуті по фазі на кут $\pi/6$. Як видно на часовій діаграмі, показаній на рис. 4.2(е), крива вихідної напруги має гладку складову трапецеїдальної форми. При парній кількості ланок крива вихідної напруги при переході через нуль має площадку з напругою рівною нулю [2]. Величина кожної сходинки в кривій вихідної напруги визначається величиною напруги коефіцієнтом живлення трансформації i вихідного джерела трансформатора ланки:

$$\Delta U = 2E_d k_t, \tag{4.2}$$

де $k_t = \frac{w_2}{w_1}$ - коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора.

Амплітуда вихідної напруги дорівнює сумі амплітуд ерс кожної вторинної обмотки і при однакових параметрах ланок пропорційна числу ланок $U_{2max} = nE_d k_t$.

Неважко бачити, що шляхом відповідного вибору фазового зсуву і коефіцієнтів трансформації вихідних трансформаторів можна домогтися того, щоб гладка складова вихідної напруги була близька до синусоїди, а збільшення числа ланок приводить до збільшення частоти першої гармоніки високочастотної складової вихідної напруги і зменшення її амплітуди.

До числа недоліків описаного способу відноситься той факт, що встановлені потужності всіх ланок, приблизно, однакові, тому що вони повинні бути розраховані на однакові напруги і пропускають загальний струм, але активна потужність, що віддається різними ланками і, відповідно, навантаження на силові прилади різні, оскільки



Рис. 4.1 - Схема інвертора з підсумовуванням напруг



Рис. 4.2 - Часові діаграми процесів в інверторі з підсумовуванням напруг

активна потужність, що віддається кожної ланкою, визначається фазою струму навантаження стосовно напруги даної ланки і змінюється при зміні параметрів навантаження. Так чи інакше, але повна потужність навантаження поділяється між ланками, що зручно для реалізації в модульній конструкції, особливо якщо параметри ланок вибираються однаковими. У цьому випадку може бути створений досить потужний перетворювач, що складається з набору малопотужних, взаємозамінних модулів.

Другий спосіб поліпшення спектра вихідної напруги інвертора, що використовує метод підсумовування декількох напруг, полягає у тому, що напруги різних ланок мають різні частоти (і амплітуди), підібрані таким чином, щоб знищити небажані (звичайно, ближні) гармоніки вихідної напруги основної ланки. Наприклад, якщо основна ланка інвертора формує напругу прямокутної форми, то спектр цієї напруги містить усі непарні гармоніки, амплітуди яких убувають пропорційно номеру гармоніки. Отже, якщо з цієї напруги відняти напругу прямокутної форми потрійної частоти, з амплітудою рівною 1/3 від напруги основної ланки, то в кривій вихідної напруги будуть скомпенсовані третя гармоніка і усі вищі гармоніки, кратні трьом. Аналогічно, можна знищити п'яту гармоніку і гармоніки кратні п'яти і т.д. Схема інвертора подібного типу відрізняється від схеми, показаної на рис. 4.1, параметрами вихідних трансформаторів, оскільки напруги, що складаються, мають різні частоти й амплітуди. На рис. 4.3 показані часові діаграми процесів у такому інверторі, що складається з чотирьох ланок, однієї основної і чотирьох допоміжних, що забезпечують компенсацію третьої, п'ятої, сьомої і одинадцятої гармонік вихідної напруги (дев'ята гармоніка ліквідується за рахунок напруги, що сформована ланкою потрійної частоти). Спектральний вихідної напруги інвертора, отриманий за допомогою склад комп'ютерного моделювання, представлений на рис. 4.4, показує, що, незважаючи на зовні "непоказний" вид кривої, ближні гармоніки, що мають відчутні амплітуди, мають номера не нижче тринадцятого. Таким чином, вищі гармоніки, що є присутніми у кривій вихідної напруги можуть бути відносно легко подавлені, наприклад, за допомогою пасивного фільтру.

Достоїнством цього способу є і те, що встановлена потужність допоміжних ланок невелика, оскільки струм навантаження загальний, а амплітуди напруги на виході допоміжних ланок зворотно пропорційні номеру гармоніки, на яку настроєна ланка.







Рис. 4.4 - Спектральний склад вихідної напруги з компенсацією 3, 5, 7, и 11 гармонік

4.3 Метод додаткових комутацій

За допомогою додаткових комутацій, форма вихідної напруги інвертора може бути змінена таким чином, щоб домогтися знищення однієї чи декількох вищих гармонік. Цей метод відомий у літературі [1] під назвою методу виборчого знищення гармонічних складових. Наприклад, крива лінійної напруги трифазного мостового інвертора, показана на рис. 4.5(а), що має тривалість імпульсу 120 градусів не містить гармонік кратних трьом. Цей ефект можна пояснити порівнянні додаткової наявністю 3i звичайною **(**y кривою прямокутної форми) комутації, що формує в кривій вихідної напруги "нульову" поличку. Формальний механізм знищення третьої гармоніки можна розглядати виходячи з визначення коефіцієнта ряду Фур'є, який пропорційний інтегралу від добутку одиничної синусоїди на функцію, що розкладається. На рис. 4.5(а) штрихуванням показані ординати цього добутку, а, відповідно, заштриховані площадки під синусоїдою потрійної частоти пропорційні величині інтеграла від цього добутку і, отже, пропорційні величині коефіцієнта Фур'є при члені ряду потрійної частоти, тобто, пропорційні синусному третьої гармоніки. Оскільки амплітуді позитивні негативні i площадки під кривою рівні, то й амплітуда третьої гармоніки вихідної напруги теж дорівнює нулю. Якби крива вихідної напруги не мала нульової полички, чи тривалість цієї полички була б не рівною 60 ел. градусів (в одному напівперіоді існують два нульових інтервали по 30 ел. градусів), то рівність нулю заштрихованих під синусоїдою було б порушено, і в кривій вихідної площадок напруги з'явилася б третя гармоніка, що і має місце при звичайній прямокутній формі напруги.

Реалізація цього методу без додаткових апаратних витрат в однофазному інверторі можлива в однофазній мостовій схемі, за умови, що тривалість нульової полички $2\gamma = 60$ ел. градусів. Що ж стосується напівмостового варіанта схеми, то, оскільки в цій схемі формування однополярних імпульсів неможливо, для знищення третьої гармоніки можна використати алгоритм, показаний на рис. 4.5(б).

У цьому випадку, у кривій вихідної напруги формуються дві симетричних паузи, кожна з яких реалізується за допомогою двох додаткових комутацій. Якщо виконується умова $\gamma_2 = 60$ ел. градусів, то внутрішній імпульс напруги не має третьої гармоніки так само, як і



Рис. 4.5 - Компенсація третьої гармоніки за допомогою додаткових комутацій



Рис. 4.6 - Схема трирівневого АІН з блокуючими діодами

в попередньому випадку. Для компенсації третьої гармоніки, яка формується за рахунок наявності бокових інтервалів, необхідне виконання наступної умови:

$$\int_{0}^{\gamma_{1}} \sin 3\theta \cdot d\theta = \int_{\gamma_{1}}^{\gamma_{2}} \sin 3\theta \cdot d\theta.$$
(4.3)

Неважко переконатися, що рівняння (4.3) виконується при $\gamma_1 = 20$ ел. градусів. Як зазначено в [1], при наявності двох додаткових комутацій (розташованих симетрично на початку і наприкінці кожної напівхвилі) можна забезпечити знищення двох гармонік, наприклад, якщо $\gamma_1 = 23,62$ градуса, а $\gamma_2 = 33,3$ градуса, то в кривій вихідної напруги відсутні третя і п'ята гармоніки, а при $\gamma_1 = 16,25$ градуса і $\gamma_2 = 22,07$ градуса – п'ята і сьома. Очевидно, що можливі і більш складні алгоритми, що забезпечують компенсацію більшого числа гармонік.

Формування однополярних імпульсів напруги (зокрема, не маючих третьої гармоніки) в однофазній напівмостовій схемі АІН можливо за рахунок ускладнення силової схеми і застосування відповідного алгоритму керування силовими ключами. Така схема називається трирівневим інвертором [2,4]. Принципова схема трирівневого інвертора представлена на рис. 4.6. У порівнянні зі звичайною напівмостовою схемою інвертора, елементами якої є два силових транзистора VT2, VT3 і два зворотних діоди VD1, VD2, у схемі трирівневого інвертора міститься два допоміжних транзистори VT1, VT4 і два шунтуючих діоді VD5, VD6. Часові діаграми керуючих сигналів показані на рис. 4.7, а процесів у схемі - на рис. 4.8.

Припустимо, що при $\mathcal{G} = 0$ одночасно вмикаються транзистори VT1, VT2 і до навантаження прикладається напруга верхньої половини джерела живлення. При цьому електромагнітні процеси в схемі аналогічні процесам у звичайній напівмостовій схемі інвертора. Якщо в деякий момент $\mathcal{G}_i < \pi$ вимкнути транзистор VT1, то під впливом ерс самоіндукції індуктивності навантаження, відкривається шунтуючий діод VD5 і коло навантаження замикається (практично накоротко) через цей діод і відкритий транзистор VT2. При цьому напруга навантаження падає до рівня, обумовленого сумою прямого падіння напруги на шунтуючому діоді і залишкової напруги силового транзистора. У момент часу $\mathcal{G} = \pi$ транзистор VT2 вимикається.



Рис. 4.8 - Часові діаграми процесів у трирівневому інверторі

Відповідно, вимикається і шунтуючий діод VD5, а струм навантаження переходить на зворотні діоди VD3 і VD4, як у звичайній напівмостовій схемі. Далі повинні бути включені два силових транзистори VT3, VT4 і всі процеси в схемі повторюються зі зворотною полярністю напруги на навантаженні.

Таким чином, при вимиканні допоміжних транзисторів у напрузі навантаження u_{μ} формується "нульова" поличка, тривалість якої визначається кутом випередження вимикання допоміжних транзисторів:

$$\beta = \pi - \vartheta_l. \tag{4.4}$$

Як видно з часових діаграм, показаних на рис. 4.8(а), спектральний склад вихідної напруги залежить від кута випередження β . Зокрема, при $\beta = 60$ ел. градусів (чи $\gamma = \frac{\beta}{2} = 30$ ел. градусів) у кривій вихідної напруги u_{μ} компенсується третя гармоніка, а також вищі гармоніки з номерами кратними трьом.

Основні співвідношення для описаної схеми можуть бути отримані на основі аналізу часових діаграм. Діюче значення вихідної напруги U_{μ} , визначається тривалістю імпульсу:

$$U_{\mu} = \frac{E_d}{2} \sqrt{\frac{g_l}{\pi}} = \frac{E_d}{2} \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}.$$
(4.5)

Зокрема, при $\beta = \frac{\pi}{3}$, що необхідно для компенсації третьої гармоніки вихідної напруги, діюче значення вихідної напруги U_{μ} дорівнює:

$$U_{H} = \frac{E_{d}}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} = 0.816 \frac{E_{d}}{2} = 0.408 E_{d}.$$
 (4.6)

Спектральний склад вихідної напруги u_{μ} описується наступним рядом [6]:

$$U_{\mu(k)m} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{E_d}{2} \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k} \cos \frac{k\beta}{2} .$$
 (4.7)

Зокрема, при $\beta = \frac{\pi}{3}$, як випливає з (4.7), у спектрі вихідної напруги зникають гармоніки кратні трьом. При цьому амплітуда першої гармоніки вихідної напруги $U_{\mu(I)m}$:

$$U_{H(1)m} = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cdot \frac{E_d}{2} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi^2} \cdot \frac{E_d}{2} = 1, I \frac{E_d}{2} = 0,55E_d, \qquad (4.8)$$
і, відповідно, її діюче значення:

$$U_{H(1)} = \frac{U_{H(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{E_d}{2} = 0,78 \frac{E_d}{2} = 0,39E_d.$$
(4.9)

Достоїнством розглянутої схеми є те, що при вимиканні силових транзисторів напруга на них не перевищує величини $\frac{E_d}{2}$.

Для розрахунку середніх і діючих значень струмів силових приладів зручно зробити допущення про синусоїдальність струму навантаження. Як показано на рис. 4.8(а), перша гармоніка вихідної напруги зсунута стосовно початку координат на кут $\beta/2$. Відповідно, перша гармоніка струму навантаження $i_{\mu(1)}$ відстає від першої гармоніки вихідної напруги $u_{\mu(1)}$ на кут φ . Таким чином, струм навантаження i_{μ} описується наступним рівнянням:

$$i_{\mu} = I_{\mu m} \sin(\vartheta + \frac{\beta}{2} - \varphi) , \qquad (4.10)$$

де *I_{нт}*- амплітуда першої гармоніки струму навантаження;

 φ - кут зсуву першої гармоніки струму навантаження;

 β - кут вимикання регулюючого транзистора.

Тоді, відповідно до розгорнень, що показані на рис. 4.8(г), середнє значення струму колектора I_{K1c} допоміжного транзистора VT1 можна визначити в такий спосіб:

$$I_{K1c} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi - \frac{\beta}{2}}^{\pi - \beta} I_{\mu m} \sin(\vartheta + \frac{\beta}{2} - \varphi) d\vartheta = \frac{I_{\mu m}}{2\pi} \left[1 + \cos\left(\varphi + \frac{\beta}{2}\right) \right]. \quad (4.11)$$

Відповідно, рівняння для середнього значення струму колектора I_{K2c} транзистора VT2 (рис. 4.8(д)) відрізняється лише межами інтегрування:

$$I_{K2c} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi - \frac{\beta}{2}}^{\pi} I_{\mu m} \sin(\varphi + \frac{\beta}{2} - \varphi) d\varphi = \frac{I_{\mu m}}{2\pi} \left[1 + \cos\left(\varphi - \frac{\beta}{2}\right) \right].$$
(4.12)

Рівняння (4.11) справедливе за умови $\varphi \ge \frac{\beta}{2}$. Якщо фазовий кут струму навантаження менше половини кута випередження, то початкове допущення про синусоїдальність струму стає занадто грубим і похибка розрахунку середнього значення струму колектора збільшується. Більш того, моделювання показує, що при описаному

вище алгоритмі керування, для збереження форми вихідної напруги інвертора необхідно, щоб фазовий зсув струму навантаження лежав у межах від $\beta/2$ до $\pi - \beta/2$, тобто момент переходу струму навантаження через нуль повинний лежати в межах тривалості відкритого стану допоміжного транзистора. Ця умова автоматично виконується при активно-індуктивному навантаженні. Якщо ж навантаження являє собою машину змінного струму, то фаза струму навантаження може змінюватися в більш широких межах і форма вихідної напруги може спотворюватися.

