

АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ДЛЯ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Ключковський А.В., магістрант

КПІ ім. Ігоря Сікорського, кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Вступ. Проблеми формування високоякісної вихідної напруги напівпровідникових перетворювачів частоти і напруги інтенсивно вивчаються спеціалістами у всьому світі, починаючи з другої половини 50-х років минулого століття. Найпоширенішим методом керування перетворювачами є широтно-імпульсна модуляція (ШІМ). Її вивченню присвячено багато досліджень, проведених останніми десятиріччями. Основні проблеми ШІМ полягають у раціональному виборі стаціонарних станів ключів перетворювача. Від цього вибору залежить не тільки можливість забезпечення максимального теоретично можливого коефіцієнта модуляції (коефіцієнта використання напруги вхідного джерела живлення), але також якість сформованої вихідної напруги.

Мета досліджень. Підвищення якості вихідних напруг і вхідних струмів перетворювачів частоти та напруги з ШІМ.

Матеріали досліджень. Для керування всіма перетворювачами частоти та напруги з можливістю активного формування вхідного струму спільною особливістю є використання широтно-імпульсної модуляції як для формування вихідної напруги, так і струму, інжектуюваного перетворювачем в мережу живлення. В автономному інверторі напруги (АІН) з некерованим випрямлячем можливості ШІМ звужуються до формування тільки вихідної напруги.

На рис. 1 зображено максимально спрощену схему трифазного АІН, на якій джерело живлення умовно розбивається на дві рівних частини, кожна з яких позначена як $U_{dc}/2$. Така розбивка допомагає в аналізі процесів ШІМ при застосуванні підходів і методів, що дають змогу підняти коефіцієнт передачі, тобто коефіцієнт використання вхідної напруги U_{dc} для отримання теоретичного максимуму неспотвореної вихідної напруги інвертора. Умовний потенціал точки "0" (рис. 1) ділить різницю потенціалів між позитивною та негативною шиною ланки постійного струму інвертора на дві рівних частини.

Інвертор складається з шести повністю керованих двоквадрантних ключів $S_A^+, S_B^+, S_C^+, S_A^-, S_B^-, S_C^-$. Кожен з них складається з повністю керованого елемента (транзистора, тиристора, що закривається примусово по управляючому електроду, тощо) та зворотного діода, який відкривається та закривається пасивно. Навантаження АІН зображено у вигляді трьох опорів Z_a, Z_b, Z_c , з'єднаних в «зірку» для зручності розгляду процесів формування вихідних напруг і струмів. Середня точка навантажувальної зірки N має зважений потенціал, який не є фіксованим і залежить від комбінацій увімкнених і розімкнених ключів $S_A^+ \div S_C^-$. Навантаження Z_a, Z_b, Z_c приймаємо однаковими (симетричними) і лінійними, адже вихідна напруга U_{aN}, U_{bN}, U_{cN} формується

співвідношеннями опорів навантаження і найменша несиметрія чи нелінійність однозначно впливає на процес формування вихідної напруги.

