

В. М. Михальський, канд. техн. наук (Інститут електродинаміки НАН України, Київ)

РЕЖИМ ПЕРЕМОДУЛЯЦІЇ ПРИ КЕРУВАННІ АВТОНОМНИМ ІНВЕРТОРОМ НАПРУГИ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Розглянуто методику визначення гармонічного складу вихідної напруги АІН в режимі перемодуляції при застосуванні для ШІМ різних модуляційних стратегій.

Рассмотрена методика определения гармонического состава выходного напряжения АИН в режиме перемодуляции при использовании для ШИМ разных модуляционных стратегий.

Вступ. Як відомо, при регулюванні вихідної напруги трифазних автономних інверторів напруги (АІН) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) верхня межа лінійного діапазону регулювання залежить від вибраного методу модуляції [1–6]. Під лінійним діапазоном тут мається на увазі діапазон, в якому залежність першої гармоніки вихідної напруги АІН від коефіцієнта модуляції є лінійною, тобто графік залежності U_{1m} від m є прямою лінією (U_{1m} – амплітудне значення першої гармоніки вихідної фазної напруги на навантаженні інвертора, а коефіцієнт модуляції $m = u'_{1m}/u_{on m}$ є відношенням амплітудного значення заданої вихідної фазної напруги на навантаженні до амплітуди опорного сигналу ШІМ) [1].

Необхідно розрізнити задані значення параметрів, як, наприклад, задана напруга u'_1 і значення параметрів, які реально отримані на виході перетворювача. Якщо перші вимірюються в масштабі амплітуди опорного сигналу [1], то другі вимірюються в масштабі напруги джерела живлення інвертора U_{dc} . З метою спрощення аналізу процесів при реалізації ШІМ в АІН часто доводиться умовно прирівнювати задані та реально отримані величини, але необхідно в кожному випадку чітко обумовлювати такі дії. Враховуючи вищесказане, визначимося з максимально можливими межами лінійного діапазону регулювання вихідної напруги АІН для різних алгоритмів модуляції. При використанні синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (СІНШІМ) верхня межа лінійного діапазону модуляції визначається як $m = 1$, а при використанні як перервних, так і неперервних методів підмодуляції, а також векторної широтно-імпульсної модуляції (ВШІМ), лінійний діапазон розширюється до значення верхньої межі $m = 2/\sqrt{3}$ за рахунок інжекції в модуляційну функцію складових нульової послідовності [1].

Розглянемо найрозповсюдженіший випадок, коли джерелом живлення АІН є випрямлена за допомогою мостового випрямляча напруга трифазної мережі живлення з фазною напругою U_ϕ . Як відомо, середнє значення випрямленої напруги в цьому випадку дорівнює

$$U_{dc} = (3\sqrt{6}/\pi)U_\phi. \quad (1)$$

При формуванні неспотворених вихідних напруг на фазах навантаження АІН на верхній межі лінійного діапазону регулювання амплітудні значення цих напруг дорівнюватимуть $U_{1m} = 2/\sqrt{3}$. Такий запис справедливий тільки у випадку, коли $U_{dc}/2$ умовно прирівняно до одиниці. Тоді $U_{1m} = (2/\sqrt{3})U_{dc}/2 = U_{dc}/\sqrt{3}$, а з урахуванням (1)

$$U_{1m} = (3\sqrt{6}U_\phi)/\pi\sqrt{3} = (3\sqrt{2}U_\phi)/\pi = 3U_{\phi m}/\pi, \quad (2)$$

де $U_{\phi m}$ – амплітудне значення напруги U_ϕ .

Таким чином, максимальне досяжне значення амплітуди першої гармоніки фазної напруги на навантаженні АІН при неспотворюючому формуванні дорівнює тільки $3/\pi \approx 0,955$ від амплітуди фазної напруги трифазної системи живлення випрямляча навіть при застосуванні імплементації складових нульової послідовності в модуляційну функцію. Це означає, що, якщо виникає необхідність отримати на виході АІН напругу, на яку розраховано, наприклад, стандартний асинхронний двигун (тобто $3xU_\phi$), то цього зробити неможливо, не виходячи за межі лінійного діапазону регулювання, і, відповідно, не входячи в режим перемодуляції.

Верхньою межею режиму перемодуляції в АІН є режим миттєвого крокування між стаціонарними векторами – так званий режим шестикутника, коли всі можливості ШІМ вичерпано [1,5]. Амплітуда першої гармоніки вихідної фазної напруги на навантаженні в цьому режимі визначається так:

$$U_{1m_{уст}} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{dc}}{2} = \frac{2U_{dc}}{\pi}. \quad (3)$$

Якщо виразити U_{dc} через U_{ϕ} (1), то для режиму шестикутника вираз (2) переписеться таким чином:

$$U_{1m} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{\phi} \frac{2}{\pi} = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} U_{\phi m} \approx 1,053 U_{\phi m}. \quad (4)$$

Можна зробити висновок, що на верхній межі режиму перемодуляції максимальне значення першої гармоніки вихідної напруги АІН приблизно на 5 відсотків перевищує значення відповідної (фазної чи лінійної) напруги трифазної мережі живлення, в той час як на межі лінійного режиму та режиму перемодуляції (при керуванні з інжекцією в модуляційну функцію складових нульової послідовності) значення вихідної напруги інвертора буде приблизно на 4,5 відсотки меншим від напруги мережі.

Для забезпечення ефективного керування, наприклад, електроприводами змінного струму в динамічних режимах з використанням АІН, часто виникає необхідність не тільки забезпечити максимальне значення першої гармоніки вихідної напруги, що відповідає напрузі промислової мережі, але й на деякому часовому інтервалі перевищити його.

Якщо до того ж згадати, що розглядається ідеальний перетворювач, без падінь напруги на напівпровідникових ключах та пасивних елементах, то можна зробити висновок, що аналіз процесів у АІН в режимі перемодуляції є надзвичайно актуальним.

Метою статті є дослідження роботи АІН в режимі перемодуляції при застосуванні для ШІМ різних стратегій інжекції складових нульової послідовності в модуляційні функції.

Як відомо, ціною за підвищення рівня першої гармоніки вихідної напруги шляхом перемодуляції є спотворення кривих цієї напруги. Розглянемо, яким чином вибрані методи модуляції впливають на якісний склад вихідної напруги.

Якщо для методів з інжекцією складових нульової послідовності амплітуда першої гармоніки фазної напруги на навантаженні АІН у повному діапазоні перемодуляції регулюється в межах $U_{dc}/\sqrt{3} < U_{1m} \leq 2U_{dc}/\pi$, то для згаданого методу СИНШІМ ці межі відповідатимуть $U_{dc}/2 < U_{1m} \leq 2U_{dc}/\pi$. Значення коефіцієнта модуляції в режимі перемодуляції для СИНШІМ відповідає діапазону $1 < m < \infty$, а для ВШІМ – діапазону $2/\sqrt{3} < m < \infty$.