Часто для розрахунку основних втрат у силових приладах (діодах, тиристорах, IGBT) використовується еквівалентна схема, що заснована на кусочно-лінійній апроксимації вольтамперної характеристики [10]. У цьому випадку, для виконання розрахунку, крім середнього значення струму, необхідно знати його коефіцієнт форми, або діюче значення цього струму. Діюче значення струму колектора $I_{K1e\phi}$ допоміжного транзистора можна знайти по визначенню, тобто як середньо квадратичну величину струму i_{K1} :

$$I_{K1e\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi-\frac{\beta}{2}}^{\pi-\beta} I_{\mu m}^{2} \sin^{2}(\vartheta + \frac{\beta}{2} - \varphi) d\vartheta} =$$
$$= \frac{I_{\mu m}}{2} \sqrt{1 - \frac{\varphi + \frac{\beta}{2}}{\pi} + \frac{\sin(2\varphi + \beta)}{2\pi}}.$$
(4.13)

Зокрема, при $\beta = \frac{\pi}{3}$ одержимо:

$$I_{K1e\phi T} = \frac{I_{\mu m}}{2} \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin\left(2\varphi + \frac{\pi}{6}\right)}{2\pi}}, \qquad (4.14)$$

де $I_{K1e\phi T}$ - діюче значення струму колектора допоміжного транзистора при $\beta = \frac{\pi}{3}$.

Аналогічно, для діючого значення струму колектора І_{К2еф} основного

транзистора будемо мати:

$$I_{K2e\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi-\frac{\beta}{2}}^{\pi} I_{\mu m}^{2} \sin^{2}(\vartheta + \frac{\beta}{2} - \varphi) d\vartheta} =$$
$$= \frac{I_{\mu m}}{2} \sqrt{1 - \frac{\varphi - \frac{\beta}{2}}{\pi} + \frac{\sin(2\varphi - \beta)}{2\pi}}.$$
(4.15)

I, відповідно, при $\beta = \frac{\pi}{3}$, маємо:

$$I_{K2e\phi T} = \frac{I_{\mu m}}{2} \sqrt{\frac{7}{6} - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin\left(2\varphi - \frac{\pi}{6}\right)}{2\pi}},$$
 (4.16)

де $I_{K2e\phi T}$ - діюче значення струму колектора основного транзистора при $\beta = \frac{\pi}{3}$.

Середнє значення анодного струму зворотного діода I_{a3} :

$$I_{a3} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\varphi - \frac{\beta}{2}} I_{HM} \sin(\vartheta + \frac{\beta}{2} - \varphi) d\vartheta = \frac{I_{HM}}{2\pi} \left[\cos\left(\varphi - \frac{\beta}{2}\right) - I \right], \quad (4.17)$$

і, відповідно, його діюче значення І_{азеф}:

$$I_{ase\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{0}^{\varphi - \frac{\beta}{2}} I_{\mu m}^{2} \sin^{2}(\vartheta + \frac{\beta}{2} - \varphi) d\vartheta =$$
$$= \frac{I_{\mu m}}{2} \sqrt{\frac{\varphi - \frac{\beta}{2}}{\pi} - \frac{1}{2\pi}} \sin^{2}(\varphi - \frac{\beta}{2}). \qquad (4.18)$$

Як видно зі співвідношень (4.17) і (4.18), зворотні діоди в цій схемі мало навантажені, а при $\varphi = \beta/2$ їхній анодний струм узагалі спадає до нуля.

Аналогічно, середнє значення анодного струму шунтуючого діода визначається наступним співвідношенням I_{auu} :

$$I_{auu} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\beta}^{\pi} I_{\mu m} \sin(\vartheta + \frac{\beta}{2} - \varphi) d\vartheta = \frac{I_{\mu m}}{2\pi} 2\sin\varphi \cdot \sin\frac{\beta}{2}, \qquad (4.19)$$

що при $\beta = \frac{\pi}{3}$ дає:

$$I_{auT} = \frac{I_{\mu m}}{2\pi} \sin \varphi \,. \tag{4.20}$$

Відповідно, діюче значення анодного струму шунтуючого діода $I_{aue\phi}$:

$$I_{aue\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{\pi-\beta}^{\pi} I_{\mu m}^{2} \sin^{2}(\vartheta + \frac{\beta}{2} - \varphi) d\vartheta = \frac{I_{\mu m}}{2} \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} - \frac{1}{\pi} \cos 2\varphi \cdot \cos \beta , \qquad (4.21)$$

що при $\beta = \frac{\pi}{3}$ дає:

$$I_{aue\phi T} = \frac{I_{\mu m}}{2} \sqrt{\frac{l}{3} + \frac{l}{2\pi} \cdot \cos 2\varphi} \,. \tag{4.22}$$

Отримані співвідношення для середніх і діючих значень струмів діодів справедливі при виконанні зазначеної вище умови для фазового зсуву струму навантаження: $\frac{\beta}{2} \le \varphi \le \pi - \frac{\beta}{2}$.

4.4 Широтно-імпульсна модуляція

4.4.1 Види широтно-імпульсної модуляції.

Метод широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) є одним 3 найбільш ефективних, з погляду поліпшення якості вихідної напруги АІН. Суть методу полягає у тому, що крива вихідної напруги формується у виді серії високочастотних імпульсів, тривалість яких змінюється (модулюється) по визначеному закону, у більшості синусоїдальному. Частота повторення випадків ____ імпульсів називається частотою комутації, а частота, з якою здійснюється зміна тривалості імпульсів, – частотою модуляції. Оскільки частота комутації звичайно істотно вище частоти модуляції, то гармоніки кратні частоті комутації, що присутні у спектрі вихідної напруги, відносно легко подавляються за допомогою відповідного фільтру.

В даний час відомо досить багато видів ШІМ, що класифікуються по різним ознакам [2,4]. Так, наприклад, по виду імпульсів вихідної напруги розрізняють модуляцію однополярну і

двополярну. Найпростішим прикладом двополярної модуляції можуть служити процеси, реалізовані в однофазній напівмостовій схемі інвертора (рис. 4.9). Імпульси керування, що подаються на бази силових транзисторів, як показано на рис. 4.9(б), формуються в результаті порівняння модулючої, низькочастотної напруги u_M з опорною напругою u_{on} пилкоподібної форми, частота якої і є частотою комутації.

Припустимо, що система керування організована так, що якщо значення опорної напруги u_{on} більше, ніж величина миттєве вмикається транзистор VT1 модулючої напруги u_{M} , ТО 1 на навантаженні формується імпульс и, позитивної полярності, ЯК показано на рис. 4.9(б,в).



Відповідно, якщо опорна напруга стає менше модулюючої напруги, тоді транзистор VT1 вимикається і вмикається транзистор VT2, що приводить до зміни полярності напруги на навантаженні. При активно-індуктивному характері навантаження зміна полярності вихідної напруги відбувається за рахунок вмикання зворотного діода

VD2, через який замикається струм навантаження, що підтримується за рахунок ерс індуктивності L. При зміні модулюючої напруги u_{M} , відбувається зміна тривалості позитивного і негативного імпульсів вихідної напруги, відповідно, змінюється середнє значення напруги за період. Сукупність цих середніх значень вихідної напруги і формує гладку складову u_{H2} , форма якої визначається модулюючим сигналом. Основним недоліком двополярної модуляції є велика амплітуда високочастотної складової у вихідній напрузі.

При однополярній модуляції, як показано на рис. 4.10, у кривій вихідної напруги протягом однієї напівхвилі модулюючого сигналу, формуються імпульси тільки однієї полярності, а замість імпульсів напруги протилежної полярності формуються інтервали з нульовою напругою (нульові полички). При цьому, при зміні тривалості імпульсів напруги, відповідно, змінюється тривалість нульової полички таким чином, щоб період частоти комутації залишався постійним.



Рис. 4.10 - Формування вихідної напруги при однополярній ШІМ

Однополярна модуляція може бути реалізована в однофазній мостовій схемі АІН за умови, що одна пара силових транзисторів, наприклад, VT1 і VT2 переключаються з частотою сигналу модуляції, у моменти 0, π , 2π і т.д., а друга пара транзисторів переключається з

частотою комутації. Тривалість керуючих імпульсів формується в такий же спосіб, як і в попередньому випадку, у результаті порівняння опорної напруги і модулюючого сигналу. Формування імпульсу на виході інвертора, наприклад, позитивної полярності, забезпечується при одночасному вмиканні транзисторів VT1 і VT4. Оскільки транзистор VT4 перемикається з високою частотою, то при транзистор VT1 залишається відкритим, вимиканні його шо замикання струму навантаження, приводить ДО запасеного в індуктивності, через транзистор VT1 і діод VD3. При цьому на виході інвертора напруга дорівнює сумі падінь напруги на транзисторі і діоді, тобто близька до нуля. Аналогічно створюється нульова поличка і при формуванні негативної напівхвилі гладкої складової: при вимиканні транзистора VT3 струм навантаження замикається через транзистор VT2 і діод VD4. Таким чином, полярність гладкої складової вихідної напруги визначається перемиканням транзисторів VT1 або VT2, а високочастотне заповнення і, відповідно, форма гладкої складової - перемиканням транзисторів VT3 чи VT4.

Основною перевагою однополярної модуляції, у порівнянні з двополярною, є зменшення амплітуд високочастотних гармонік в вихідній напрузі.

Слід зазначити, що однополярна модуляція в деяких схемах, наприклад, в однофазній напівмостовій, неможлива. У цьому випадку для реалізації однополярної модуляції приходиться використовувати більш складні схеми, наприклад, схему, показану на рис. 4.6.

По способу формування тривалості високочастотних імпульсів розрізняють кілька родів широтно-імпульсної модуляції, найбільш розповсюдженими з яких є ШІМ першого і другого роду. При широтно-імпульсній модуляції першого роду (ШІМ-1) тривалість імпульсу вихідної напруги пропорційна значенням модулюючого сигналу обираним у визначені, наперед задані моменти часу. Принцип формування тривалості імпульсів при ШІМ-1 проілюстрований на рис. 4.11(а).

Принцип формування тривалості імпульсів при ШІМ-2 показаний на рис. 4.11(б). У цьому випадку тривалість імпульсу визначається значенням модулюючого сигналу у момент закінчення імпульсу.

По способу зміни тривалості розрізняють односторонню і двосторонню модуляцію. Наприклад, на рис. 4.9 показана одностороння модуляція, тому що при зміні модулюючого сигналу

змінюється момент формування тільки заднього фронту імпульсу.



Рис. 4.11 - Широтно-імпульсна модуляція першого (а) і другого (б) роду

Відповідно, на рис. 4.10 показаний приклад двосторонньої модуляції.

Відношення комутації величини частоти ДО частоти модулюючого сигналу називається кратністю частоти комутації. Кратність може бути як цілим числом, так і дробовим, причому в загальному випадку кратність може бути й ірраціональним дробом. Кратність істотно впливає на спектральний склад вихідної напруги, причому при дробно-раціональній кратності у спектрі вихідної напруги з'являються гармоніки 3 частотою нижче частоти модулюючого сигналу [4]. гармоніки Такі називаються субгармоніками, і їхні амплітуди ростуть при зменшенні кратності частоти комутації, що може приводити до порушення нормальної роботи інвертора. Для зменшення субгармонік треба збільшувати комутації, частоти кратність однак цьому неминуче при збільшуються комутаційні втрати в силових приладах інвертора.

Корисна складова вихідної напруги визначається формою гладкої складової, котра у свою чергу залежить від форми модулюючого сигналу, чи, як це прийнято називати, від закону модуляції. В даний час найчастіше використовується модуляція по синусоїдальному, трапецеїдальному або прямокутному закону. Зокрема, розглянутий вище спосіб широтно-імпульсного регулювання на частоті комутації є нічим іншим, як застосуванням ШІМ по прямокутному закону.

78

4.4.2 Основні співвідношення при двополярній ШІМ.

Можна показати, що для формування гладкої складової вихідної напруги синусоїдальної форми, при пилкоподібній формі опорної напруги, модулюючій сигнал повинний бути теж синусоїдальної форми. Дійсно, оскільки гладка складова вихідної напруги $u_{\mu c}$ є гратчастою функцією, яка обгинає ординати, що відповідають середнім значенням вихідної напруги за період частоти комутації T_{κ} (див. рис.4.12(в)), то ці ординати повинні змінюватися в часі по синусоїдальному закону.



Рис. 4.12 - Формування гладкої складової при двополярній ШІМ-2 по синусоїдальному закону

Нехай тривалість позитивного імпульсу вихідної напруги дорівнює t_i . Тоді середнє значення вихідної напруги на *i*-тому періоді частоти комутації $U_{ni} = u_{nzi}$ при двополярній модуляції, що відповідає ординаті заштрихованої площадки, як показано на рис. 4.12(б), визначається співвідношенням:

$$u_{_{HZi}} = \frac{1}{T_{_{K}}} [U_{_{HM}} \cdot t_{_{i}} - U_{_{HM}} (T_{_{K}} - t_{_{i}})] = U_{_{HM}} \left(2\frac{t_{_{i}}}{T_{_{K}}} - 1 \right) = U_{_{HM}} (2\gamma - 1), \qquad (4.23)$$

де $u_{_{Hri}}$ - миттєве значення гладкої складової вихідної напруги на *i*тому періоді частоти комутації; T_{κ} - період частоти комутації;

 $U_{\rm {\scriptscriptstyle HM}}$ - амплітуда вихідної напруги;

 $\gamma = \frac{t_i}{T_{\kappa}}$ - коефіцієнт заповнення на *i*-тому періоді частоти

комутації.

