

## ТРАНЗИСТОРНИЙ ІНВЕРТОР НАПРУГИ ДЛЯ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ З НИЗЬКОЧАСТОТНОЮ ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ТА МІКРОПРОЦЕСОРНОЮ СИСТЕМОЮ КЕРУВАННЯ

*Розглянуто транзисторний інвертор напруги для установки індукційного нагрівання з низькочастотною імпульсною модуляцією та мікропроцесорною системою керування. Дано рекомендації по вибору параметрів регулювання вихідного струму інвертора. Представлені алгоритми роботи мікроконтролера.*

Транзисторні перетворювачі мають ряд переваг і успішно витісняють лампові генератори, які донедавна були єдиним типом джерел живлення індукційних установок у діапазоні частот 18...440 кГц і вище потужністю до сотень кіловат. Одним із пріоритетних напрямків вдосконалення таких транзисторних перетворювачів є розробка ефективних алгоритмів та систем керування.

Розглянемо схему інвертора напруги мостового типу, до виходу якого підключено через погоджувальний трансформатор, індуктор з тілом, що нагрівається, та компенсуючий конденсатор [4]. Схему заміщення навантаження інвертора можна представити як послідовний резонансний контур, що складається з індуктивності  $L$ , ємності  $C$  та активного опору  $R$ .

У роботах [1, 3, 4] розглянуто низькочастотні (НЧ) способи регулювання та стабілізації вихідного струму інвертора напруги. Практично нульові динамічні втрати потужності є значною перевагою інверторів з НЧ регулюванням. Нульові втрати потужності досягаються за рахунок перемикання транзисторів при струмі, близькому до нуля, що відповідає режиму роботи на частоті, близькій до резонансної. Для забезпечення цього використовується система автоматичного підстроювання частоти (АПЧ).

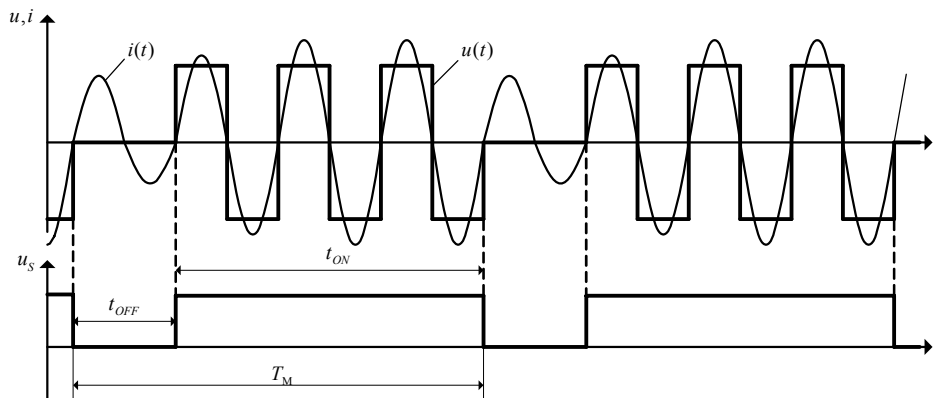


Рис. 1

На рис. 1 наведено діаграми напруги керування  $u_s$ , вихідних напруги  $u$  та струму  $i$  інвертора при НЧ імпульсній модуляції. При НЧ модуляції час модуляції  $T_M$  та час ввімкненого  $t_{ON}$  чи час вимкненого  $t_{OFF}$  стану зручно характеризувати цілими числами, що кратні періоду вихідної

напруги інвертора  $T_0$ :  $T_M = sT_0$ ,  $t_{ON} = mT_0$ ,  $t_{OFF} = nT_0$ , де  $n = s - m$  – кількість періодів за час вимкненого стану  $t_{OFF}$ ;  $m$  – кількість періодів за час ввімкненого стану  $t_{ON}$ ;  $s$  – кількість періодів  $T_0$  за час модуляції  $T_M$ .

У більшості випадків, характерних для реальних технологічних навантажень, середнє значення струму по модулю при НЧ регулюванні можна визначити за формулою [4]

$$I_{сеп} = \frac{2U_{m(1)}\gamma}{\pi R}, \quad (1)$$

де  $U_{m(1)}$  – амплітуда першої гармоніки вихідної напруги;  $\gamma = \frac{t_{ON}}{T_M} = \frac{m}{s} \leq 1$  – коефіцієнт заповнення модульованої напруги.

Максимальне  $I_{a\max}$ , мінімальне  $I_{a\min}$  значення амплітуди струму та різниця між ними  $\Delta I_a$  визначаються виразами, що справедливі при  $n \in (0, \dots, s)$  [3]:

$$I_{a\max} = \frac{U_{m(1)}}{R} \left[ 1 - \frac{\left( \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q^n}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q^s}}} \right) e^{-\frac{\pi}{Q} \left( s - n - \frac{1}{4} \right)}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q^s}}} \right]; \quad (2)$$

$$I_{a\min} = \frac{U_{m(1)}}{R} \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q} (s-n)}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q^s}}} e^{-\frac{\pi}{Q} \left( n - \frac{1}{4} \right)}; \quad (3)$$

$$\Delta I_a = \frac{U_{m(1)}}{R} \left[ 1 - \frac{e^{-\frac{\pi}{Q} (s-n)} - 2e^{-\frac{\pi}{Q^s}} + e^{-\frac{\pi}{Q} n}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q^s}}} e^{\frac{\pi}{4Q}} \right]; \quad (4)$$

де  $Q$  – добротність коливального контура.