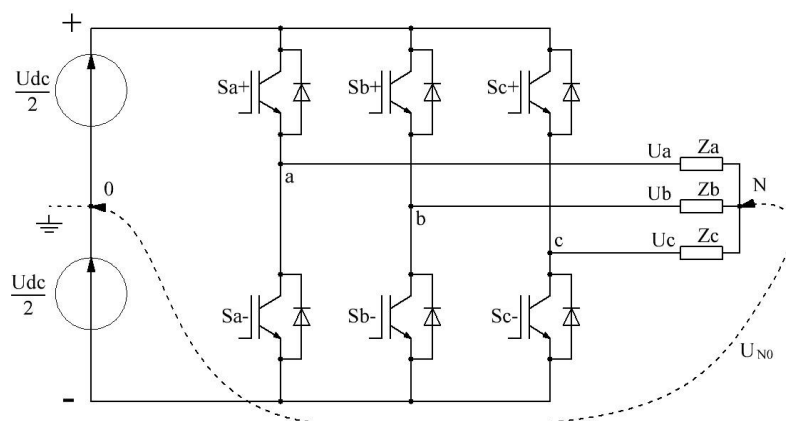


Рисунок 1 – Схема трифазного автономного інвертора напруги

Розглянемо стаціонарні стани ключів АІН, які не призводять до можливих аварійних ситуацій (наприклад, струмів короткого замикання між позитивною та негативною шинами інвертора). Коректні (дозволені) стаціонарні стани ключів передбачають, що в кожній зі стійок (поєднанні послідовно з'єднані ключі $S_{A+}, S_{A-}, S_{B+}, S_{B-}, S_{C+}, S_{C-}$) один з ключів перебуває у ввімкненому стані, а другий – у розімкненому. До дозволених можна також віднести стани, в яких обидва ключі розімкнуті та в яких струм навантаження протікає через зворотні діоди, але при розгляданні проблем ШІМ ці стани не аналізуються, бо вони є додатковими і дійсними тільки на час перехідного процесу перемикання ключів.

При деяких поясненнях ШІМ в перетворювачах з однократною модуляцією [1] формування квазісинусоїдального вхідного струму також не передбачається і формується тільки вихідна напруга, що не дає змоги при використанні цих технічних рішень задовольнити вимоги електромагнітної сумісності в системі "мережа живлення – напівпровідниковий перетворювач". У зв'язку з цими обмеженнями такі пристрої не знайшли широкого застосування.

Найбільш логічним видається підхід [2], при якому так званий опорний сигнал з частотою ШІМ може формуватися зубчастим (одностороннім) чи трикутним (двостороннім). У першому випадку при зміні сигналу завдання своє розташування на часовій діаграмі періоду ШІМ змінює тільки один фронт вихідного імпульсу керування ключами перетворювача, а в другому – розташування змінюють обидва фронти вихідних імпульсів. У свою чергу кожен з наведених видів модуляції можна класифікувати за типами дискретизації (вибірки) при порівнянні сигналів завдання та опорних сигналів.

Для односторонньої ШІМ дискретизація може поділятися на природну і симетричну, а для двосторонньої – на природну, симетричну та асиметричну. У фізичному аспекті двостороння ШІМ відрізняється тим, що її опорний сигнал має рівносторонню трикутну форму, а фронти дискретних цифрових імпульсів керування ключами перетворювача на часовій діаграмі періоду ШІМ співпадають з моментами порівняння (перетину) кривих сигналу завдання та

опорного сигналу. Період вибраної ШІМ складається з двох півперіодів за рахунок того, що рівносторонній трикутний опорний сигнал двічі протягом періоду модуляції порівнюється з сигналами завдання. В загальному випадку співвідношення між величинами періодів вихідної напруги перетворювача (сигналів завдання) та опорного сигналу вибирається досить значним для забезпечення прийнятної якості вихідної електроенергії, що і дає змогу умовно приймати частини тривалостей застосування стаціонарних станів на півперіодах ШІМ рівними між собою для кожного зі стаціонарних станів. Безумовно, таке спрощення призводить до деякого погіршення гармонічного складу вихідного сигналу, адже для абсолютної рівності на двох півперіодах опорного сигналу частин робочого інтервалу стаціонарних станів ключів (умовних половин) потрібно, щоб графіки сигналів завдання вихідних напруг були паралельними між собою та до осі абсцис часової діаграми, що неможливо у зв'язку з гармонічним характером сигналів завдання.

Прийнято вважати, що при приблизних співвідношеннях між частотою ШІМ та частотою завдання вихідної напруги наведені допущення при дискретизації сигналів керування уже не призводять до суттєвих спотворень миттєвих значень вихідних напруг, а вибрану ШІМ за таких співвідношень умовно можна вважати симетричною по відношенню до середини періоду опорного сигналу. Таким чином, вибрана двостороння широтно-імпульсна модуляція є природною за способом фізичної реалізації і в той же час умовно симетричною для вибраного діапазону співвідношень між частотою опорного сигналу та вихідною частотою перетворювача.