Коефіцієнт заповнення γ при зміні модулюючого сигналу теоретично може змінюватися від нуля до одиниці, але в реальних умовах тривалості переднього і заднього фронтів вихідної напруги не можуть бути рівними нулю і, відповідно, мінімальні і максимальні величини γ обмежені, і звичайно лежать у межах 0,05< γ <0,95.

Якщо допустити, що кратність частоти комутації дуже велика, то зміну гладкої складової вихідної напруги можна описати за допомогою безперервної функції:

$$u_{\rm HP} = U_{\rm HPM} \sin \omega_2 t \,, \tag{4.24}$$

де U_{нгт} - амплітуда гладкої складової вихідної напруги;

*ω*₂ - кругова частота першої гармоніки вихідної напруги (модулюючого сигналу).

Амплітуду гладкої складової можна обчислити, використовуючи співвідношення (4.23), у якому треба прийняти $\gamma = \gamma_{max}$:

$$U_{\mu cm} = U_{\mu m} \left(2\gamma_{max} - 1 \right) \,. \tag{4.25}$$

У загальному випадку, використавши (4.23) i (4.24), можемо записати:

$$U_{\mu m}(2\gamma(t)-1) = U_{\mu cm} \sin \omega_2 t . \qquad (4.26)$$

Звідси, вирішивши (4.26) відносно $\gamma(t)$, одержимо:

$$\gamma(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{U_{HDM}}{U_{HMMAX}} \cdot \sin \omega_2 t \right) = \frac{1}{2} \left(1 + M \sin \omega_2 t \right), \qquad (4.27)$$

де $M = \frac{U_{HZMax}}{U_{HMax}}$ - коефіцієнт модуляції. Відповідно до (4.25)

максимальна величина коефіцієнта модуляції обмежена максимальною величиною коефіцієнта заповнення.

Таким чином, рівняння (4.27) показує, що для одержання синусоїдальної форми гладкої складової вихідної напруги необхідно забезпечити зміну коефіцієнта заповнення $\gamma(t)$ по синусоїдальному закону.

З іншого боку, як показано на рис. 4.12(а), формування тривалості імпульсу відбувається в результаті порівняння опорної

напруги и_{оп} із модулюючим сигналом и_М. Вважаючи, що кратність комутації досить частоти велика, можна зневажити зміною модулюючого сигналу за період частоти комутації. Тоді можна вважати, що формування тривалості імпульсу відбувається за рахунок з постійною напруги порівняння опорної напругою, рівною значенню модулюючого сигналу миттєвому на *і*-тому періоді частоти комутації.

Позначимо амплітуду опорної напруги U_o . Тоді зміну опорної напруги на *i*-тому періоді частоти комутації, що відповідає діаграмі, показаній на рис. 4.12(а), можна описати наступним рівнянням:

$$u_{on} = U_o - \frac{2U_o}{T_{\kappa}} \cdot t_i = U_o (1 - 2\gamma) , \qquad (4.28)$$

де $\gamma = \frac{t_i}{T_{\kappa}}$ - коефіцієнт заповнення, що має такий же зміст, як і

відповідна величина в (4.23).

Миттєве значення модулюючого сигналу визначається співвідношенням:

$$u_M = U_{M \max} \sin \omega_2 t , \qquad (4.29)$$

де $U_{M max}$ - амплітуда модулюючого сигналу;

ω₂ - кругова частота модулюючого сигналу.

Тривалість імпульсу визначається моментом порівняння, коли повинна виконуватися умова $u_{on} = u_M$. Отже, дорівнявши (4.28) і (4.29), і вирішивши їх відносно γ , неважко одержати закон зміни коефіцієнту заповнення при зміні модулюючого сигналу:

$$\gamma(t) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{U_{M \max}}{U_o} \cdot \sin \omega_2 t \right).$$
(4.30)

Таким чином, при порівнянні опорної напруги пилкоподібної форми (у даному випадку лінійно спадаючої в часі) і синусоїдального модулюючого сигналу, коефіцієнт заповнення сигналів керування, що подаються на силові транзистори і, відповідно, коефіцієнт заповнення кривої вихідної напруги інвертора, змінюється по синусоїдальному закону.

Неважко бачити, що в (4.30) дріб у другому доданку в дужках є коефіцієнтом модуляції:

$$M = \frac{U_{M \max}}{U_o} = \frac{U_{\Gamma \max}}{U_{2 \max}}.$$
(4.31)

Таким чином, зміна амплітуди модулюючого сигналу (за умови сталості амплітуди опорної напруги) викликає відповідну зміну амплітуди гладкої складової вихідної напруги інвертора. Порівнюючи (4.30) і (4.27), легко бачити, що вони відрізняються знаками при коефіцієнті модуляції. Відповідно, на часових діаграмах, показаних на рис. 4.12, видно, що фази модулюючого сигналу і гладкої складової вихідної напруги протилежні. Можна показати, що фаза гладкої складової вихідної напруги залежить від організації системи керування, зокрема, вона буде збігатися з фазою модулюючого сигналу, якщо опорна напруга буде лінійно наростаючою. Крім того, фаза гладкої складової вихідної напруги зміниться, якщо поміняти місцями канали керування силовими транзисторами.

Аналіз показує, що приведені вище співвідношення справедливі й у тому випадку, якщо опорна напруга має вид симетричної пилки, що забезпечує реалізацію двосторонньої модуляції.

Двополярна модуляція звичайно реалізується в однофазній напівмостовій схемі (див. рис. 4.9(а)). Якщо потрібно формування трифазної системи напруг, то використовуються три однофазні напівмостові інвертори, керовані з відповідним фазовим зсувом. Для вибору силових напівпровідникових приладів і розрахунку їхніх робочих режимів необхідно знати середні і діючі значення струмів, протікають у силових приладах. загальному випадку У ЩО розрахунок цих величин досить складна задача, тому в інженерній практиці використовуються наближені співвідношення, отримані при допущенні про нескінченно велику кратність частоти комутації[4, 11]. У цьому випадку, зміни тривалості імпульсів струму й амплітуд цих імпульсів можна описати з допомогою безперервних функцій. Тривалість імпульсу колекторного струму транзистора визначається законом модуляції, а амплітуда імпульсу миттєвим значенням струму навантаження. Наприклад, на рис. 4.13 показані часові діаграми процесів в однофазній напівмостовій схемі АІН із двополярною модуляцією. Струм навантаження має індуктивний характер, і зсунутий щодо гладкої складової вихідної напруги на кут φ :

$$i_{\mu} = I_{\mu max} \sin(\vartheta - \varphi), \qquad (4.32)$$

де i_{μ} - миттєве значення струму навантаження;

*I*_{нтах} - амплітуда струму навантаження;

 $\mathcal{G} = \omega_2 t$ - безрозмірний час у масштабі частоти модулюючого сигналу ω_2 ;

 φ - зсув фази першої гармоніки струму навантаження.

Крива колекторного струму показана на рис. 4.13(б). Тоді, вважаючи тривалість кожного імпульсу нескінченно малою величиною і використовуючи (4.27), можемо записати вираз для середнього значення колекторного струму I_k силового транзистора [4]:

$$I_{\kappa} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} I_{\mu\max} \sin(\theta-\varphi) \cdot \frac{1}{2} (1+M\sin\theta) d\theta =$$
$$= \frac{I_{\mu\max}}{2\pi} \left(1 + \frac{\pi}{4} M\cos\varphi\right). \tag{4.33}$$



Рис. 4.13 - Часові діаграми процесів у напівмостовій схемі АІН при двополярній модуляції:

- а криві напруг і струму навантаження;
- б крива струму колектора силового транзистора;
- в крива анодного струму зворотного діода.

Як видно з часових діаграм, представлених на рис. 4.13(б) і (в), сума миттєвих значень струму колектора силового транзистора i_k й анодного струму зворотного діода i_a дорівнює струму навантаження i_{μ} (однієї напівхвилі). Таким чином, середнє значення анодного струму зворотного діода дорівнює:

$$I_a = \frac{I_{\mu \max}}{\pi} - I_{\kappa} = \frac{I_{\mu \max}}{2\pi} \left(1 - \frac{\pi}{4} M \cos \varphi \right).$$
(4.34)

У [4] на основі викладених допущень, отримані відповідні вирази для діючих значень струмів силових приладів.

Діюче значення колекторного струму транзистора:

$$I_{\kappa e \phi} = \frac{I_{\mu \max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{l}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cos \varphi} \quad . \tag{4.35}$$

Відповідно, діюче значення анодного струму зворотного діода:

$$I_{ae\phi} = \frac{I_{\mu\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi}} \cos\varphi \,. \tag{4.36}$$

Середнє значення вхідного I_{ex} струму можна знайти, як різницю середніх значень колекторного струму транзистора I_k й анодного струму зворотного діода I_a :

$$I_{ex} = I_{\kappa} - I_{a} = \frac{I_{\mu \max}}{4} M \cos \varphi .$$
 (4.37)

Останнє співвідношення може бути отримано і з умови рівності активних потужностей на вході і на виході інвертора.

4.4.3 Основні співвідношення при однополярній ШІМ з використанням однофазної мостової схеми.

Однополярна модуляція може бути реалізована за допомогою однофазної мостової схеми АІН. Алгоритм керування силовими приладами при однополярній ШІМ показаний на рис. 4.14(б-е). Цей алгоритм відрізняється від описаного в розділі 3.5 тільки тим, що коефіцієнт заповнення γ кривої вихідної напруги не залишається постійним, а протягом однієї напівхвилі змінюється по синусоїдальному закону.

При однополярній модуляції, протягом однієї напівхвилі, вихідна напруга інвертора u_{μ} містить імпульси лише однієї полярності. Отже, миттєве значення гладкої складової $u_{\mu 2}$, яке рівне середньому значенню вихідної напруги на *i*-тому періоді частоти комутації T_{ki} , визначається миттєвою величиною коефіцієнта заповнення γ_i :

$$u_{H2} = \frac{1}{T_{ki}} \cdot E_d t_i = E_d \gamma_i . \qquad (4.38)$$



Рис. 4.14 - Часові діаграми процесів в однофазній мостовій схемі АІН при однополярній модуляції

При тому, гладка складова вихідної напруги на інтервалі $0 \le 9 \le \pi$ змінюється відповідно до закону модуляції:

$$u_{H2} = U_{H2\max} \sin \omega_{M} t = U_{H2\max} \sin \vartheta, \qquad (4.39)$$

де $\mathcal{G} = \omega_{M} t$ - безрозмірний час у масштабі модулюючого сигналу.

Дорівнявши (4.38) і (4.39), і вирішивши їх відносно γ , одержимо:

$$\gamma(t) = \frac{U_{H2 \max}}{E_d} \cdot \sin \vartheta = M \sin \vartheta, \qquad (4.40)$$

де $M = \frac{U_{HZ \max}}{E_d}$ - коефіцієнт модуляції.

Відповідно до (4.40), як показано на рис. 4.14(в,г) формуються сигнали керування u_{K4} на інтервалі $0 < 9 < \pi$ для силового транзистора VT4, і сигнали керування u_{K3} на інтервалі $\pi < 9 < 2\pi$ для силового транзистора VT3.

У цьому випадку забезпечується формування синусоїдальної форми гладкої складової вихідної напруги в ті моменти часу, коли полярність миттєвого струму навантаження збігається з полярністю активно-індуктивному сигналу. При характері модулюючого навантаження, як показано на рис. 4.14(ж), струм навантаження i_{μ} відстає по фазі від напруги $u_{\mu 2}$ на кут φ . Відповідно, полярність струму навантаження збігається з полярністю гладкої складової вихідної напруги тільки на інтервалі $\varphi < \vartheta < \pi$, і при вмиканні транзистора VT4 на цьому інтервалі струм навантаження протікає через коло колектора цього транзистора (див. рис. 4.14(i)). При вимиканні транзистора VT4 струм навантаження замикається через транзистор VT1 і зворотний діод VD3, що приводить до короткого замикання кола навантаження і формування нульової площадки. Таким чином, перемикання транзистора VT4 забезпечує реалізацію закону модуляції на інтервалі $\varphi < \vartheta < \pi$.

Після закінчення формування позитивної напівхвилі вихідної напруги, при $\vartheta = \pi$, відбувається вимикання транзистора VT1 і вмикання транзистора VT2. Оскільки величина і напрямок струму навантаження i_{μ} не можуть змінитися миттєво, то після вимикання транзистора VT1 струм навантаження переходить на зворотний діод VD2 і може замикатися або через інший зворотний діод VD3 (якщо транзистор VT4 вимкнутий), або через транзистор VT4. Якщо струм навантаження замикається через два зворотних діоди, то до

навантаження прикладена напруга E_d з негативною полярністю. Якщо ж транзистор VT4 відкритий, то навантаження замикається, практично, накоротко через діод VD2 і транзистор VT4, і на навантаженні формується нульова поличка. Таким чином, після переключення полярності вихідної напруги функція транзистора VT2 змінюється і, як видно на часових діаграмах на рис. 4.14(ж), для збереження синусоїдальної форми гладкої складової вихідної напруги, тривалості включеного стану цього транзистора повинні відповідати наступному співвідношенню:

$$\gamma_o(t) = I - \gamma(t) = I - M \sin \vartheta. \qquad (4.41)$$

Відповідно, транзистор VT3 на інтервалі $0 < 9 < \pi$ керується по (4.41), а на інтервалі $\pi < 9 < 2\pi$ по (4.40). Часові діаграми керуючих сигналів VT4 і VT3 показані на рис. 4.14(в) і (г), відповідно.