Для скалярного формування фізично режим перемодуляції означає, що амплітуда сигналу задання вихідної напруги починає перевищувати амплітуду опорного сигналу. Нормований індекс M в режимі перемодуляції змінюється в діапазоні $0,907 < M \leq 1$ для методів модуляції з використанням підмодуляційних функцій та в діапазоні $0,785 < M \leq 1$ – для СИНШІМ. Нагадаємо, що індекс M є відношенням амплітуди першої гармоніки отриманої вихідної напруги до значення амплітуди першої гармоніки вихідної напруги в режимі шестикутника $M = U_{1m}/U_{1m_{уст}}$ [1]. На рис. 1 показано діаграми модуляційних функцій для методів СИНШІМ та ВШІМ при роботі в першому та другому режимах перемодуляції. Визначення цих режимів буде зроблено далі по тексту. Потрібно зауважити, що при

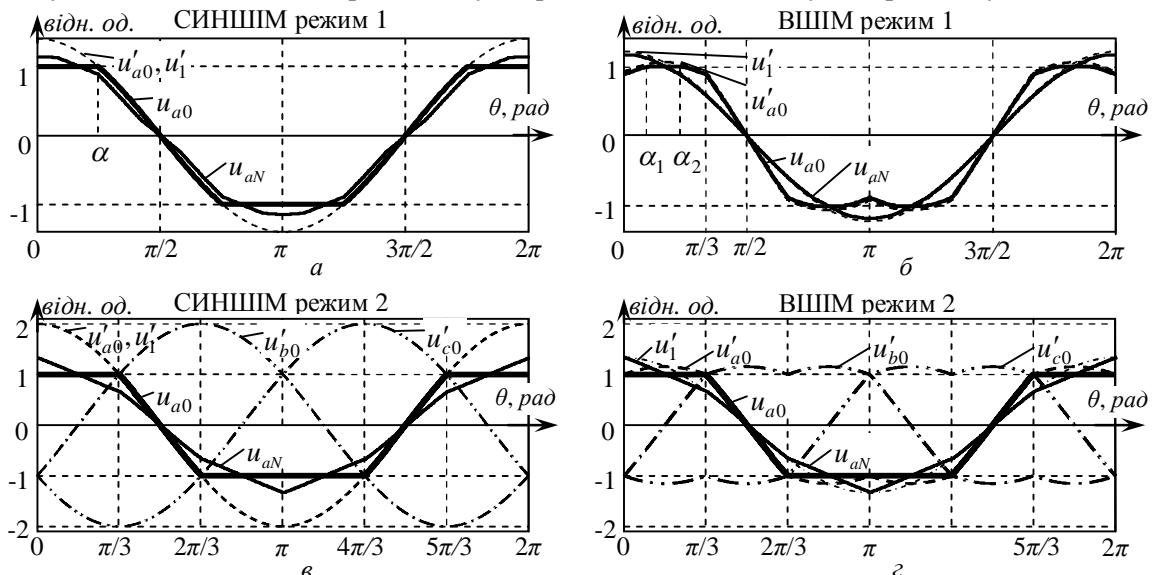


Рис. 1

побудові кривих у різних випадках на цьому етапі використовуються скалярні підходи.

На рис. 1 криві u'_1 відповідають першим гармонікам заданої вихідної фазної напруги на навантаженні u_{aN} ; u'_{a0} , u'_{b0} , u'_{c0} – бажаним модуляційним функціям в режимі перемодуляції; u_{a0} – модуляційним функціям, які можуть бути реалізовані фізично.

Визначимося з критеріями оцінювання якості напруг в режимі перемодуляції. Коли мова йде про спотворення вихідних напруг у цьому режимі, то пропонується брати до уваги не якість кривої з ШІМ-послідовністю, а саме спотворення в низькочастотній частині спектру без урахування складових з частотою модуляції та кратними їй. Іншими словами, розглядати якість кривої вже умовно "відфільтрованої" напруги.

Критерієм якості вихідної напруги в режимі перемодуляції можна вважати сукупний коефіцієнт гармонік напруги (Total Harmonic Distortion – *THD*). В загальному випадку він може визначатися, виходячи з діючого значення напруги за період та діючого значення першої гармоніки за період за ви-

разом: $THD = \sqrt{\left(\frac{U_{rms}}{U_{1rms}}\right)^2} - 1$. Якщо відомо гармонічний склад досліджуваної кривої, то для знаход-

ження коефіцієнта гармонік доцільно скористатися виразом: $THD = \frac{1}{U_{1m}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{km}^2}$ – у відносних оди-

ницях, або $THD = \frac{100\%}{U_{1m}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{km}^2}$ – у процентному відношенні до першої гармоніки, де U_{km} та U_{1m} – амплітуда гармоніки з номером k та амплітуда першої гармоніки відповідно. Амплітуди гармонік можуть бути знайдені за допомогою розкладання досліджуваної функції в ряд Фур'є.

Спотворення вихідної напруги АІН в режимі перемодуляції для методу СИНШІМ.

На рис. 1, а зображено модуляційну функцію СИНШІМ в режимі перемодуляції: $u'_{a0} = m \cdot \cos(\theta)$, причому $m > 1$, u_{a0} – функція, яка може бути реалізована, u_{aN} – усереднена вихідна фазна напруга інвертора в масштабі функцій завдання, α – кут, який розмежовує інтервал перемодуляції та інтервал неспотворюючого формування модуляційної функції u'_{a0} . Для оцінки якості кривої u_{aN} доцільно визначити коефіцієнт гармонік. З рис. 1, а видно, що крива u_{aN} має чвертьперіодну симетрію і може бути розкладена в ряд Фур'є з використанням тільки непарних складових (з номерами $(2k+1)$) таким чином:

$$A_{2k+1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_{aN} \cos(2k+1)\theta d\theta. \quad (5)$$

Слід зауважити, що крива u_{aN} на інтервалі $0 \div \pi/2$ для різних значень амплітуди m має різну структуру і повинна розкладатися в ряд Фур'є на чотирьох підінтервалах. З цієї причини розкладемо в ряд Фур'є криву u_{a0} і за допомогою наведеного нижче співвідношення [4] отримаємо криву u_{aN} :

$$u_{aN} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0}. \quad (6)$$

Для кривої u_{a0} коефіцієнти гармонічного ряду запишуться так:

$$A_{1,k=0} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha} 1 \cos \theta d\theta + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} m \cos^2 \theta d\theta = \frac{4 \sin \alpha}{\pi} - \frac{m(2\alpha - \pi + \sin 2\alpha)}{\pi},$$

$$A_{2k+1,k \geq 1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha} 1 \cos(2k+1)\theta d\theta + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} m \cos \theta \cos(2k+1)\theta d\theta =$$

$$= \frac{4 \sin(2k+1)\alpha}{\pi(2k+1)} - \frac{m((k+1)\sin 2k\alpha + k \sin(2k+1)\alpha)}{\pi k(k+1)}, \quad (7)$$

де кут $\alpha = \arccos(1/m)$.

Оскільки криві модуляційних функцій для вихідних напруг u_{a0} , u_{b0} перетинаються в точці $\pi/3$ (рис. 1, а, в), то шляхом підстановки α отримаємо значення модуляційного коефіцієнта $m_{(1,2)}$, при якому у вихідній напрузі зникають нульові паузи, тобто вихідна напруга починає формуватися тільки з вико-

ристанням ненульових стаціонарних станів [1]: $\pi/3 = \arccos(1/m_{(1,2)})$, $m_{(1,2)} = 2$. Таким чином, для СИНШМ на границі між першим та другим режимами перемодуляції значення $m_{(1,2)}$ буде дорівнювати 2.