Останнім часом все більш широкого розповсюдження набувають векторні підходи до реалізації широтно-імпульсної модуляції. Відмінність векторних підходів від скалярних полягає в тому, що при векторній ШІМ система керування перетворювача формує, наприклад, трифазну систему вихідних напруг у вигляді просторового вектора напруги, який визначається двома параметрами – кутом повороту стосовно нульового положення та модулем.

Для пояснення принципів векторного керування наведено співвідношення, за допомогою яких миттєві значення фазних електричних і магнітних величин, наприклад, напруги, можуть бути представлені просторовим вектором [3, 4]:

$$\bar{U} = \frac{2}{3}(U_a + \bar{a}U_b + \bar{a}^2U_c) \quad (1)$$

де $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\frac{2\pi}{3} + j\sin\frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$; $\bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos\frac{4\pi}{3} + j\sin\frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$;

U_a, U_b, U_c - миттєві значення фазних напруг у трифазній синусоїдальній системі, причому $U_a + U_b + U_c = 0$. Перетворення просторового вектора у миттєві значення здійснюється за формулою

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \operatorname{Re} \left\{ \begin{bmatrix} \bar{U} \\ \bar{U} a^{-2} \\ \bar{U} a \end{bmatrix} \right\}. \quad (2)$$

На векторній діаграмі (рис 1) показана побудова просторового вектора напруги відповідно до визначення (1).

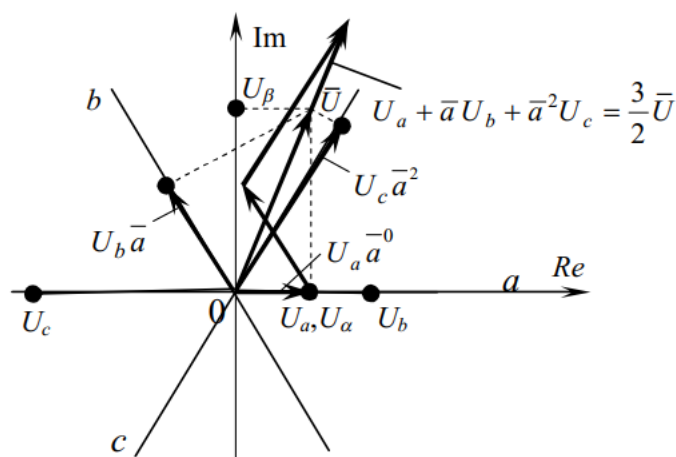


Рисунок 2 – Векторна діаграма

Миттєві значення фазних напруг відкладені на дійсній осі комплексної площини з урахуванням тієї обставини, що їх алгебраїчна сума дорівнює нулю і полярність однієї з напруг протилежна полярності двох інших, тобто для даного розташування просторового вектора (рис. 2) $U_c = -(U_a + U_b)$. Ці значення співпадають з проекціями просторового вектора на осі фаз **a, b, c**.

Просторовий вектор може бути заданий у вигляді $\bar{U} = (U_\alpha, U_\beta)^T$, де

$$U_\alpha = \frac{2}{3} \left(U_a - \frac{U_b + U_c}{2} \right) = U_a; \quad U_\beta = \frac{U_b - U_c}{\sqrt{3}} \quad (3)$$

Розглянемо один з можливих варіантів побудови спрощеної блок-схеми системи керування АІН, зображеної на рис. 3.