Таким чином, струм колектора модулюючого транзистора, наприклад VT4, містить дві складові: перша складова формується на інтервалі $\varphi < \vartheta < \pi$ і складається з імпульсів струму, амплітуди яких визначаються струмом навантаження, а тривалості - рівнянням (4.40); друга складова формується на інтервалі $\pi < \vartheta < \pi + \varphi$ і складається з імпульсів струму, амплітуди яких теж визначаються струмом навантаження, а тривалості рівнянням (4.41). Тоді, вважаючи кратність частоти комутації досить великою, для середнього значення першої складової струму колектора можемо записати:

$$I'_{KM} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{\mu \max} \sin(\vartheta - \varphi) \cdot M \sin \vartheta \cdot d\vartheta =$$
$$= \frac{I_{\mu \max}}{2\pi} \cdot \frac{M}{2} [(\pi - \varphi) \cos \varphi + \sin \varphi]. \tag{4.42}$$

Відповідно, для другої складової будемо мати:

$$I_{KM}^{"} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\varphi} I_{\mu\max} \sin(\vartheta-\varphi) \cdot (1+M\sin\vartheta) \cdot d\vartheta =$$
$$= \frac{I_{\mu\max}}{2\pi} \cdot \left[1-\cos\varphi + \frac{M}{2}(\varphi\cos\varphi - \sin\varphi)\right]. \tag{4.43}$$

Знак "плюс" у другій дужці в підінтегральній функції, пояснюється тим, що синус при $9 > \pi$ стає негативною величиною, але насправді при однополярній модуляції модулюючій сигнал

завжди позитивний. Крім того, очевидно, що коефіцієнт заповнення кривої струму не може бути більше одиниці.

Підсумувавши вирази (4.42) і (4.43) неважко одержати вираз для середнього значення струму колектора модулюючого транзистора:

$$I_{KM} = I'_{KM} + I''_{KM} = \frac{I_{2max}}{2\pi} \left(1 - \cos\varphi + \frac{\pi}{2} M \cos\varphi \right).$$
(4.44)

Струми зворотних діодів, включених паралельно модулюючим транзисторам, є різницею між миттєвим значенням струму навантаження і миттєвим значенням струму колектора відповідного транзистора. Тому тривалості імпульсів анодного струму діода VD3 на інтервалі $\varphi < \varphi < \pi$ визначаються рівнянням (4.41), а на інтервалі $\pi < \varphi < \pi + \varphi$, відповідно, рівнянням (4.40). Тоді можемо записати:

$$I_{aM} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{\mu \max} \sin(\theta - \varphi) \cdot (1 - M \sin \theta) d\theta =$$
$$= \frac{I_{\mu \max}}{2\pi} \left[1 + \cos \varphi - \frac{(\pi - \varphi)}{2} M \cos \varphi - \frac{1}{2} M \sin \varphi \right].$$
(4.45)

Відповідно, для другої складової:

$$I_{aM}^{"} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\varphi} I_{\mu\max} \sin(\vartheta-\varphi) \cdot M(-\sin\vartheta) d\vartheta =$$
$$= \frac{I_{\mu\max}}{2\pi} \cdot \frac{M}{2} (\sin\varphi-\varphi\cos\varphi). \tag{4.46}$$

Підсумувавши (4.45) і (4.46), одержимо:

$$I_{aM} = I'_{aM} + I''_{aM} = \frac{I_{H \max}}{2\pi} \left(1 + \cos \varphi - \frac{\pi}{2} M \cos \varphi \right).$$
(4.47)

Викладені міркування можна використати і для розрахунку діючих значень струмів силових приладів. Зокрема, діюче значення струму колектора модулюючого транзистора:

$$I_{KMe\phi} = \frac{I_{H\max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{4M}{3\pi}\cos\varphi + \frac{1}{2\pi}\left(\varphi - \frac{1}{2}\sin 2\varphi\right)}.$$
 (4.48)

Відповідно, діюче значення анодного струму зворотного діода, що шунтує модулюючий транзистор:

$$I_{aMeM} = \frac{I_{\mu \max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{l}{2} - \frac{4M}{3\pi}} \cos \varphi - \frac{l}{2\pi} \left(\varphi - \frac{l}{2} \sin 2\varphi \right).$$
(4.49)

Як видно на часових діаграмах, показаних на рис. 4.14(з), криві струмів колектора перемикаючого транзистора й анодного струму зворотного діода, включеного паралельно йому, збігаються з кривими струмів у звичайному однофазному мостовому АІН, процеси в якому описані в розділі 1. Таким чином, середнє значення колекторного струму перемикаючого транзистора:

$$I_{k\Pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{\mu \max} \sin(\vartheta - \varphi) d\vartheta = \frac{I_{\mu \max}}{2\pi} (1 + \cos\varphi), \qquad (4.50)$$

а, також, середнє значення анодного струму зворотного діода, що включений паралельно перемикаючому транзистору:

$$I_{a\Pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\varphi} I_{\mu \max} \sin(\varphi - \varphi) d\varphi = \frac{I_{\mu \max}}{2\pi} (\cos \varphi - 1).$$
(4.51)

Відповідно, для діючого значення колекторного струму перемикаючого транзистора можемо записати:

$$I_{\kappa\Pi e} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{\mu\,\text{max}}^{2} \sin^{2}(\varphi - \varphi) d\varphi} = \frac{I_{\mu\,\text{max}}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\pi - \varphi + \frac{1}{2} \sin 2\varphi\right)}, (4.52)$$

а також, для діючого значення анодного струму діода, що включений паралельно перемикаючому транзистору, будемо мати:

$$I_{a\Pi e} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\varphi} I_{\mu \max}^{2} \sin^{2}(\varphi - \varphi) d\varphi} = \frac{I_{\mu \max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\varphi - \frac{1}{2} \sin 2\varphi\right)}.$$
 (4.53)

Отримані співвідношення дозволяють виконати інженерний розрахунок статичних втрат в основних силових напівпровідникових приладах.

Крива вхідного струму, що показана на рис. 4.14(л), має досить складну форму, оскільки при однополярній модуляції на кожному

періоді частоти комутації існує інтервал, коли навантаження замкнуте накоротко через перемикаючий транзистор і один зі зворотних діодів, шунтуючих модулюючий транзистор. На цих інтервалах вхідний струм дорівнює нулю, незалежно від фазового кута струму навантаження. Для розрахунку середнього значення вхідного струму найпростіше скористатися умовою балансу активної потужності на вході і на виході інвертора $P_d = P_h$:

$$E_d I_d = \frac{U_{H2 \max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{H \max}}{\sqrt{2}} \cos \varphi.$$
(4.54)

Звідси одержимо:

$$I_d = \frac{U_{H2\max}}{\sqrt{2}E_d} \cdot \frac{I_{H\max}}{\sqrt{2}} \cos \varphi = \frac{M}{\sqrt{2}} I_H \cos \varphi, \qquad (4.55)$$

де I_d - середнє значення вхідного струму інвертора; I_{μ} - діюче значення струму навантаження.

При виборі параметрів вхідного фільтра основне значення має низькочастотна складова, яка має частоту першої гармоніки і рівна подвійній частоті модулюючого сигналу. Амплітуду ж цієї складової можна визначити, якщо скористатися представленням про те, що крива вхідного струму теж має гладку складову, середнє значення якої визначається співвідношенням (4.55). Тоді амплітуду першої гармоніки пульсацій (низькочастотних) можна знайти по (1.15), як у звичайному інверторі:

$$I_{d(1)max} = \frac{2I_d}{(qm)^2 - 1} \sqrt{1 + (qm)^2 tg^2 \varphi} = \frac{2I_d}{3} \sqrt{1 + 4tg^2 \varphi}.$$
 (4.56)

У принципі, для вибору параметрів вхідного фільтра треба знати і вищі гармоніки, що містяться в кривій вхідного струму, однак точний розрахунок спектра вхідного струму АІН із ШІМ являє собою досить складну задачу. 4.4.4 Основні співвідношення при однополярній ШІМ з використанням однофазного напівмостового трирівневого АІН.

При необхідності сформувати трифазну систему напруг схема, що розглянута вище є незручною, тому що в цьому випадку потрібно постійної джерела мати або три незалежних напруги. або трансформатор. низькочастотний вихідний реалізації Для однополярної модуляції в трифазному АІН можна використати три напівмостові схеми, так званого трирівневого інвертора [4,12]. Схема однієї фази показана на рис. 4.15. У порівнянні зі звичайною напівмостовою схемою інвертора, елементами якої є два силових транзистори VT2, VT3 і два зворотних діоди VD2, VD3, у схемі трирівневого інвертора міститься два допоміжних транзистори VT1, VT4, з відповідними зворотними діодами VD1, VD4, і два блокуючих діоди VD5, VD6.

Для формування імпульсу напруги позитивної полярності одночасно вмикаються транзистори VT1, VT2 і до навантаження прикладається напруга верхньої половини джерела живлення. При цьому електромагнітні процеси в схемі аналогічні процесам у звичайній напівмостовій схемі інвертора. При вимиканні транзистора VT1, під впливом ерс самоіндукції індуктивності навантаження, вмикається блокуючий діод VD5 і коло навантаження замикається через цей діод і ще відкритий транзистор VT2. При цьому напруга навантаження падає до рівня, обумовленого сумою прямого падіння напруги на блокуючому діоді і напруги на відкритому силовому транзисторі.

увімкнути транзистор Якщо ЗНОВУ VT1, то ліол VD5 вимикається і на навантаженні знову з'являється напруга верхньої половини джерела живлення. Таким чином, при зміні тривалості відкритого стану транзистора VT1 (у частках від періоду частоти комутації) і при постійному відкритому стані транзистора VT2, формування серії імпульсів напруги відбувається позитивної полярності на навантаженні. Аналогічно формуються імпульси негативної полярності при вмиканні транзисторів VT3, VT4. Таким чином, полярність напруги на навантаженні визначається станом транзисторів VT2 i VT3, широтно-імпульсна a модуляція здійснюється за допомогою транзисторів VT1 і VT4.

91



Рис. 4.15 - Спрощена схема трирівневого інвертора

При активно-індуктивному характері навантаження струм навантаження відстає по фазі від першої гармоніки гладкої складової вихідної напруги. У цьому випадку, після зміни полярності вихідної напруги, струм навантаження зберігає колишній напрямок, що приводить до включення зворотних діодів, і, відповідно, форма гладкої складової вихідної напруги спотворюється. Для усунення цих спотворень транзистори VT2, VT3 на непровідній частині періоду повинні керуватися сигналами, що знаходяться в протилежній фазі з керуючими сигналами транзисторів VT4, VT1. Відповідні часові діаграми керуючих сигналів показані на рис. 4.16.

того, щоб гладка складова вихідної напруги Для мала синусоїдальну форму, тривалості окремих імпульсів стосовно періоду частоти комутації (тобто коефіцієнт заповнення кривої) також повинні змінюватися по синусоїдальному закону. Як уже указувалося вище, особливістю однополярної модуляції є той факт, що ця закономірність повинна дотримуватися в межах однієї напівхвилі напруги. Таким вихідної чином, наприклад, для позитивної напівхвилі вихідної напруги, при $0 < \vartheta < \pi$ тобто коефіцієнт заповнення повинний змінюватися відповідно до рівняння (4.40)

Неважко бачити, що амплітуда гладкої складової вихідної напруги визначається співвідношенням:

$$U_{_{HPM}} = M \cdot \frac{E_d}{2} \tag{4.57}$$

де U_{Hem} - амплітуда гладкої складової вихідної напруги; M - коефіцієнт модуляції; *E*_{*d*} - напруга джерела живлення.

Таким чином, припускаючи, що гладка складова вихідної напруги має синусоїдальну форму, можна вважати, що діюче значення першої гармоніки вихідної напруги визначається співвідношенням:



Рис. 4.16 - Часові діаграми процесів у схемі

Для вибору силових напівпровідникових приладів і для розрахунку втрат у них необхідно знати середні і діючі значення струмів колекторів і анодних струмів діодів. Припустимо, що струм навантаження має синусоїдальну форму й описується рівнянням:

$$i_{\mu} = I_{\mu m} \sin(\omega_{\mu} t - \varphi) = I_{\mu m} \sin(\vartheta - \varphi), \qquad (4.59)$$

де i_{μ} - миттєве значення струму навантаження; $I_{\mu m}$ - амплітуда струму навантаження;

- *ω_н* кругова частота першої гармоніки вихідної напруги;
- *t* поточний час;
- *9* безрозмірний час;
- φ кут зсуву струму навантаження щодо вихідної напруги.

Часові діаграми струмів в елементах схеми трирівневого інвертора при активно-індуктивному характері навантаження показані на рис. 4.17. При досить великій кратності частоти комутації справедливе допущення про те, що кожен імпульс колекторного струму має прямокутну форму. Причому амплітуда імпульсу визначається по (4.59), а тривалість по (4.40) [4]. При цьому струм колектора модулюючого транзистора (VT1 для позитивної напівхвилі вихідної напруги і VT4 для негативної напівхвилі) існує тільки на інтервалі $\varphi < 9 < \pi$.