Використовуючи (6) та (7), запишемо гармонічний ряд для u_{aN} :

$$f_{\text{СИНШМ}, m \geq 1} = \left(m - \frac{2m\alpha}{\pi} + \frac{2}{\pi m} \sqrt{m^2 - 1} \right) \cdot \cos(\theta) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{3} \left[\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right] \times \left[\frac{4 \sin(2k+1)\alpha}{\pi(2k+1)} - \frac{m \sin 2(k+1)\alpha}{\pi(k+1)} - \frac{m \sin 2k\alpha}{\pi k} \right] \cos(2k+1)\theta. \quad (8)$$

Для визначення передаточних характеристик АІН в режимі перемодуляції доцільно застосовувати відносні величини відповідних напруг. Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги інвертора у відносних одиницях може бути записана таким чином: $M' = U_{1m} / (U_{dc}/2)$.

Коефіцієнт передачі АІН за напругою може бути визначений як відношення відносної амплітуди першої гармоніки вихідної напруги до коефіцієнта модуляції:

$$G = M' / m. \quad (9)$$

З формули (8) отримуємо вираз, який визначає амплітуду першої гармоніки вихідної напруги у відносних одиницях при застосуванні для керування АІН алгоритму СИНШМ:

$$M' = m - \frac{2m\alpha}{\pi} + \frac{2}{\pi m} \sqrt{m^2 - 1}. \quad (10)$$

З формул (9) та (10) отримуємо вираз для коефіцієнта передачі інвертора при використанні СИНШМ:

$$G_{\text{СИНШМ}} = 1 - \frac{2 \arccos(1/m)}{\pi} + \frac{2}{\pi m^2} \sqrt{m^2 - 1}. \quad (11)$$

На рис. 2 показано графіки залежностей $M'(m)$ та $G(m)$ при використанні методу СИНШМ для лінійного діапазону регулювання та режиму перемодуляції.

Максимальне значення першої гармоніки вихідної напруги для СИНШМ в режимі перемодуляції відповідає амплітуді першої гармоніки при шестикроковому формуванні вихідної напруги:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left[m + \frac{2}{\pi m} \sqrt{m^2 - 1} - \frac{2m \arccos(1/m)}{\pi} \right] = \frac{4}{\pi}. \quad (12)$$

З (8) та (12) можна отримати вираз для коефіцієнта гармонік вихідної напруги для методу СИНШМ

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{9} \left[\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right]^2 \times \left[\frac{4 \sin(2k+1)\alpha}{\pi(2k+1)} - \frac{m \sin 2(k+1)\alpha}{\pi(k+1)} - \frac{m \sin 2k\alpha}{\pi k} \right]^2}}{m - \frac{2m\alpha}{\pi} + \frac{2}{\pi m} \sqrt{m^2 - 1}} 100\%. \quad (13)$$

Спотворення вихідної напруги АІН в режимі перемодуляції для методу ВШМ.

На рис. 1, б зображено модуляційну функцію ВШМ у режимі перемодуляції: u'_{a0} задано зі збільшеною амплітудою в першому діапазоні перемодуляції ($m \in [2/\sqrt{3} \div 4/3]$); u_{a0} – функція, яка може бути реалізована фізично; α_1, α_2 – кути, які відокремлюють на діаграмі інтервали неспотворюючого формування та інтервал перемодуляції $[0 \div \alpha_1] \cup [\alpha_2 \div \pi/2]$, $[\alpha_1 \div \alpha_2]$ відповідно. Під першим режимом перемодуляції мається на увазі режим, в якому напруга регулюється шляхом зміни тривалостей застосування нульових стаціонарних станів ключів інвертора T_0, T_7 [1], в той час, як у другому режимі ці складові уже вичерпані і дорівнюють нулю, а вихідна напруга регулюється шляхом зміни швидкості пересування кінця просторового вектора по сторонах вихідного шестикутника АІН (рис. 1, з).

На рис. 3 показано модуляційну функцію ВШМ у другому режимі перемодуляції, тобто u'_{a0} задано зі збільшеною амплітудою в діапазоні перемодуляції $m > 4/3$, u_{a0} – завдання, яке може бути реалізовано фізично, α_3 – кут, що відокремлює інтервал перемодуляції від інтервалу неспотворюючого формування $[0 \div \alpha_3]$, $[\alpha_3 \div \pi/2]$ відповідно.

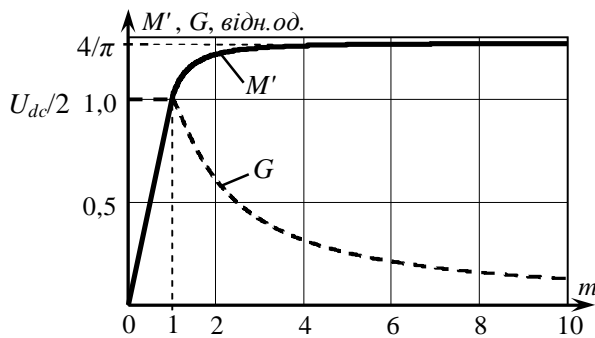


Рис. 2

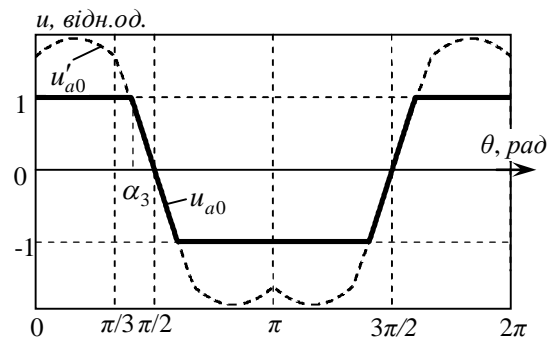


Рис. 3

Кути α_1 , α_2 , та α_3 (рис. 1, б – рис. 3) можуть бути знайдені з використанням зведеної модуляційної функції алгоритму ВШІМ. Для двох інтервалів ця функція запишеться так:

$$f_{ВШІМ} = \begin{cases} (\sqrt{3}/2)m \cos[\theta - (\pi/6)], & \theta \in [0 \div \pi/3] \\ (3/2)m \cos(\theta), & \theta \in [\pi/3 \div 2\pi/3] \end{cases}$$

Шукані кути α_1 , α_2 можуть бути визначені з урахуванням того, що $(\sqrt{3}/2)m \cos[\alpha_{1,2} - (\pi/6)] = 1$.

$$\text{Тоді} \quad \alpha_1 = \pi/6 - \arccos(2\sqrt{3}/3m), \quad \alpha_2 = \pi/6 + \arccos(2\sqrt{3}/3m). \quad (14)$$

Для визначення α_3 врахуємо, що $3m \cos(\alpha_3)/2 = 1$. Тоді

$$\alpha_3 = \arccos(2/3m). \quad (15)$$

Тут доречним буде пояснити, яким чином визначається границя між першим та другим режимом перемодуляції при застосуванні ВШІМ. Оскільки криві модуляційних функцій для вихідних напруг u_{a0} , u_{b0} перетинаються в точці $\pi/3$, а u_{b0} , u_{c0} – в точці 0 (рис. 1, з, рис. 3), то шляхом підстановки $\alpha_1=0$, $\alpha_2= \pi/3$ або $\alpha_3= \pi/3$ у формули (14), (15) отримаємо модуляційний коефіцієнт m , при якому у вихідній напрузі зникають нульові паузи, тобто вихідна напруга починає формуватися тільки з використанням ненульових стаціонарних станів: $0 = \pi/6 - \arccos(2\sqrt{3}/3m)$; $\pi/3 = \pi/6 + \arccos(2\sqrt{3}/3m)$; $\pi/3 = \arccos(2/3m)$, звідки знаходимо значення коефіцієнта модуляції для границі між першим та другим режимами перемодуляції при використанні ВШІМ: $m_{1,2} = 4/3$.