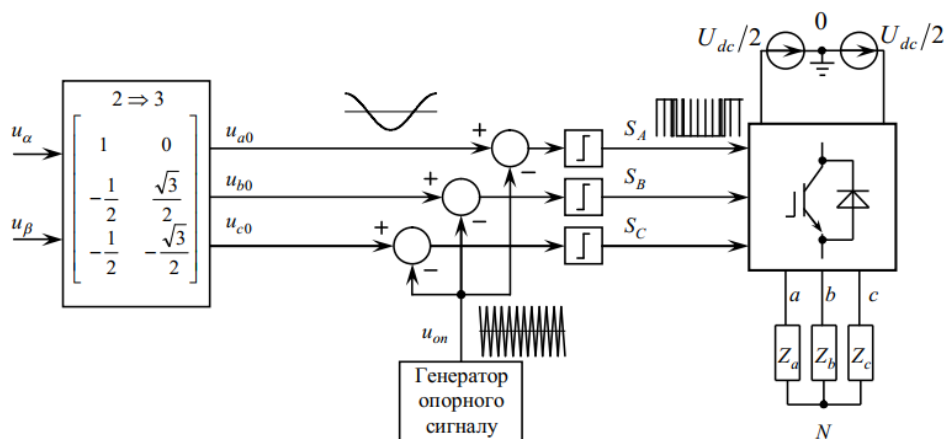


Рисунок 3 – Блок-схема системи керування АІН

Після перетворення координат сигнали завданих вихідних напруг інвертора u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} надходять на суматори, де вони додаються до опорних сигналів, після чого подаються на блоки виділення фронтів. На виходах цих блоків формуються цифрові сигнали керування силовими ключами $S_A^+ \div S_C^-$. Генератор опорного сигналу задає частоту, з якою на навантаженні формуються набори (комплекти) вихідних напруг, що відповідають стаціонарним станам ключів АІН.

Саме вибір цих стаціонарних станів, їх взаємного розташування на періоді опорного сигналу та відносних тривалостей їх застосування на цьому періоді і задає як середнє значення вихідної напруги АІН, так і якісні показники її.

Опорний сигнал при двосторонній симетричній модуляції має рівносторонню трикутну форму, за якої при зміні сигналу задання обидва фронти вихідних імпульсів $S_A \div S_C$ керування ключами (рис. 3) змінюють своє розташування на півперіодах ШІМ, на відміну від односторонньої модуляції, в процесі якої зміна значення сигналів задання призводить до зміни розташування тільки одного з цих фронтів.

Висновки. Аналіз векторної широтно – імпульсної модуляції та ШІМ, основою яких є порівняння сигналів задання вихідних напруг з опорним сигналом, підтверджує повну ідентичність фізичних процесів формування вихідних напруг та вхідних струмів при використанні цих методів модуляції.

Застосування ШІМ дає змогу задовольнити всі основні вимоги до перетворювачів частоти і напруги як у системі "перетворювач – навантаження", так і в системі "мережа живлення – перетворювач" (у випадку, коли схема перетворювача частоти передбачає активне формування вхідного струму і рекуперацію енергії в мережу живлення).

Перелік посилань

1. *Пьяных Б.Е.* Повышение качества энергии в преобразователях частоты с непосредственной связью / Б.Е. Пьяных, В.М. Михальский – К.: ИЭД, 1984. – 58 с. – (Препр. / АН УССР, Ин-т электродинамики; № 374)
2. *Holmes D.G.* Pulse Width Modulation for Power Converters – Principle and Practice / D.G. Holmes, T.A. Lipo. – New York, USA // IEEE Series on Power Engineering, IEEE Press/Wiley InterScience, 2003. – 744 p.
3. *Михальський В.М.* Перетворювачі частоти, напруги та струму з векторною широтно-імпульсною модуляцією / В.М. Михальський, В.М. Соколов // Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць. – К.: ІЕД НАНУ. – 2008. – Вип. 20. – С.65–67.
4. *Михальський В.М.* Широтно-імпульсна модуляція при векторному керуванні автономними інверторами напруги / В.М. Михальський // Праці Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць. – К.: ІЕД НАНУ. – 2010. – Вип. 25. – С. 105–114.