Рис. 4.17 - Часові діаграми процесів у силових приладах

Тоді середнє значення струму колектора модулюючого транзистора I_{kM} визначається наступним співвідношенням:

$$I_{\kappa M} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{\mu m} \sin(\varphi - \varphi) \cdot M \cdot \sin \varphi \cdot d\varphi =$$
$$= \frac{I_{\mu m} M}{4\pi} [(\pi - \varphi) \cos \varphi + \sin \varphi]. \tag{4.60}$$

Струм колектора перемикаючого транзистора має дві складові: основну $I'_{k\Pi}$, що існує на інтервалі $\varphi < \vartheta < \pi$, де струм колектора безперервний, і додаткову $I''_{k\Pi}$, що обумовлена струмом на інтервалі $\pi < \vartheta < \pi + \varphi$, на якому транзистор перемикається в фазі, що протилежна з модулюючим транзистором іншого плеча інвертора. Основну складову можна обчислити по рівнянню:

$$I'_{\kappa\Pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{\mu m} \sin(\varphi - \varphi) d\varphi = \frac{I_{\mu m}}{2\pi} (1 + \cos\varphi) . \qquad (4.61)$$

При обчисленні додаткової складової, треба врахувати, що керування перемикаючим транзистором здійснюється сигналом, сформованим у протилежній фазі із сигналом іншого модулюючого транзистора, тому тривалість відкритого стану перемикаючого транзистора визначається по (4.41).

Крім того, при однополярній модуляції добуток $M \sin \theta$ повинний залишатися позитивною величиною і при $\theta > \pi$, тому що фізично, коефіцієнт заповнення не може бути негативною величиною. Тому при розрахунку середнього значення додаткової складової, коли $\theta > \pi$, у рівнянні (4.41) треба поміняти знак перед другим доданком. Тоді будемо мати:

$$I_{\kappa\Pi}^{"} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\varphi} I_{\mu m} \sin(\vartheta - \varphi) \cdot (1 + M \sin \vartheta) d\vartheta =$$
$$= \frac{I_{\mu m}}{2\pi} \left[1 - \cos \varphi + \frac{M}{2} (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi) \right]. \tag{4.62}$$

Після підсумовування (4.61) і (4.62) одержимо остаточно:

$$I_{\kappa\Pi} = \frac{I_{\mu m}}{\pi} \left[1 + \frac{M}{4} (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi) \right].$$
(4.63)

При обчисленні середнього значення анодного струму блокуючого діода I_{ab} необхідно приймати до уваги, що тривалості відкритого стану діода, як показано на рис. 4.17(г), знаходяться в

протилежній фазі з інтервалами провідності модулюючого транзистора. Причому, на інтервалі $\varphi < \vartheta < \pi$ коефіцієнт заповнення визначається по (4.41), а на інтервалі $\pi < \vartheta < \pi + \varphi$, відповідно, у (4.41) треба змінити знак на зворотний.

Таким чином, будемо мати:

$$I_{ab} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{\mu m} \sin(\vartheta - \varphi) \cdot (1 - M \sin \vartheta) d\vartheta + + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi + \varphi} I_{\mu m} \sin(\vartheta - \varphi) \cdot (1 + M \sin \vartheta) d\vartheta = = \frac{I_{\mu m}}{\pi} \left\{ 1 - \frac{M}{2} \left[\left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) \cos \varphi + \sin \varphi \right] \right\}.$$
(4.64)

Струм зворотного діода, як видно на розгорненнях, представлених на рис. 4.17(д), існує тільки тоді, коли одночасно включені модулюючий і перемикаючий транзистори, але струм навантаження має зворотну полярність. Тому середнє значення анодного струму зворотного діода I_{a36} визначається співвідношенням:

$$I_{a36} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\varphi} I_{HM} \sin(\vartheta - \varphi) \cdot M \sin \vartheta \cdot d\vartheta = \frac{I_{HM}M}{4\pi} (\varphi \cos \varphi + \sin \varphi) . \quad (4.65)$$

Використовуючи приведені вище міркування можна знайти і діючі значення струмів силових напівпровідникових приладів.

Діюче значення струму колектора модулюючого транзистора I_{kMe} , визначається по співвідношенню:

$$I_{\kappa M e} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{\varphi}^{\pi} [I_{\mu m} \sin(\vartheta - \varphi)]^2 M \sin \vartheta d\vartheta =$$
$$= I_{\mu m} \sqrt{\frac{M}{4\pi}} \left(1 + \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi \right). \tag{4.66}$$

Аналогічно, діюче значення струму колектора перемикаючого транзистора $I_{\kappa\Pi e}$ дорівнює:

$$I_{\kappa\Pi e} = \frac{I_{HM}}{2} \sqrt{l - \frac{M}{\pi} \left(l - \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi \right)} .$$
(4.67)

Діюче значення анодного струму блокуючого діода I_{aEe} :

$$I_{a\mathcal{E}e} = \frac{I_{HM}}{2} \sqrt{l - \frac{2M}{\pi} \left(l + \frac{1}{3} \cos 2\varphi \right)}.$$
 (4.68)

Діюче значення анодного струму зворотного діода I_{asee} :

$$I_{a36e} = \frac{I_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{M}{3} \left(1 - \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi \right)}.$$
 (4.69)

Приведені співвідношення дозволяють здійснити вибір силових напівпровідникових приладів і зробити розрахунок статичних втрат у них.

4.5 Вхідні і вихідні фільтри

Як правило, будь-який перетворювач на базі АІН містить вхідний і вихідний фільтри. Необхідність застосування вхідного фільтра обумовлена тим, що крива вхідного струму інвертора напруги, незалежно від схемного варіанта, має досить складну форму, з розривами в моменти комутацій. Оскільки вихідний опір джерела живлення (наприклад, випрямляча) звичайно має індуктивний характер (у кращому випадку, це індуктивність шин, що підводять струм), то, для запобігання перенапруг на вході інвертора і відповідних спотворень вихідної напруги, на вході інвертора має бути ємнісний або Г-подібний фільтр.

Застосування Г-подібного фільтра бажано для запобігання попадання високочастотних складових вхідного струму інвертора в джерело живлення, наприклад, у мережний випрямляч, якщо перетворювач живіться від мережі промислової частоти.

На еквівалентній схемі такого фільтра, показаній на рис. 4.18, джерело ерс e_d відображає миттєве значення вихідної напруги випрямляча, джерело струму i_{ex} миттєве значення вхідного струму



Рис. 4.18 - Еквівалентна схема вхідного фільтра

інвертора. Параметри фільтра повинні вибиратися таким чином, щоб забезпечити як згладжування пульсацій вихідної напруги випрямляча, так і запобігання попадання високочастотних складових вхідного струму інвертора у випрямляч. Перша задача може бути вирішена стандартними методами [1,3], а друга зводиться до розрахунку амплітуди змінної складової напруги на ємності фільтра, при допущенні, що змінна складова вхідного струму інвертора цілком замикається через ємність фільтра [4,5]. Це допущення справедливе за умови, що реактивний опір індуктивності фільтра для самої низькочастотної гармоніки вхідного струму в 5-10 разів більше відповідного реактивного опору ємності. При цьому виникають дві труднощі: перша, це вибір допустимої величини амплітуди змінної складової на ємності фільтра, а друга, це розрахунок спектра вхідного струму інвертора.

При виборі допустимої величини амплітуди змінної складової напруги на ємності фільтра необхідно враховувати, що для електролітичних конденсаторів ця величина обмежена виробником і складає, як правило, не більш 3-4 % від номінальної робочої напруги (звичайно, на частоті 50 Гц). Для фільтрових конденсаторів закордонних фірм іноді задається припустима величина змінної складової струму (з частотою 100 Гц), що може замикатися через конденсатор.

Крім того, якщо цих обмежень нема, (наприклад, при використанні частотних конденсаторів) то треба враховувати, що збільшення пульсацій на ємності фільтра приводить до спотворення кривої вихідної напруги інвертора.

Точний розрахунок спектрального складу кривої вхідного струму відносно простими методами можливий тільки у випадках, широтно-імпульсна застосовується модуляція. коли не При задача різко ускладнюється, використанні ШІМ а аналітичні результати мало зручні для практичного використання. З іншого боку, для вибору ємності фільтра досить мати оцінки амплітуд низькочастотних складових кривої вхідного струму, що можуть бути отримані по наближеним співвідношенням. Досить точні для практичних розрахунків результати можуть бути отримані шляхом комп'ютерного моделювання. Наприклад, на рис. 4.19 показані результати моделювання електромагнітних процесів в однофазній мостовій схемі АІН при однополярній модуляції в середовищі MicroCap-VI. Частота модулюючого сигналу дорівнює 100 Гц, частота комутації – 2 кГц і коефіцієнт модуляції – 0,7. На рис. 4.19(а) добре видно, що крива струму навантаження має відчутний зсув фази. На рис. 4.19(б) показана крива вхідного струму інвертора.



Рис. 4.19 - Криві вихідної напруги і струму (а), вхідного струму (б) і спектр вхідного струму (в) при однополярній модуляції

Характерно, що обгинаюча кривої вхідного струму має такий же вид, як і крива вхідного струму інвертора, що працює без широтно-імпульсної модуляції (див. рис. 1.2(б)). У спектрі вхідного струму, показаному на рис. 4.19(в), добре видні постійна складова і перша гармоніка кривої вхідного струму, що має частоту рівну подвійній частоті модулюючого сигналу. Присутні також гармоніки, частоти яких кратні або частоті комутації, або комбінаційним частотам, тобто частотам кратним або сумі, або різниці між частотою комутації і частотою модуляції. Аналогічні криві показані на рис. 4.20 для напівмостової схеми інвертора, що працює з двополярною модуляцією при тих же частотах, що й у попередній схемі. Однак у цьому випадку крива вхідного струму має інший вид, і в спектрі, відповідно, у два рази менша величина постійної складової, а частота першої гармоніки пульсацій дорівнює частоті модулюючого сигналу.

Для розрахунку ємності фільтра основне значення мають амплітуда і частота першої гармоніки пульсацій вхідного струму. Відповідні розрахункові співвідношення для різних схем інверторів (і при різних законах керування ними) були приведені в попередніх розділах.



Рис. 4.20 - Криві вихідної напруги і струму (а), вхідного струму (б) і спектр вхідного струму (в) при двополярній модуляції

У більшості випадків, частота першої гармоніки пульсацій вхідного струму визначається співвідношенням:

$$f_{ex(1)} = qm \cdot f_{\mathcal{M}} \tag{4.70}$$

а, відповідно, її амплітуда може бути розрахована по (4.56):

$$I_{gx(1)m} = \frac{2I_d}{(qm)^2 - 1} \sqrt{1 + (qm)^2 tg^2 \varphi}, \qquad (4.71)$$

де qm - добуток, відомий в теорії випрямлення за назвою пульсності схеми [1]. У цьому добутку q = 1 для схем з виводом нульової точки (у нашому випадку, однотактних), і q = 2 для мостових схем; m - число фаз перетворювача. Зокрема, для однофазної напівмостової схеми інвертора qm = 1, а для трифазної мостової без нульового проводу qm = 6;

*f*_м - частота модулюючої напруги;

 I_d - середнє значення вхідного струму.

Таким чином, якщо задана допустима величина амплітуди першої гармоніки змінної складової на ємності $U_{C(1)m(don)}$, то повинна

виконуватися умова:

$$U_{c(1)m} = \frac{I_{d(1)m}}{\omega_{ex(1)}C_{\phi}} \le U_{d(1)m(\partial on)} .$$
 (4.72)

Звідси, вважаючи $f_{M} = f_{H}$ і $\omega_{H} = 2\pi \cdot f_{H}$, будемо мати:

$$C_{\phi} \ge \frac{I_{d(1)m}}{qm \cdot \omega_{\mu} \cdot U_{C(1)m}} .$$
(4.73)

Тоді, знаючи величину ємності, можна визначити індуктивність фільтра, виходячи з умови $X_L = (5 - 10)X_C$:

$$L_{\phi} = \frac{(5 - 10)}{(qm\omega_2)^2 C_{\phi}}.$$
(4.74)

При остаточному виборі параметрів фільтра необхідно переконатися у тому, що резонансна частота фільтра не дорівнює і не кратна частоті пульсацій напруги випрямляча.

Однією з проблем, що виникають при застосуванні Г-подібного фільтра в ланці постійного струму, є виникнення перенапруг на елементах фільтра при зміні струму навантаження і, зокрема, при вмиканні випрямляча. Досить небезпечним є вмикання випрямляча при відсутності керуючих імпульсів на силових ключах інвертора, або при відсутності навантаження на виході інвертора. У цьому випадку перенапруга на ємності може перевищувати нормальну величину напруги майже в два рази. Відповідно, при вимиканні струму навантаження, наприклад, при спрацюванні струмового захисту, перенапруга на ємності фільтра може скласти величину, обумовлену співвідношенням:

$$\Delta U_C = I_{do} \sqrt{\frac{L_{\phi}}{C_{\phi}}} \cdot e^{-\frac{1}{2Q} \cdot \frac{\pi}{2}} \approx 0.92 \cdot I_{do} \rho_{\phi}, \qquad (4.75)$$

де Q- добротність контуру, що містить L_{ϕ} , C_{ϕ} . Звичайно це величина порядку 10-15;

 $\rho_{\phi} = \sqrt{\frac{L_{\phi}}{C_{\phi}}}$ - хвильовий опір контуру; I_{do} - величина струму в реакторі L_{ϕ} в момент вимикання навантаження.

Неважко бачити, що в перехідних процесах перенапруги, що виникають на ємності фільтра, можуть бути небезпечні, як для елементів фільтра, так і для силових приладів інвертора. Тому бажано застосування відповідних мір для обмеження цих перенапруг, наприклад, схеми "м'якого" пуску [14] або включення варисторів паралельно фільтровому конденсатору.

Фільтр на виході інвертора в більшості випадків також дуже бажаний. Наприклад, навіть при використанні інвертора із ШІМ у системі частотно-регульованого електропривода, наявність у струмі статора відчутних складових частоти комутації приводить до збільшення втрат у двигуні, а наявність високочастотної напруги на затисках статора викликає прискорене старіння ізоляції. Якщо ж інвертор використовується як джерело вторинного електроживлення, наприклад, на борту рухливого об'єкта, то виконання стандартних вимог, пред'являємих до якості вихідної напруги, без вихідних фільтрів просто неможливо.