Коефіцієнти гармонічного ряду для алгоритму ВШІМ у першому діапазоні перемодуляції, враховуючи чвертьперіодну симетрію функції u_{a0} , запишуться таким чином:

$$A_{1,k=0(1)} = \frac{2\sqrt{3}m}{\pi} \int_0^{\alpha_1} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \cos \theta d\theta + \frac{4}{\pi} \int_1^{\alpha_2} \cos \theta d\theta + \frac{2\sqrt{3}m}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\frac{\pi}{3}} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \cos \theta d\theta + \frac{6m}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \cos^2(\theta) d\theta =$$

$$= \frac{3m^2(\pi - \alpha_2) + 3m^2\alpha_1 + 4\sqrt{3m^2 - 4} - \pi m^2}{2\pi m} = m + \frac{2\sqrt{3m^2 - 4}}{\pi m} - \frac{3m}{\pi} \arccos \frac{2\sqrt{3}}{3m}; \quad (16)$$

$$A_{2k+1,k \geq 1(1)} = \frac{2\sqrt{3}m}{\pi} \int_0^{\alpha_1} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \cos[(2k+1)\theta] d\theta + \frac{4}{\pi} \int_1^{\alpha_2} \cos[(2k+1)\theta] d\theta +$$

$$+ \frac{2\sqrt{3}m}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\frac{\pi}{3}} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \cos[(2k+1)\theta] d\theta + \frac{6m}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \cos(\theta) \cos[(2k+1)\theta] d\theta = \quad (17)$$

$$= \frac{m\sqrt{3}[k \sin[2(k+1)\alpha_1 - \pi/6] + (k+1)\sin[2k\alpha_1 + \pi/6] - 1/2]}{2\pi k(k+1)} + \frac{4[\sin[(2k+1)(\pi - \alpha_2)] - \sin[(2k+1)\alpha_1]]}{\pi(2k+1)} +$$

$$+ \frac{m\sqrt{3}[(k+1)\sin[2k(\pi - \alpha_2) - \pi/6] + k \sin[2(k+1)(\pi - \alpha_2) + \pi/6]]}{2\pi k(k+1)} + \frac{m\sqrt{3}}{4\pi k(k+1)} \left(\cos \frac{2\pi k}{3} + \sqrt{3} \sin \frac{2\pi k}{3} \right).$$

Використовуючи (16) і (17) та враховуючи вираз (6), гармонічний ряд для u_{aN} при застосуванні алгоритму ВШІМ в першому діапазоні перемодуляції запишемо так:

$$f_{ВШІМ, m \in \left[\frac{2}{\sqrt{3}} \div \frac{4}{3} \right]} = A_{1, k=0(1)} \cos(\theta) + \sum_{k=1}^{\infty} \left[A_{2k+1, k \geq 1(1)} \frac{2}{3} \left(\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right) \cos(2k+1)\theta \right]. \quad (18)$$

Коефіцієнти гармонічного ряду для алгоритму ВШІМ у другому діапазоні перемодуляції, враховуючи чвертьперіодну симетрію функції u_{a0} , запишемо:

$$A_{1, k=0(2)} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_3} \cos \theta d\theta + \frac{6m}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\alpha_3}} \cos^2 \theta d\theta = \frac{2\sqrt{9m^2 - 4}}{3\pi m} + \frac{3m}{2} - \frac{6m\alpha_3}{\pi}, \quad (19)$$

$$\begin{aligned} A_{2k+1, k \geq 1(2)} &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_3} \cos[(2k+1)\theta] d\theta + \frac{6m}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\alpha_3}} \cos \theta \cos[(2k+1)\theta] d\theta = \\ &= \frac{4 \sin[(2k+1)\alpha_3]}{\pi(2k+1)} - \frac{3m \sin[2(k+1)\alpha_3]}{2\pi(k+1)} - \frac{3m \sin[2k\alpha_3]}{2\pi k}. \end{aligned} \quad (20)$$

Використовуючи (19) і (20) та враховуючи вираз (6), гармонічний ряд для u_{aN} при застосуванні алгоритму ВШІМ у другому діапазоні перемодуляції запишеться так:

$$f_{ВШІМ, m \geq \frac{4}{3}} = A_{1, k=0(2)} \cos(\theta) + \sum_{k=1}^{\infty} \left[A_{2k+1, k \geq 1(2)} \frac{2}{3} \left(\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right) \cos(2k+1)\theta \right]. \quad (21)$$

З виразів (18) та (21) можна отримати передаточну характеристику G інвертора для першої гармоніки вихідної напруги в режимі перемодуляції з використанням алгоритму ВШІМ:

$$G_{ВШІМ} = \left[\begin{aligned} &\frac{2\sqrt{3m^2 - 4}}{\pi m^2} - \frac{3}{\pi} \arccos \frac{2\sqrt{3}}{3m} + 1, \quad m \in \left[\frac{2}{\sqrt{3}} \div \frac{4}{3} \right] \\ &\frac{2\sqrt{9m^2 - 4}}{3\pi m^2} - \frac{6}{\pi} \arccos \frac{2}{3m} + \frac{3}{2}, \quad m \geq \frac{4}{3} \end{aligned} \right]. \quad (22)$$

Максимальне значення амплітуди першої гармоніки відповідає амплітуді першої гармоніки при шестикроковому формуванні вихідної напруги:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left[\frac{2\sqrt{9m^2 - 4}}{3\pi m} + \frac{3m}{2} - \frac{6m}{\pi} \arccos \frac{2}{3m} \right] = \frac{4}{\pi}. \quad (23)$$

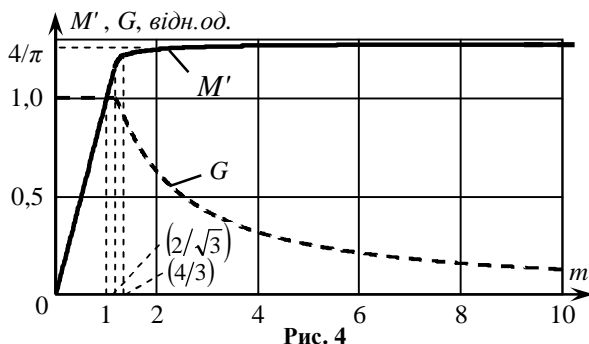


Рис. 4

На рис. 4 показано графіки залежностей $M'(m)$ та $G(m)$ для модуляційної функції ВШІМ в лінійному режимі та режимі перемодуляції.

Коефіцієнт гармонік напруги THD при використанні методу ВШІМ буде визначатись окремо для кожного з діапазонів $m \in \left[\frac{2}{\sqrt{3}} \div \frac{4}{3} \right]$ та $m > \frac{4}{3}$, що відповідають режимам перемодуляції. Використовуючи вирази (18), (21), можна записати:

$$THD_1 = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(A_{2k+1, k \geq 1(1)} \right)^2 \frac{4}{9} \left(\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right)^2}}{A_{1, k=0(1)}} \cdot 100\%, \quad (24)$$

$$THD_2 = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (A_{2k+1, k \geq 1(2)})^2} \cdot \frac{4}{9} \left(\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right)^2}{A_{1, k=0(2)}} \cdot 100\% . \quad (25)$$

Коефіцієнт гармонік THD_1 відповідає першому режиму перемодуляції, а коефіцієнт THD_2 – другому режиму перемодуляції.

Векторний підхід до визначення тривалостей стаціонарних станів ключів інвертора в режимі перемодуляції. На рис. 5 (рис. 5, а – повний період вихідної напруги, рис. 5, б – збільшений фрагмент цього періода) умовно зображено зони, що відповідають режимам перемодуляції 1 та 2, виходячи з максимально можливих значень амплітуди першої гармоніки вихідної фазної напруги,

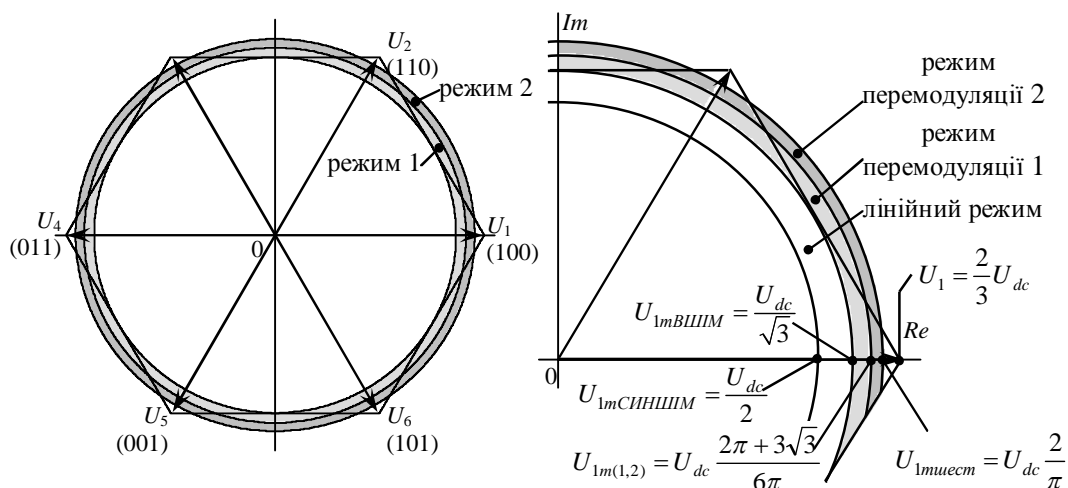


Рис. 5, а, б

які можна отримати при роботі інвертора з різними алгоритмами: СІНШІМ – $U_{dc}/2$; ВШІМ – $U_{dc}/\sqrt{3}$. На границі між першим та другим режимами перемодуляції амплітуда першої гармоніки, виходячи зі співвідношень (11) та (22), буде дорівнювати $U_{1m(1,2)} = U_{dc} (2\pi + 3\sqrt{3}) / 6\pi$ як для СІНШІМ, так і для ВШІМ.

Більш детально розглянути роботу АІН в різних режимах перемодуляції можна, проаналізувавши діаграми на рис. 6. У першому режимі перемодуляції (рис. 6, а) для кута, що відповідає відрізьку

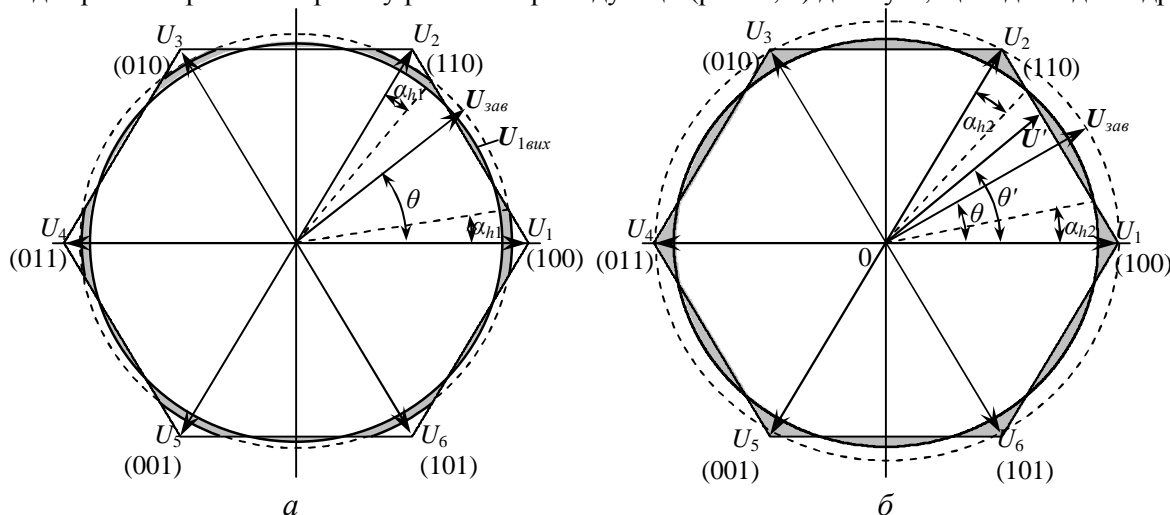


Рис. 6

сторони шестикутника, де вектор завдання $U_{заб}$ перевищує за модулем значення максимально можливого формування (тобто для сегмента першого сектора: $\alpha_{h1} < \theta < [(\pi/3) - \alpha_{h1}]$), тривалості використання стаціонарних станів T_1, T_2, T_0, T_7 ключів інвертора [1] перераховуються наступним чином:

$$T_1 = T_1' / (T_1' + T_2'), \quad T_2 = T_2' / (T_1' + T_2'), \quad T_0 = T_7 = 0, \quad (26)$$

де T_1' та T_2' – тривалості, які розраховуються для кожного сектора періоду вихідної напруги за відомими з [1] співвідношеннями. На інтервалах $0 < \theta < \alpha_{h1}$ та $[(\pi/3) - \alpha_{h1}] < \theta < \pi/3$ тривалості T_1' , T_2' також розраховуються за цими співвідношеннями.