Можливі схеми вихідних фільтрів і рекомендації з вибору їхніх параметрів можна знайти в літературі [4,5,15]. Найчастіше застосовується Г-подібний фільтр, еквівалентна схема якого показана на рис. 4.21(а). Як відомо [11], модуль комплексного коефіцієнта передачі такого фільтра описується рівнянням:

$$\left|K(\omega)\right| = \frac{U_{\scriptscriptstyle H}}{U_{\scriptscriptstyle ex}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_o^2} \cdot \frac{\rho^2}{R^2}}},\tag{4.76}$$

де *w*-кругова частота сигналу;

 $\omega_o = \frac{l}{\sqrt{LC}}$ - резонансна частота фільтра; $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ - хвильовий опір фільтра; *R* - опір навантаження.

Рівняння (4.76) показує, що коефіцієнт передачі фільтра, особливо на частотах близьких до резонансної частоти, істотно залежить від співвідношення між параметрами фільтра й опором навантаження. На рис. 4.21(б) показані амплітудно-частотні характеристики Г-подібного фільтра, побудовані для різних відносин $\frac{R}{\rho}$. Як видно з цих характеристик, для того щоб напруга на виході фільтра мало залежала від зміни навантаження необхідно, щоб робоча частота або була істотно менше резонансної, або хоча б в 2-3 рази більше. З іншого боку, використовуючи визначення хвильового опору

і резонансної частоти, неважко показати, що параметри фільтра однозначно визначені величинами ω_o і ρ :

$$L = \frac{\rho}{\omega_o} , \qquad (4.77)$$

$$C = \frac{l}{\rho \omega_o}.$$
(4.78)

Приведені співвідношення показують, що величини елементів фільтра і, отже, їхня маса і габарити зворотно пропорційні резонансній частоті фільтра. Таким чином, з погляду зниження маси фільтра, перша гармоніка вихідної напруги інвертора, що повинна передаватися фільтром без помітного ослаблення, повинна мати частоту нижче резонансної частоти фільтра. Причому, як видно на рис. 4.21(б), якщо частота вихідної напруги нижче резонансної частоти фільтра на порядок, то коефіцієнт передачі фільтра дорівнює одиниці при будь-яких параметрах навантаження.

Таке співвідношення легко реалізувати в інверторах із ШІМ по синусоїдальному закону, у яких гладка складова вихідної напруги синусоїдальну форму має, практично i, містить отже, не гармонік. При цьому ближні низькочастотних високочастотні гармоніки мають частоту близьку до частоти комутації, і звичайно відрізняються від частоти модулюючого сигналу, у десятки разів.



Рис. 4.21 - Еквівалентна схема (а) і амплитудно-частотні характеристики (б) вихідного фільтра

Тут, однак, слід зазначити, що при зміні кратності частоти комутації стосовно частоти модулюючої напруги, (наприклад, при регулюванні частоти вихідної напруги), у вихідній напрузі інвертора можлива поява субгармонічних складових, які Г-подібним фільтром ослабити неможливо.

Вихідна напруга інвертора без ШІМ може містити досить близькі низькочастотні гармоніки. У цьому випадку, резонансна частота фільтра повинна знаходитися між частотою першої гармоніки і частотою ближньої вищої гармоніки вихідної напруги. На рис. 4.22(а) представлені залежності модуля комплексного коефіцієнта фільтра від співвідношення між частотою першої і передачі резонансною частотою фільтра ω_{0} Верхня крива розрахована по рівнянню (4.76) для умови $R = 100 \rho$, що відповідає зміні напруги холостого ходу (у в.о.) при зміні співвідношення частот. Відповідно, нижня крива розрахована для умови $R = \rho$ і дає залежність вихідної напруги при номінальному навантаженні. На рис. 4.22(б) показана залежність приросту коефіцієнта передачі від співвідношення частот, що пропорційно нахилу зовнішньої характеристики перетворювача, обумовленому параметрами фільтра. Приведені криві показують, що у міру наближення до резонансної частоти спостерігається ріст зовнішньої напруги холостого ходу i збільшується нахил характеристики інвертора. Неважко переконатися, що для інвертора, що має прямокутну форму вихідної напруги, резонансну частоту фільтра прийдеться вибрати нижче частоти першої гармоніки, у противному випадку ближня, третя гармоніка фільтром ослаблятися не буде.



Рис. 4.22 - Залежності коефіцієнта передачі фільтра від співвідношення між частотою першої гармоніки вихідної напруги і резонансною частотою фільтра

Можна показати, що в цьому випадку за допомогою звичайного Г-подібного фільтра одержати коефіцієнт гармонік порядку 0,1, як

вимагає діючий стандарт, неможливо. Дійсно, якщо частота першої гармоніки обрана в 2-3 рази вище резонансної частоти фільтра, то коефіцієнт передачі фільтра для вищих гармонік, приблизно, зворотно пропорційний квадрату номера гармоніки. Оскільки амплітуди вищих гармонік вихідної напруги інвертора теж убувають пропорційно номеру гармоніки, то спектр напруги на виході фільтра має вид:

$$u_2 = U_{(1)m} \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k^3} \sin k\vartheta$$
(4.79)

Тоді, коефіцієнт гармонік можна знайти по визначенню:

$$\kappa_{2} = \frac{\sqrt{\sum_{k=3,5}^{k=\infty} U_{(k)m}}}{U_{(1)m}} = \sqrt{\sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k^{3}} - 1}.$$
(4.80)

Сума під коренем є стандартним рядом, що сходиться до величини 1,0518. Відповідно, коефіцієнт гармонік, обчислений по (4.80) дорівнює 0,227, що більш ніж у два рази перевищує допустиму величину. Розрахунки показують, що навіть у трифазному варіанті, коли крива вихідної напруги не містить третьої і кратних трьом гармонік, на виході фільтра коефіцієнт гармонік дорівнює 0,113.

Задача одержання вихідної напруги необхідної якості може бути успішно вирішена при використанні ШІМ того чи іншого типу. Вибір параметрів фільтра в цьому випадку можна зробити, якщо припустити, що ближні вищі гармоніки мають частоту рівну частоті комутації. Амплітуда першої гармоніки частоти комутації при двополярній модуляції максимальна при коефіцієнті модуляції рівному нулю і дорівнює:

$$U_{H(1)m} = \frac{4}{\pi} E_d \,. \tag{4.81}$$

Відповідно, амплітуда високочастотної складової на виході фільтра визначається співвідношенням:

$$U_{2(\mu)m} = \frac{U_{\mu(1)m}}{\left(\frac{\omega_{\mu}}{\omega_{o}}\right)^{2}} = \frac{4E_{d}\omega_{o}^{2}}{\pi\omega_{\mu}^{2}}.$$
(4.82)

Звідси, задавшись допустимою величиною амплітуди високочастотної складової на виході, можна визначити резонансну частоту фільтра:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\pi \omega_{\mu}^2 U_{\mu(1)m}}{4E_d}} \approx \sqrt{\frac{3}{4} \cdot \kappa_{e} \cdot \omega_{\mu}^2}.$$
(4.83)

Якщо задатися величиною хвильового опору фільтра $\rho = R_{_{HOM}}$, то по (4.77) і (4.78) неважко визначити параметри елементів фільтра.

Аналогічно можна розрахувати параметри фільтра і при однополярній модуляції, зробивши допущення, що амплітуда першої гармоніки частоти комутації в цьому випадку, приблизно в два рази менше, ніж при двополярній модуляції.

4.6 Питання для самоперевірки

1. Що таке коефіцієнт гармонік вихідної напруги?

2. Перелічите основні методи поліпшення якості вихідної напруги автономних інверторів напруги?

3. Що таке амплітудно-імпульсна модуляція?

4. У чому суть методу додаткових комутацій?

5. Накреслите схему однофазного трирівневого інвертора.

6. Поясніть призначення елементів схеми однофазного трирівневого інвертора.

7. Перелічіть основні види широтно-імпульсної модуляції.

8. Яка різниця між односторонньою і двосторонньою ШІМ?

- 9. Що таке однополярна ШІМ?
- 10. Що таке двополярна ШІМ?
- 11. Що таке коефіцієнт модуляції?

12. Чим визначаються обмеження, що накладаються на діапазон зміни коефіцієнта модуляції?

13. Що таке частота комутації?

- 14. Для чого призначений фільтр на вході АІН?
- 15. Для чого призначений фільтр на виході АІН?
- 16. Що таке хвильовий опір фільтру?

17. Як виглядає амплітудно-частотна характеристика Г-подібного фільтру?
4.7 Завдання

1. Розрахуйте коефіцієнт гармонік вихідної напруги однофазного мостового інвертора напруги при симетричному управлінні (крива вихідної напруги має прямокутну форму).

2. Розрахуйте коефіцієнт гармонік кривої лінійної напруги трифазного мостового інвертора напруги при симетричному управлінні (крива вихідної напруги має вид прямокутних імпульсів тривалістю 120 эл. градусів).

3. Розрахуйте коефіцієнт гармонік вихідної напруги однофазного напівмостового трирівневого інвертора напруги, якщо кут регулювання $\beta = \frac{\pi}{2}$ (див. рис. 4.8).

4. Визначте середнє значення колекторних струмів силових транзисторів трирівневого інвертора (див. рис. 4.8), якщо кут регулювання $\beta = \frac{\pi}{2}$, а амплітуда струму навантаження $I_{2max} = 10$ А.

5. Для умов по п.4 визначте діючі значення колекторних струмів силових транзисторів.

6. Визначте амплітуду гладкої складової вихідної напруги напівмостового АІН, що працює з двополярною ШІМ, якщо напруга джерела живлення $E_d = 700$ В, амплітуда опорної напруги $U_o = 10$ В, амплітуда модулюючого сигналу $U_{M(max)} = 9$ В.

7. Визначте амплітуду високочастотної складової в кривій вихідної напруги для умов завдання по п.6, якщо на виході інвертора встановлений Г-подібний фільтр, у якому індуктивність $L = 3 \,\mathrm{mFh}$, ємність $C = 20 \,\mathrm{mk}\Phi$,, а частота комутації $f_k = 18 \,\mathrm{kFu}$.

8. Визначте допустимі величини коефіцієнта модуляції при однополярною ШІМ, якщо частота комутації рівна 18 кГц, а час перемикання силових транзисторів – 100 нс.

5. ОСОБЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ СУЧАСНОЇ ЕЛЕМЕНТНОЇ БАЗИ

5.1 Загальні відомості

У сучасній силовій електроніці в діапазоні малих потужностей (до одиниць кВт) широке застосування знаходять потужні польові транзистори МОН (метал, оксид, напівпровідник) ПТ (MOSFET), а в діапазоні середніх потужностей (до сотень кВт) все частіше застосовуються біполярні транзистори з ізольованим затвором БТІЗ (IGBT). При цьому звичайні біполярні транзистори поступово здають свої позиції. Крупні фірми виробники останнім часом повністю відмовилися від випуску цих напівпровідникових приладів, оскільки сучасні транзистори забезпечують кращі технічні параметри, але при цьому простіші у виготовленні, не вимагають складних схем керування, і, відповідно, виграють в ціні.

При підготовці інформації, приведеної нижче, використані матеріали і технічна документація наступних фірм-виробників напівпровідникових приладів: International Rectifier, Motorola, Siemens, Mitsubishi. Дані фірми широко відомі у всьому світі, їх продукція має попит, крім того, в даний час прилади цих фірм можна замовити і в наший країні, що дозволяє використовувати їх при розробці і виробництві різних пристроїв силової електроніки.

5.2 МОН – польові транзистори

Як і всі потужні напівпровідникові прилади, потужні МОН ПТ мають свої власні технічні особливості, які повинні бути враховані при розробці, що є необхідною умовою оптимального використання можливостей приладів і надійної роботи всього виробу.

Потужні МОН ПТ мають багато переваг перед звичайними біполярними транзисторами, як в лінійному режимі, так і в режимі перемикання. Ці переваги включають в себе: вищу швидкість перемикання, відсутність вторинного пробою, широку область безпечної роботи і вищий коефіцієнт посилення.

Основними областями застосування МОН ПТ є наступні: високочастотні імпульсні джерела живлення, перетворювальні системи для керування швидкістю обертання двигунів, високочастотні генератори для індукційного нагріву і ін. Існують декілька основних типів потужних МОН ПТ. Первинні розробки використовували структури з U і V-канавками. Зараз розробники топології кристала прийшли до вертикальної структури з конфігурацією витоку у вигляді замкнутих осередків. У такій технології струм протікає вертикально через тіло стоку, потім горизонтально через канал і вертикально витікає з витоку. При цьому затвор виконаний у вигляді гексагональної структури (шестикутників), що рівномірно покриває всю площу кристала.

У такій технології присутній інтегральний зворотний діод, за рахунок наявності p-n переходу витік-стік.

Напруга, що прикладається до затвору, встановлює поле в області каналу, при цьому модулюється опір каналу. Затвор електрично ізольований від тіла приладу. В результаті цього польовий транзистор має, практично, нескінченний вхідний опір постійному струму, але при цьому з'являються паразитні ємкості затвор-витік C_{3B} , і затвор-стік C_{3C} (Рис. 5.1). Ці ємкості в значній мірі і визначають складнощі, що виникають при застосуванні потужних польових транзисторів.

Однією з таких проблем є можливість появи викидів напруги між затвором і витоком. Надмірна напруга може пробити шар оксиду затвор-витік, тонкий ШО приведе до виходу приладу з ладу. Однією причин виникнення перенапруг 3 на затворі є наявність паразитної ємкості затвор-стік.

Як відомо [15], паразитні ємності затвор-витік і затвор-стік утворюють ємнісний дільник між стоком і затвором. Якщо припустити, що вихідний опір джерела сигналу керування, відносно



емності польового транзистора

великий, то вийде так, що будь-яке підвищення напруги стік-витік (наприклад, включення верхнього транзистора в напівмостової схемі) викличе перехідний процес, при якому напруга на виводах затворвитік буде обумовлена величиною ємкостей стік-затвор і затворвитік. Таким чином, при високій швидкості наростання напруги на стоці приладу, на затворі може з'явитися напруга, достатня для пробою тонкого шару оксиду. Це явище накладає обмеження на швидкість перемикання польових транзисторів, а також пред'являє жорсткі вимоги до джерела сигналів керування.