Таким чином, для першого режиму перемодуляції з урахуванням (26) співвідношення для визначення тривалостей застосування стаціонарних станів на періоді T_S частоти ШІМ можна записати так:

$$T_1 = \begin{cases} (\sqrt{3}/2)mT_S \cos[(\pi/6) + \theta], & 0 < \theta < \alpha_{h1} \\ T_S \frac{\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta}{\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta}, & \alpha_{h1} < \theta < (\frac{\pi}{3} - \alpha_{h1}) \\ (\sqrt{3}/2)mT_S \cos[(\pi/6) + \theta], & [(\pi/3) - \alpha_{h1}] < \theta < \pi/3 \end{cases}, \quad T_2 = \begin{cases} (\sqrt{3}/2)mT_S \cos[(3\pi/2) + \theta], & 0 < \theta < \alpha_{h1} \\ T_S \frac{2 \sin \theta}{\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta}, & \alpha_{h1} < \theta < (\frac{\pi}{3} - \alpha_{h1}) \\ (\sqrt{3}/2)mT_S \cos[(3\pi/2) + \theta], & [(\pi/3) - \alpha_{h1}] < \theta < \pi/3 \end{cases}, \quad (27)$$

$$T_0 = T_7 = \begin{cases} (T_S/2) [1 + (\sqrt{3}/2)m \cos[\theta + (5\pi/6)]], & 0 < \theta < \alpha_{h1} \\ 0, & \alpha_{h1} < \theta < [(\pi/3) - \alpha_{h1}] \\ (T_S/2) [1 + (\sqrt{3}/2)m \cos[\theta + (5\pi/6)]], & [(\pi/3) - \alpha_{h1}] < \theta < \pi/3 \end{cases}. \quad (28)$$

Для другого режиму перемодуляції можливості зміни тривалостей нульових стаціонарних станів T_0 та T_7 виявляються вичерпаними. З цієї причини вихідний просторовий вектор U' , рухаючися по периметру шестикутника, може задаватися з нелінійним кутовим переміщенням аж до режиму шестикрокового формування, коли просторовий вектор миттєво переходить з одного стаціонарного стану в інший (рис. 6, б):

$$\theta' = \begin{cases} 0, & 0 < \theta < \alpha_{h2}, \\ \frac{\theta - \alpha_{h2}}{\pi/6 - \alpha_{h2}} \frac{\pi}{6}, & \alpha_{h2} < \theta < [(\pi/3) - \alpha_{h2}], \\ \pi/3, & [(\pi/3) - \alpha_{h2}] < \theta < \pi/3. \end{cases} \quad (29)$$

| m | СИНШІМ | | | ВШІМ | | |
|---------------|---------|--------------------------------------|-----------------|-------------------------|--------------------------------------|-----------------|
| | 1 | 2 | ∞ | $\frac{2}{\sqrt{3}}$ | $\frac{4}{3}$ | ∞ |
| $m \sim$ | 1,0 | 2,0 | ∞ | 1,1547 | 1,33333 | ∞ |
| U_{1m} | 1 | $\frac{\sqrt{3}}{\pi} + \frac{2}{3}$ | $\frac{4}{\pi}$ | $\frac{2}{\sqrt{3}}$ | $\frac{\sqrt{3}}{\pi} + \frac{2}{3}$ | $\frac{4}{\pi}$ |
| $U_{1m} \sim$ | 1,0 | 1,21799 | 1,27324 | 1,1547 | 1,21799 | 1,27324 |
| M | $\pi/4$ | $\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4}$ | 1 | $\frac{\pi}{2\sqrt{3}}$ | $\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4}$ | 1 |
| $M \sim$ | 0,78539 | 0,95661 | 1,0 | 0,9069 | 0,95661 | 1,0 |

Обчислення складових просторового вектора вихідної напруги в режимі 2 перемодуляції складне і залежить від багатьох факторів. Таким чином, якщо в режимі 1 перемодуляції змінюються амплітуди складових просторового вектора вихідної напруги, а кут приймається незмінним, то в режимі 2 застосовується також модифікація кута за синусоїдальним законом. Фізично в режимі 2 вектор вихідної напруги переміщується по сторонах шестикутника зі швидкістю і за законом, які визначаються коефіцієнтом модуляції m . При $m = \infty$ АІН переходить у режим миттєвого "крокування". Здебільшого для якісного керування при практичній реалізації режиму 2 застосовуються табличні значення. Знаходять своє застосування в цих розрахунках і нейронні мережі.

Таблиця містить співвідношення між основними параметрами АІН в режимі перемодуляції для методів модуляції СИНШІМ та ВШІМ. Перші колонки для кожного з методів відображають значення m , U_{1m} та M на межі лінійного режиму і режиму 1 перемодуляції, другі колонки – ті ж значення на межі між режимами 1 і 2 перемодуляції, а третя колонка – ці значення на верхній межі режиму 2 перемодуляції, тобто в режимі шестикутника при миттєвому "крокуванні" просторового вектора.

З таблиці видно, що метод ВШІМ забезпечує значно ефективніше керування АІН в режимі перемодуляції в порівнянні з методом СИНШІМ.

На рис. 7 показано діаграми вихідних фазних напруг на навантаженні інвертора при різних кое-

фіцієнтах модуляції, що відповідають режиму 2 перемодуляції. У зв'язку з тим, що наведені в таблиці параметри значною мірою залежать від методу підмодуляції, визначимо залежності амплітуд перших гармонік вихідної напруги інвертора в режимі перемодуляції від коефіцієнта модуляції.

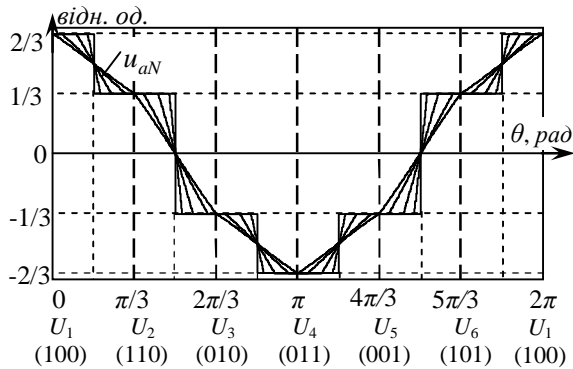


Рис. 7

ПШМ0, ПШМ2; 4 – ПШМ3; 5 – ПШММАКС, ПШММІН; 6 – НШМ1/4; 7 – НШМ1/5; 8 – НШМ1/6; 9 – СИНШМ. З графіків можна зробити висновок, що швидкість зростання значення першої гармонічної в залежності від збільшення m для різних підмодулюючих функцій суттєво відрізняється.

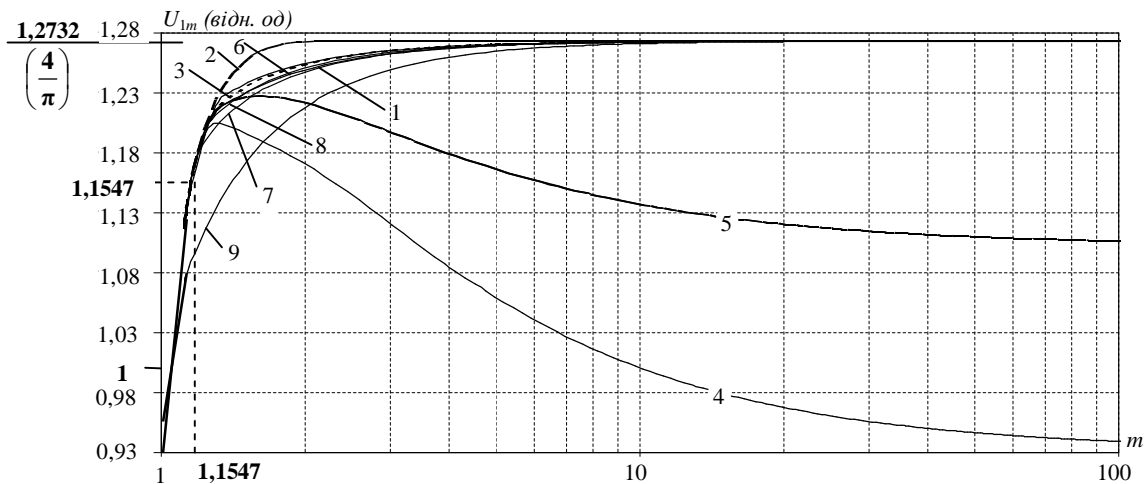


Рис. 8

Найшвидше зростає відносне значення U_{1m} при використанні ПШМ1, а при використанні методів ПШМ3, ПШММАКС і ПШММІН значення першої гармонічної вихідної напруги дещо збільшується, після чого починає стрімко зменшуватися. Цю обставину можна пояснити специфікою в побудові згаданих функцій, а саме тим, що вони при деяких значеннях m починають відхилятися від прямокутної форми, що не дозволяє їм наблизити режим роботи АІН до режиму шестикутника. Графіки інших залежностей проходять близько один від одного, за винятком графіка СИНШМ, що проходить значно нижче, тобто при застосуванні СИНШМ значення $4/\pi$ по відношенню до $U_{dc}/2$ досягається при значно більших m , ніж для інших функцій. Цю обставину можна помітити також, порівнюючи діаграми для СИНШМ і ВШМ на рис. 1.

На рис. 9 показано залежність коефіцієнтів гармонік вихідної напруги від коефіцієнта модуляції в режимі перемодуляції для різних модуляційних функцій. Для СИНШМ графік побудовано за виразом (13), а для ВШМ – за (24), (25). Позначення модуляційних функцій на рис. 9 ідентичні позначенням на рис. 8. Графіки для більшості підмодулюючих функцій (рис. 9) проходять близько один від одного, за винятком графіків уже згаданих функцій ПШМ3, ПШММАКС і ПШММІН.

Ці графіки показують стрімке зростання THD для згаданих функцій, що підтверджує їхню безперспективність для використання в режимі перемодуляції. Графік функції ПШМ1 досягає значення $THD \approx 31\%$ значно раніше, ніж графіки інших функцій, за рахунок того, що ця підмодуляція дозволяє досягти максимального значення $U_{1m} = 4/\pi$ значно раніше від інших функцій.

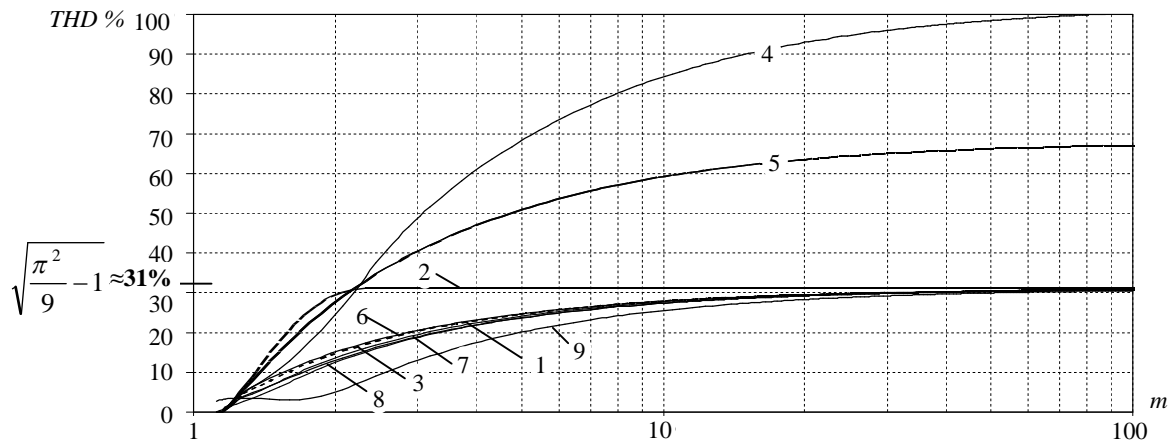
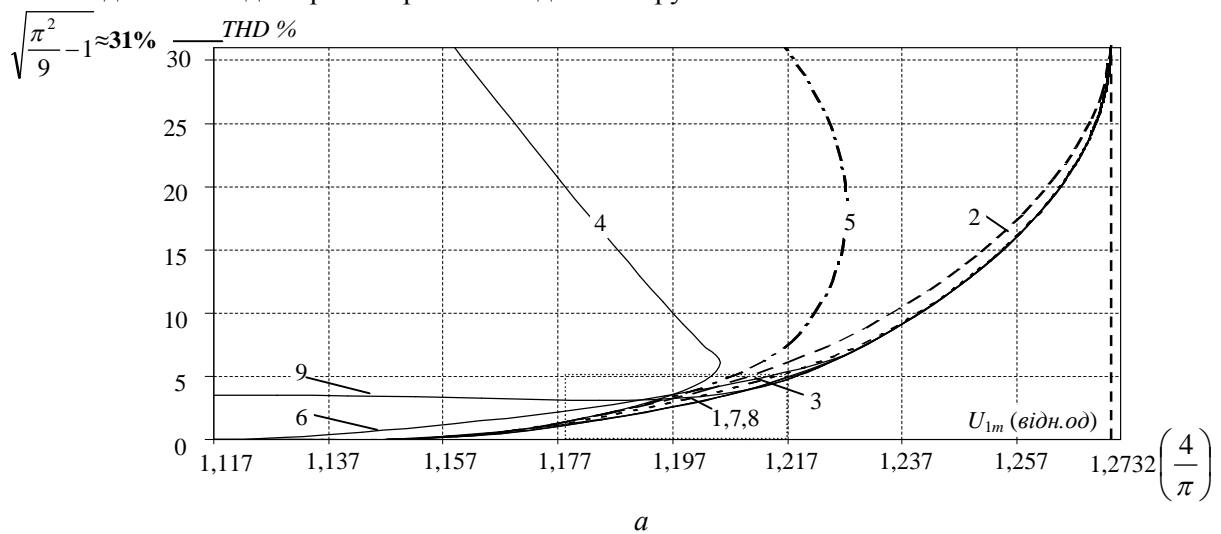
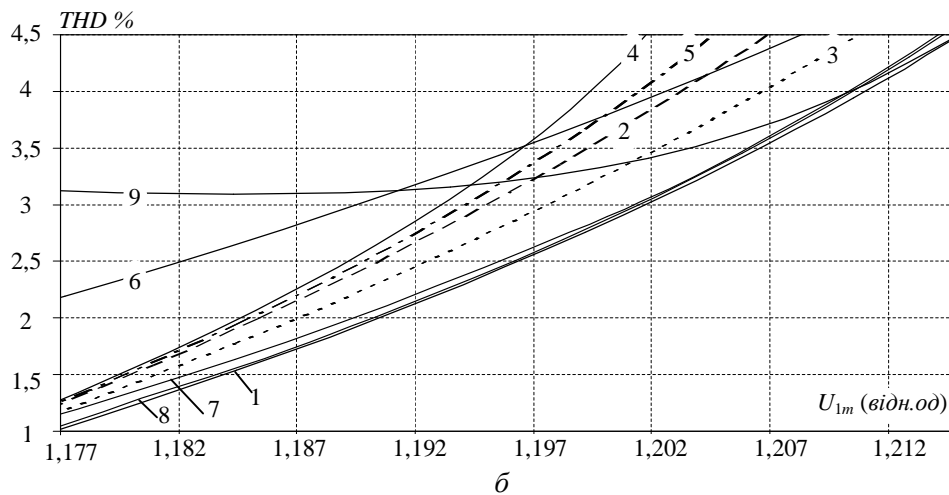