На відміну від звичайного біполярного транзистора, польовий транзистор МОН ПТ - це прилад, що керується напругою. Для того, щоб увімкнути транзистор, тобто створити струм в стоці, необхідно прикласти напругу між виводами затвора і витоку (порядку 8-10 В). Оскільки затвор електрично ізольований від витоку, то, на перший погляд, струм в затворі взагалі не може протікати. Але насправді, в потужних польових транзисторах завжди присутня вхідна ємкість затвор-витік, яка при перемиканні транзистора повинна бути перезаряджена. Причому її величина в сучасних приладах складає величини порядку 800 – 10000 пФ.

Якщо припустити, що вхідна ємкість МОН ПТ рівна 1 нФ і вона повинна бути заряджена до напруги 10 В за 10 нс, то неважко обчислити струм, який повинен бути створений джерелом сигналу керування:

$$i = C \frac{du_c}{dt} \approx C \frac{\Delta U_c}{\Delta t} = 10^{-9} \frac{10}{10 \cdot 10^{-9}} = 1 \text{ A.}$$
 (5.1)

Таким чином, струм необхідний для заряду вхідної ємкості транзистора повинен бути в межах 1А. Якщо схема керування не може забезпечити необхідну амплітуду зарядного струму, то час вмикання МОН ПТ збільшуватиметься, що приведе до збільшення втрат при включенні транзистора. Аналогічні розрахунки можна зробити і для процесу вимикання транзистора, проте при цьому полярність струму джерела сигналу керування, буде зворотною, оскільки в цьому випадку вхідна ємкість повинна розрядитися. Таким чином, джерело сигналів керування, повинне мати низькій вихідний опір, як для позитивної, так і для негативної полярності струму затвора.

Слід зазначити, що керування МОН ПТ безпосередньо від логічних мікросхем в більшості випадків неможливе. Для більшості логічних мікросхем (ТТЛ) напруга логічної одиниці знаходиться на рівні 2.4 – 2.7 В, що є недостатнім для вмикання польового транзистора. Використання мікросхем з відкритим колектором і застосуванням зовнішнього резистора, дозволяє набути значення рівня напруги на затворі до 5 В, але навіть для низьковольтних польових транзисторів при напрузі затвор-витік 5 В, струм стоку складає менше половини від номінального. Крім того, логічні

мікросхеми зазвичай не можуть видавати значні вихідні струми, тому час включення/виключення силових приладів буде великий.

Фірма Internetional Rectifier пропонує спеціальні польові транзистори з керуванням від логічних мікросхем. У даних приладах зменшена товщина шару оксиду затвор-витік, що дозволило добитися зниження напруги відсічення. Таким чином, цими приладами можна управляти від логічних схем з відкритим колектором, проте ці прилади мають ряд істотних відмінностей.

Хоча виробник стверджує, що прилади, які напряму керуються від логічних схем, є повними аналогами звичайних МОН ПТ (характеристики по струму і опору у включеному стані залишаються колишніми), у той же час, деякі параметри піддалися істотним змінам. Основним є зменшення товщини шару оксиду затвора. Це приводить до збільшення вхідної ємкості, що знижує частотні характеристики приладу. Знижується безпечна напруга затвор-витік, що може привести до швидшого виходу приладу з ладу. У той же час, розробник отримує спрощення схеми керування і, відповідно, виграш у вартості.

Проте, в більшості випадків розробник прив'язаний до конкретного типу приладів, і забезпечувати керування йому потрібно з рівнями напруги 10 В і вище.

Одним з рішень є включення буферного каскаду з підвищеною вихідною напругою на комплементарному емітерному повторювачі, схема якого показана на рис. 5.2.

Дане схемотехнічне рішення дозволяє отримати рівні напруги затвор-витік до 10 В, необхідний струм затвора, а час вмикання транзистора на



Рис. 5.2. - Схема буферного каскада

рівні 40 нс. Подібне рішення широко застосовується на практиці.

Буферні каскади можуть будуватися і на високочастотних польових комплементарних тран-зисторах. Проте, в цьому випадку слід пам'ятати про необхідність забезпечити низький вихідний опір схеми запуску, оскільки при його збільшенні, що особливо характерне для КМОН мікросхем, істотно підвищується небезпека появи викидів в напрузі затвор-витік.

Одним з достоїнств МОН ПТ є висока величина допустимого імпульсного струму. Польові транзистори є приладами на основних носіях заряду. Через переваги технології величина пікового струму, що пропускається через тіло приладу, обмежується лише здатністю приладу розсіяти енергію, що виділяється в нім. Таким чином, величина імпульсного струму залежить лише від величини теплового опору приладу. Крім того, в польових транзисторах відсутнє явище вторинного пробою і, відповідно, цей ефект не обмежує величину імпульсного струму. У довідковій літературі приведені допустимі імпульсних струмів, довгострокову значення які гарантують надійність роботи приладів.

При коротких імпульсах (порядку мкс) польовий транзистор може витримати такий струм, який не перегріває кристал і не приводить до його руйнування. Для сучасних польових транзисторів амплітуду допустимого імпульсного струму встановлюють на рівні до 4 І_d, тобто, в чотири рази вище середнього значення струму для даного типу приладів (при температурі корпуса 25 °C).

При сучасній технології виготовлення потужних польових транзисторів, в кристалі утворюється вбудований інтегральний діод тіло-стік, який можна застосовувати в багатьох схемах, що вимагають зворотного діода. Оскільки площа кристала, що відведена під p-n перехід вбудованого діода, є близькою до площі каналу польового транзистора, то, відповідно, цій діод здатний витримувати струми, з якими працює польовий транзистор.

Проте, інтегральний діод має відносно великий час розсмоктування неосновних носіїв заряду, що може створювати певні проблеми при роботі транзистора в двотактних схемах. Час вимикання інтегрального діода МОН ПТ менший, ніж час вимикання універсальних потужних випрямляючих діодів, але більшій, ніж у швидковідновних дискретних діодів. В порівнянні з МОН ПТ швидкість перемикання інтегрального діода нижче, ніж швидкість транзистора, тому перемикання деяких схемах швидкість В перемикання може обмежуватися вбудованим діодом. У таких використати паралельно-послідовне випадках можна включення діодів, високочастотних дискретних ЩО мають малий час розсмоктування неосновних носіїв.

Серйозна проблема виникає при роботі МОН ПТ в напівмостовій схемі перетворювача при індуктивному характері навантаження. В цьому випадку можлива ситуація, коли один з транзисторів вже відкритий, а вбудований діод іншого транзистора ще не відновив свого зворотного опору. Тоді через ланцюг з низьким опором: джерело живлення – відкритий транзистор – діод, що відновлюється, потече струм відновлення зворотного діода, який (у сумі із струмом навантаження) може перевищити допустимий імпульсний струм польового транзистора і вивести прилад з ладу. Одним з шляхів вирішення цієї проблеми є обмеження швидкості увімкнення польових транзисторів, за рахунок збільшення вихідного опору схеми запуску.

5.3 Біполярні транзистори з ізольованим затвором

Швидкість перемикання, здатність витримувати великі імпульсні струми, легкість керування, ширина області безпечної роботи, стійкість до лавинного пробою, високі можливі швидкості du/dt дають підстави використовувати потужні МОП ПТ в новітніх виробах силової електроніки. Ці достоїнства, дійсно властиві приладам з основним типом носіїв, частково послаблюються їх характеристиками провідності, яка сильно залежить від температури навколишнього середовища і рівня номінальної напруги.

З іншого боку, біполярні транзистори з ізольованим затвором БТІЗ (IGBT), будучи приладами на неосновних носіях, мають вищі характеристики провідності, володіючи також багатьма достоїнствами МОП ПТ (легкість керування, широка область безпечної роботи, здатність витримувати значні імпульси струму). Взагалі, швидкість перемикання БТІЗ нижча, ніж у МОП ПТ, проте нове покоління БТІЗ фірми International Rectifier має характеристики перемикання близькі до МОП ПТ, зберігаючи вищі характеристики провідності.





У технології виготовлення БТІЗ фірми Internetional Rectifier відсутній інтегральний зворотний діод, що дає розробникові велику гнучкість y дискретного виборі зовнішнього зворотного діода. Як видно 3 еквівалентної схеми, показаної на рис. падіння напруги 5.3. БТІЗ В складається з падіння напруги на р-п керуючому переході MOΠ 1 на у відмінності від МОП ПТ, падіння

напруги на БТІЗ ніколи не може бути нижче падіння напруги на відкритому діоді. З іншого боку – падіння напруги на керуючому МОП ПТ дуже мале, як і для всіх низьковольтних транзисторів.

БТІЗ мають наступні відмінності від польових транзисторів:

- при збільшенні температури падіння напруги на відкритому транзисторі зменшується;

- для струмів близьких до граничних, при збільшенні напруги затворвитік напруга колектор-емітер зменшується;

- падіння напруги колектор-емітер для БТІЗ, практично, не залежить від діапазону робочої напруги і струму, тоді як МОП ПТ мають параметр R_{DS-ON} — опір у відкритому стані, який залежить від номінальної напруги стоку і для транзисторів на 1000 В досягає величин порядку 1÷2 Ом.

Основним чинником, який обмежує швидкість перемикання БТІЗ, є час життя неосновних носіїв в базі p-n-p транзистора. Оскільки ця база недоступна ззовні, то ніякі зовнішні схеми не можуть бути використані для зменшення часу розсмоктування. Проте p-n-p транзистор, який включений по схемі псевдо-Дарлінгтона, і не знаходиться у великій мірі насичення, має час вимикання багато краще, ніж подібний транзистор в сильному насиченні.

Таким чином, в порівнянні з МОП ПТ, БТІЗ мають як переваги, так і недоліки. При виборі відповідного типу приладу, для використання в конкретному перетворювачі, необхідно чітко визначити особливості режиму роботи приладів в пристрої, в якому він буде застосований і, зваживши всі "за і проти", вибрати відповідний тип приладів. Докладніше порівняння різних типів приладів приведено в наступному розділі.

5.4 Порівняння різних типів приладів

Кожен з типів напівпровідникових приладів має свої переваги і недоліки. В деяких випадках переваги переважають, проте, при зміні зовнішніх умов даний тип приладу вже не може конкурувати з іншими. Так, наприклад, біполярні транзистори (БПТ) доцільно використовувати на низьких частотах, але при збільшенні робочої частоти і величин робочих струмів вони не можуть конкурувати з польовими транзисторами.

Як було показано в підрозділі 5.2, присвяченому силовим МОП ПТ, вони мають безліч переваг перед біполярними транзисторами. Це

виражається у вищих швидкостях перемикання, ширшій області безпечної роботи, а також в здатності витримувати вищі імпульсні статичному польових струми. Проте, втрати В режимі для транзисторів (особливо високовольтних) істотно ніж вище. В біполярних транзисторах.

Таким чином, статичні втрати в біполярних транзисторах нижчі, ніж в польових, але енергія перемикання істотно вища. Це обумовлює доцільність застосування біполярних транзисторів на низьких частотах, коли динамічні втрати в транзисторі малі.

З метою усунення різниці в роботі біполярних і польових транзисторів на високих частотах недавно були розроблені нові типи силових БПТ з часом перемикання 100÷200 нс. Для оцінки рівня втрат була отримані експериментальні залежності втрат від частоти для нового типу БПТ, стандартного БПТ 2N6542 і польового транзистора IRF330.

Вимірювання були проведені для індуктивного навантаження, з обмеженням викидів напруги, для струму 2.5 А, при коефіцієнті заповнення імпульсів керування 0.33. Експериментальні залежності показані на рис.5.4.



Рис. 5.4 – Залежності втрат від частоти для звичайного БПТ, нового типу БПТ і МОП ПТ.

Як видно з рис.5.4, для даних типів напівпровідникових приладів існують дві характерні точки (~20 і 35 кГц), в яких втрати в біполярних транзисторах порівнюються з втратами в МОП ПТ. Характерно, що з підвищенням частоти втрати в польовому транзисторі, практично, не збільшуються. Крім того, слід мати на

увазі, що в схемі запуску «швидкого» біполярного транзистора розсіюється додаткова потужність близько 1.3 Вт.

Таким чином, можна зробити висновок – застосування польових транзисторів, за інших рівних умов, доцільно на високих частотах. Проте, простота схем керування польовими транзисторами і їх інші переваги пояснюють сучасну тенденцію все більш широкого застосування польових транзисторів навіть в низькочастотних перетворювачах.

У розділі, присвяченому БТІЗ, деякі переваги цього типу приладів вже приводилися. Зокрема, по схемах запуску можна вважати силові МОП ПТ і БТІЗ тотожними: обидва типи приладів мають ізольований затвор з практично ідентичною технологією виготовлення. Тому і системи керування можна використовувати однакові і багато фірм виробники не роблять відмінності між системами керування для МОП ПТ і БТІЗ.

Але, оскільки напівпровідникові структури цих приладів мають істотні відмінності, то відповідно втрати провідності і перемикання для МОП ПТ і БТІЗ теж істотно відрізнятимуться.

У МОП ПТ фактично модулюється опір каналу транзистора. Проте, мінімальне значення опору каналу для різних приладів дуже сильно відрізняється. Так для польових транзисторів розрахованих на високу напругу ця величина досягає значення в декілька Ом, відповідно втрати провідності пропорційні квадрату струму $(P = I^2 R)$. При цьому, падіння напруги стік-витік для високовольтних польових транзисторів в увімкнутому стані може складати десятки вольт.