Рис. 9

На рис. 10 показано відповідність між THD та амплітудами перших гармонік вихідної напруги в режимі перемодуляції для різних методів підмодуляції з метою визначення перспективності цих методів для використання в режимах перемодуляції. Цифрові позначення модуляційних функцій на рис.10 повторюють позначення на рис. 8 і 9. Діаграма на рис. 10, б є збільшеним фрагментом діаграми на рис. 10, а. Графіки на рис. 10 підтверджують недоцільність застосування підмодулюючих функцій ПШІМ3, ПШІММАКС і ПШІММІН у режимі перемодуляції. В цьому режимі доцільно використовувати підмодулюючі функції ВШІМ та неперервну модуляційну функцію з відносною амплітудою $1/6$ по відношенню до першої гармоніки заданої напруги.



а



б

Рис. 10

На рис. 11 показано графіки, які відображають залежності вихідних параметрів АІН від сигналів завдання у всьому діапазоні регулювання вихідної напруги, включаючи режим перемодуляції.

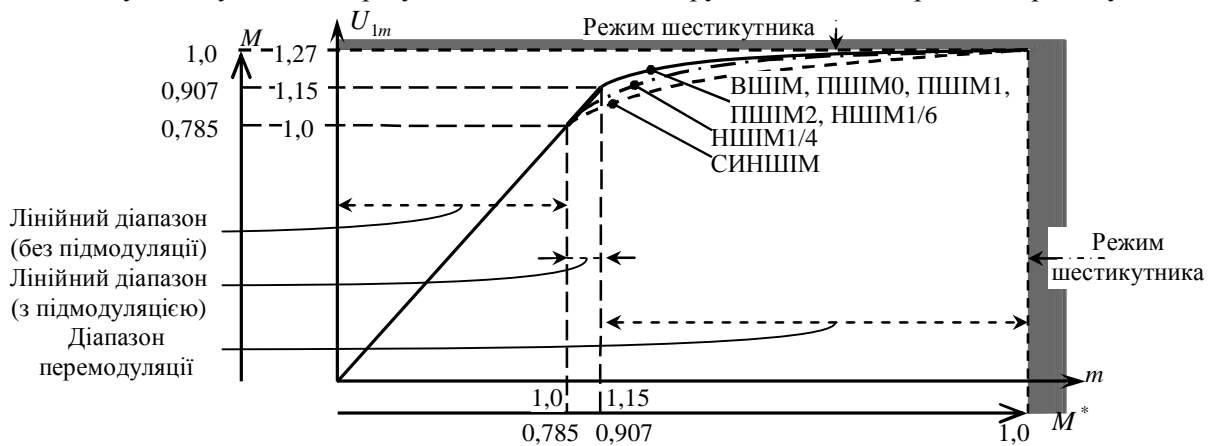


Рис. 11

По осі абсцис умовно показано значення коефіцієнта модуляції m та індекса M^* , які в даному випадку відображають співвідношення між сигналами завдання в системі керування інвертора, а по осі ординат – значення U_{lm} та індекса M , які відображають співвідношення між сигналами на виході АІН. Тобто, на рис. 11 зображено умовну передаточну характеристику між заданими і отриманими значеннями параметрів АІН для різних методів підмодуляції. Графіки функцій ВШІМ, ПШІМ0, ПШІМ1, ПШІМ2 та графік НШІМ1/6 розташовані дуже близько один від одного у всьому діапазоні режиму перемодуляції, графіки функцій ПШІМ3, ПШІММАКС та ПШІММІН не показано на рис. 11 у зв'язку з тим, що ці функції недоцільно використовувати в режимі перемодуляції, як було показано вище. Для графіка СИНШІМ діапазон перемодуляції починається зі значення $m=1$, а для графіка НШІМ1/4 – зі значення $m \approx 1,12$, з чого робимо висновок про непридатність цих модуляційних функцій для реалізації режиму перемодуляції.

Висновки. Застосування для керування АІН в режимі перемодуляції сучасних модуляційних стратегій дозволяє не тільки максимально збільшити коефіцієнт передачі при формуванні вихідної напруги, але й підвищити якість цієї напруги у всьому діапазоні її регулювання. Найбільш придатним для використання в режимі перемодуляції є метод векторної широтно-імпульсної модуляції.

Не дивлячись на це, важливо зауважити, що при комплексній розробці електротехнічної системи, коли, наприклад, асинхронний двигун не вибирається з ряду стандартних, а розраховується і виготовляється спеціально для конкретного електроприводу змінного струму, видається доцільним при живленні АІН від промислової мережі (з урахуванням дослідження режиму перемодуляції) проектувати статор двигуна на менше від стандартного значення напруги (приблизно на 10 відсотків), що дозволить при регулюванні вихідної напруги інвертора не виходити за рамки лінійного діапазону ($0 \leq m \leq 2/\sqrt{3}$) і, тим самим, забезпечувати значно вищу якість напруг і струмів двигуна, ніж в режимі перемодуляції.

1. Михальський В.М., Соколов В.М., Чотик В.В., Шаповал І.А. Керування автономними інверторами напруги із забезпеченням максимального коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги засобами модифікованої ШІМ // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 1. – С. 49–59.

2. Михальський В.М., Соколов В.М., Чотик В.В., Шаповал І.А. Визначення гармонічного складу та показників якості вихідної напруги АІН при застосуванні для широтно-імпульсної модуляції перервних модуляційних функцій // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 2. – С. 41–51.

3. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УрО РАН, 2000. – 654 с.

4. Hava A.M., Kerkman R.J., Lipo T.A. Carrier Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design // IEEE Trans. on Power Electronics. – July 1998. – Vol.13. – P. 674–689.

5. Holmes D.G., Lipo T.A. Pulse Width Modulation for Power Converters - Principle and Practice. – New York, USA: IEEE Series on Power Engineering, IEEE Press/Wiley InterScience, 2003. – 744 p.

6. Holtz J., Lotzkat W., Khambadkone A. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode // Proc. of the IEEE IECON'92. – 1992. – P. 307–312.

Надійшла 11.02.2010