Для БТІЗ поняття опір колектор-емітер відсутній. Є напруга насичення U_{KEHAC} , яке, практично, не залежить від діапазону робочих струмів і лежить в діапазоні 1,5 ÷3,5 В. Відповідно втрати провідності для високовольтних модулів для БТІЗ істотно нижче.

Для низьковольтних модулів на МОП ПТ, розрахованих на великий струм, ця проблема є неістотною. Так існують польові транзистори з опором каналу 5 мОм, що для робочих струмів в 100А складе падіння напруги всього 0,5 В.

У той же час, втрати перемикання для БТІЗ будуть значно вищі, ніж у польових транзисторів, оскільки час перемикання у них в 3-5 разів більше, ніж у польових транзисторів.

Таким чином, доцільна область застосування БТІЗ відповідає відносно високовольтним (порядку сотні В) автономним

перетворювачам з великими (порядку сотні А) струмами і середніми робочими частотами (порядку 10-50 кГц). Цьому відповідає і сучасна номенклатура БТІЗ, що випускаються провідними фірмами, що має три рівні номінальної напруги (600, 1200 і 1700 В) і чотири класи по швидкодії: S (робоча частота до 1 кГц), F (частота до 10 кГц), U (частота до 50 кГц) і W (частота до 150 кГц). Деякі порівняльні характеристики приладів представлені в табл. 5.1.

	Потужні	БТІЗ	Биполярні	Схема
	МОН ПТ		транзистори	Дарлінгтона
Тип сигналу	Напруга	Напруга	Струм	Струм
керування				
Потужність	Низька	Низька	Велика,	Середня
керування				
Схема	Проста	Проста	Складна (необхідні	Середня
керування			значні позитивні та	
			негативні струми)	
Щільність	Велика,	Дуже велика	Середня	Середня
струму	при малих напругах		(нижче для швидкісних	
через	Низька,		приладів)	
прилад	при великих напругах			
Втрати	Дуже малі	Середні	Від середніх до	Великі
перемикання			великих (зростають з	
			ростом частоти)	

	п · ·		•
Таблиця $\mathbf{i} = \mathbf{i}$		характеристики	і припалів
I wooning i Sol	ropibilitibili	Mapartepnerint	прилади

5.5 Стандартні ШІМ-контроллеры

Для ефективного керування процесом перетворення електричної енергії застосовуються різні методи. Так для стабілізації вихідних параметрів (напруга, струм) перетворювачів часто використовують ШІМ-контролери. Раніше для цих цілей використовували складні системи, що складаються з безлічі дискретних елементів. Зараз багато фірм-виробників пропонують на ринку свої ШІМ-контролери інтегрального виконання, які поєднують високу точність роботи, простоту використання і низьку вартість.

Розглянемо побудову систем з ШІМ-стабілізацією на прикладі контролера TL494 фірми Motorola.

Ця мікросхема випущена на ринок досить давно, ще в 1986 році, проте широко використовується і сьогодні, оскільки поєднує високу точність, простоту і дешевизну.

Функціональна схема контролера показана на рис. 5.5.



Рис. 5.5 – Функціональна схема контролера TL494

Схема містить наступні основні вузли:

- два підсилювачі сигналу похибки (Error Amp 1, 2);
- вбудований генератор пилкоподібної напруги із зовнішніми часозадаючими елементами (Oscillator, R_T, C_T);
- вбудоване джерело опорної напруги (Reference Regulator);
- вбудовані ключі сигналів керування (Q1, Q2);
- схеми захисту від зниженої напруги живлення (UV Lockout);
- ШІМ-компаратор (PWM Comparator);
- компаратор сигналу паузи в нулі (Dead-time comparator);

- тригер, що керує вихідними ключами.

Дана мікросхема є закінченим блоком, який, при мінімумі додаткових навісних елементів, здатний управляти імпульсним перетворювачем з метою забезпечення стабілізації двох вихідних параметрів.

Часові діаграми роботи схеми приведені на рис 5.6, а на рис 5.7 показана типова схема включення контролера.

Як видно з часових діаграм, залежно від сигналу зворотного зв'язку (Feedback/PWM Comp. Штрихова лінія) відбувається модуляція тривалості імпульсів керування, що поступають на вихідні транзистори. При цьому залежно від рівня сигналу на виводі 13 (Output Control) мікросхема працює в однотактному, або двотактному режимі. («1» – відповідає двотактному режиму).



Test	Conditions	Results	
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V}$ to 40 V	3 .0 mV 0.01%₀	
Load Regulation	V_{in} = 12.6 V, I_O = 0.2 mA to 200 mA	5.0 mV − 0.02%	
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 V, I_0 = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.	
Short Circuit Current	$V_{in}=12.6~V_{e}~R_{L}=0.1~\Omega$	250 mA	
Efficiency	V _{in} = 12.6 V, I _O = 200 mA	72%	

Рис. 5.7 – Типова схема включення контролера TL494

Дана мікросхема має фіксовану затримку – паузу в нулі, яка запобігає одночасній роботі двох вихідних транзисторів в двотактному режимі. Стандартна величина паузи в нулі складає 4%, проте, за допомогою зовнішніх елементів, при подачі сигналу на вивід 4 мікросхеми, можна збільшувати величину паузи в нулі. За допомогою цього методу легко можна реалізувати плавний пуск перетворювача, що є реальною проблемою перетворювальної техніки.

Деякі технічні характеристики ШІМ-контролера:

-	напруга живлення, В	$7 \div 40;$
-	частота ГПН, кГц	$1 \div 200;$
-	напруга ІОН, В	$4.75 \div 5,252$

На рис 5.7 показана типова схема включення контролера, як джерела сигналів керування для силового транзистора імпульсного перетворювача понижуючого типу.

Зовнішні навісні елементи на виводах 1,2,3,15,16 є стандартними при використанні контролера в однотактному режимі із стабілізацією по одному каналу.

5.6 Драйвери для керування польовими транзисторами

Як було неодноразово зазначено раніше, керування польовими транзисторами має деякі особливості. Так, для того, щоб відкрити силовий МОП ПТ необхідно зарядити його вхідну ємність до збільшенні напруги. При швидкості перемикання відповідної ΜΟΠ ΠΤ росте амплітуда струму, силового який повинна забезпечити схема запуску, оскільки струм перезаряду вхідної ємкості тим більше, чим вище частота перемикання приладу.

Звичайні логічні мікросхеми не в змозі забезпечити потрібну для приладів величину керуючого струму. фірми сучасних Тому виробів силової електроніки виробники почали пропонувати спеціалізовані мікросхеми для керування силовими МОП ПТ, які називаються драйверами. Драйвери призначені, перш за все, для узгодження рівнів сигналів інформаційної частини перетворювача (порядку 3-4 В) з рівнем сигналів керування силових транзисторів, (порядку 10-15 В). Деякі схеми драйверів можуть забезпечувати гальванічну розв'язку системи керування і силової частини, захист силового ключа від перевантажень і ряд інших допоміжних функцій. допомогою мікросхеми драйвера порівняно 3a легко можна забезпечити керування польовим транзистором на високій частоті.

У даний час схеми драйверів можна класифікувати наступним чином:

1. По положенню керованого транзистора:

- драйвер транзистора нижнього рівня;
- драйвер транзистора верхнього рівня;
- 2. По кількості керованих транзисторів:
- одиночні драйвери;
- напівмостові драйвери;
- трифазні драйвери.
- 3. По робочій напрузі:
- низьковольтні до 500 ÷ 600В;
- високовольтні до 1200 В.
- 4. По рівню вихідного струму:
- низькі рівні вихідних струмів (до 200 мА);
- високі рівні вихідних струмів (до 2 А).

Крім того, існують прилади з вбудованим генератором, якщо немає необхідності в зовнішньому ланцюзі зворотного зв'язку (IR2155).

Останнім часом деякі фірми-виробники (Mitsubishi, Siemens) пропонують розвиток ідеї драйверів – інтелектуальні модулі, які містять в одному корпусі потужний транзистор (або декілька транзисторів, аж до трифазних мостів) і відповідний драйвер для керування ним, а також вбудовані схеми захисту від пониження напруги живлення, перевищення імпульсного струму, захисту від короткого замикання, температурний захист і так далі. В даний час ці пристрої доступні і на вітчизняному ринку, а їх ціна буде порівнянна, або навіть нижче за пристрою, об'єднуючого всі ці функції, але зібраного на дискретних елементах.

Типовим прикладом драйвера може служити мікросхема IR2101 фірми Internetional Rectifier, функціональна схема якої показана на рис. 5.8, а типова схема включення – на рис. 5.9.

Даний пристрій містить два канали для формування сигналів керування на два затвори двох польових транзисторів, один з яких (Low – нижній) має витік, підключений до "землі", а другою (High – верхній) має стік, підключений до "+" джерела живлення. У даній мікросхемі для керування верхнім ключем напівмоста використовується "плаваюче" (бутстрепне) джерело напруги, що створюється за допомогою допоміжної ємкості C_в і навісного діода D_в (див. рис. 5.9).



Рис. 5.8 – Функціональна схема драйвера IR2101



Рис. 5.9 – Типова схема включення драйвера IR2101

Суть його полягає в наступному – для керування верхнім транзистором стійкі, на його затвор повинна подаватися напруга більше потенціалу витоку. При цьому, якщо даний транзистор відкритий, то на його витоку напруга близька до напруги живлення стійкі – максимальній напрузі в схемі. Для того, щоб подати на затвор напругу вище максимального, ця напруга знімається із зовнішньої ємкості С_в, яка служить джерелом живлення для керування затвором верхнього транзистора напівмоста.

Дана ємкість заряджається під час відкритого стану нижнього транзистора по ланцюгу: напруга живлення драйвера Vcc – діод D_{B} - ємкість C_{B} – нижній транзистор – земля (СОМ). Накопичений заряд віддається в ланцюг затвора верхнього транзистора в моменти, коли потрібно його відкрити (при цьому нижній транзистор – закритий). З керуванням нижнім транзистором стійки проблем не виникає,

оскільки на нього сигнал керування, подається відносно загальної землі.

У випадку, якщо час відкритого стану нижнього транзистора малий або знижується напруга живлення мікросхеми, спрацьовує схема захисту і вихідні сигнали драйвера блокуються, при цьому силові транзистори опиняться в закритому стані до відновлення нормальних умов роботи драйвера.

Таким чином, мінімумом 3 навісних елементів можна організувати керування напівмостовою схемою, що складається з транзисторів (або польових БTIЗ) 3 параметрами вмикання/вимикання, які можна задати зовнішніми резисторами, що включені в ланцюгах затворів кожного транзистора. При цьому в драйвері містяться ланцюги захисту від невірних режимів роботи, схема блокування одночасного включення зокрема, € лвох транзисторів напівмоста і формувач необхідної затримки ("мертвий час") між перемиканням силових транзисторів.

Застосування подібних мікросхем доцільне, практично, для всіх перетворювачів, побудованих на сучасних типах силових ключів (МОП ПТ, БТІЗ), оскільки їх вартість з лишком окупається легкістю конструювання і надійністю роботи порівняно з системами керування на дискретних елементах.

5.7 Питання для самоперевірки

- 1. Чим управляється польовий транзистор?
- 2. Чому польовий транзистор має вищу швидкодію, ніж біполярний?
- 3. Чому при перемиканні МОП ПТ на затворі можливі викиди напруги?
- 4. Чому джерело сигналу керування для польового транзистора повинне мати малий внутрішній опір?
- 5. Як виглядає еквівалентна схема БТІЗ (IGBT)?
- 6. Чому БТІЗ застосовуються в основному у відносно високовольтних перетворювачах?
- 7. Що таке ШІМ-контролер?
- 8. Що таке "мертвий час"?
- 9. Що таке драйвер?
- 10. Які функції виконує схема драйвера?
- 11. Що таке драйвер верхнього рівня?
- 12. Як працює "плаваюче" (бутстрепне) джерело напруги?

3MICT

Вступ.	3
1. Однофазні інвертори напруги 4	4
1.1 Загальні відомості	4
1.2 Мостова схема	4
1.3 Напівмостова схема 1	1
1.4 Схема з виводом нульової точки трансформатора 1	7
1.5 Питання для самоперевірки	3
1.6 Завдання	24
2. Трифазні інвертори напруги	25
2.1 Загальні відомості	25
2.1 Трифазний інвертор з нульовим проводом	25
2.2 Трифазна мостова схема	33
2.3 Питання для самоперевірки	9
2.4 Завдання	9
3. Методи регулювання вихідної напруги 4	11
3.1 Загальні відомості	-1
3.2 Амплітудне регулювання	1
3.3 Фазове регулювання	-5
3.4 Широтно-імпульсне регулювання на основній частоті 4	7
3.5 Широтно-імпульсне регулювання на несущій частоті 5	4
3.6 Питання для самоперевірки	8
3.7 Завдання	;9
4. Спектральний склад вихідної напруги і методи його	
поліпшення	50
4.1 Загальні відомості	60
4.2 Амплітудно-імпульсна модуляція	51
4.3 Метод додаткових комутацій	55
4.4 Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) 7	13
4.4.1 Види широтно-імпульсної модуляції	73
4.4.2 Основні співвідношення при двополярній ШІМ	77
4.4.3 Основні співвідношення при однополярній ШІМ з	
використанням однофазної мостової схеми	32
4.4.4 Основні співвідношення при однополярній ШІМ з	
використанням напівмостової трирівневої схеми	38
4.5 Вхідні и вихідні фільтри) 4
4.6 Питання для самоперевірки	13
4.7 Завдання)4

5. Особливості використання сучасної елементної бази 105
5.1 Загальні відомості
5.2 МОН – польові транзистори
5.3 Біполярні транзистори з ізольованим затвором
5.4 Порівняння різних типів приладів
5.5 Стандартні ШІМ-контроллеры 114
5.6 Драйвери для керування польовими транзисторами
5.7 Питання для самоперевірки 120
Предметний показчик
Список літератури