При НЧ-ШІМ ( $s = const$ ) дискретність зміни струму майже рівномірна. Аналіз виразів (2)...(4) показав, що при зменшенні  $\gamma$  збільшується амплітуда НЧ пульсації. Збільшення НЧ пульсації струму призводить до збільшення максимального миттєвого значення струму ключових елементів, збільшення напруги на конденсаторах коливального контура та рівня звукових коливань (якщо частота модуляції знаходиться у звуковому діапазоні), а також може призвести до режиму перервного струму. Зменшення струму до нуля на інтервалі  $t_{OFF}$  часто не припустиме з точки зору забезпечення роботи системи АПЧ. Це обмежує можливість використання цього способу регулювання при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження та при малих значеннях добротності контура  $Q$ .

Перевагою НЧ-ЧІМ ( $m = const$  чи  $n = const$ ) перед НЧ-ШІМ є те, що амплітуду НЧ пульсації струму можна обмежити на заданому рівні. Але для НЧ-ЧІМ характеристика регулювання нерівномірна та не забезпечує широкий діапазон зміни параметрів навантаження.

НЧ-ШІМ та НЧ-ЧІМ мають свої переваги та недоліки. Тому постає задача розробки оптимальних способів регулювання та стабілізації струму інвертора при змінних параметрах регулювання  $n, m, s$ , що дасть змогу покращити характеристику регулювання вихідного струму інвертора при широкому діапазоні зміни параметрів навантаження [3, 4].

При виборі параметрів регулювання  $n, s, m$  необхідно враховувати їх вплив на величину НЧ пульсації амплітуди струму. Збільшення  $n$  збільшить амплітуду НЧ пульсації струму.

Представимо точки можливих комбінацій  $s$  і  $m$  на площині Клейна (рис. 2). Цілі числа по осі абсцис відповідають  $s \in [0...20]$ , а по осі ординат –  $m \in [0...s]$ . Таким точкам будуть відповідати “дозволені” значення  $\gamma_{\text{дозв}}$ .

Якщо  $\gamma$  раціональне число, що виражається деяким співвідношенням  $\frac{m}{s}$ , тоді пряма  $(0, \gamma)$  перетинатиме точки площини, а якщо ірраціональне – пряма ніколи не перетне жодної з точок. Для прикладу, на рис. 2 проведені прямі для  $\gamma = 1$  та  $\gamma = \frac{2}{7}$ . Процес НЧ імпульсної модуляції на площині Клейна має вигляд неперервної ламаної лінії, що складається з відрізків прямих з одиничним та нульовим нахилом та найкращим чином наближається до прямої  $(0, \gamma)$ , проходячи через найбільш близько розташовані до неї точки Клейна (рис. 2) [2]. Чим



При побудові замкненої системи регулювання транзисторним перетворювачем з НЧ імпульсною модуляцією доцільне використання мікроконтролерів (МК). Використання МК дозволяє виконувати ряд математичних обчислень, що обумовлені використанням алгоритму керування. Крім того, сучасні МК мають ряд вбудованих периферійних пристроїв, які можна використовувати при побудові системи керування, мають невеликі розміри і практично не потребують зовнішніх елементів.

За участю автора було розроблено транзисторний перетворювач установки індукційного нагрівання з мікропроцесорною (МП) системою керування. Функціональна схема системи керування транзисторним інвертором з використанням МК наведена на рис. 3. Вона складається з мікроконтролера (МК), генератора імпульсів з автоматичним підстроюванням частоти (Г), підсилювача сигналу помилки (ПСП), логічного блока “&”, датчика струму (ДС) та блока керування транзисторами (БКТ).

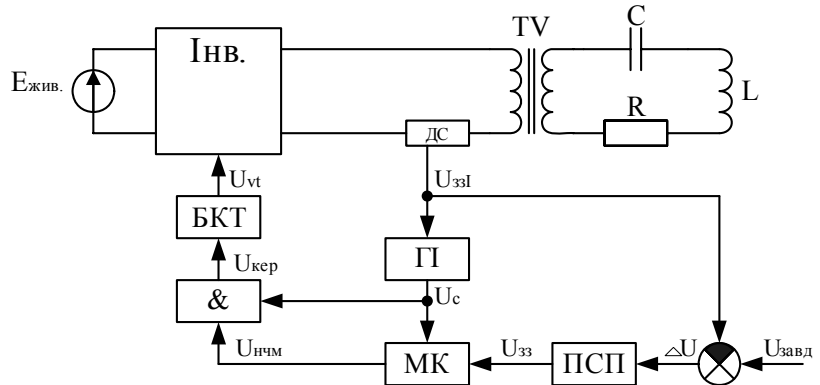


Рис. 3

Залежно від сигналу зворотного зв'язку від датчика струму  $U_{ззІ}$  Г генерує імпульси синхронізації  $U_c$  з частотою, близькою до частоти власних коливань вихідного контура  $RLC$ , що потрапляють до МК та логічного блока “&”. МК генерує імпульси НЧ модуляції  $U_{нчм}$ , що потрапляють до логічного блока “&”. Логічний блок “&” видає імпульси керування  $U_{кер}$ , які в БКТ формуються та розподіляються для керування транзисторами  $U_{vt}$ .

Сигнал різниці  $\Delta U$  між сигналом від ДС  $U_{ззІ}$  та рівня встановленого завдання  $U_{завд}$  потрапляє до ПСП, який підсилює сигнал помилки та видає підсилений сигнал  $U_{зз}$  на МК,

який залежно від його величини формує імпульси  $U_{нчм}$ .

На рис. 4 наведена електрична схема мікропроцесорної схеми керування з логічним блоком “&”. У цьому випадку обрано МК ATmega-16, мікроконтролер сімейства Mega фірми ATMEL з тактовою частотою 16 МГц.

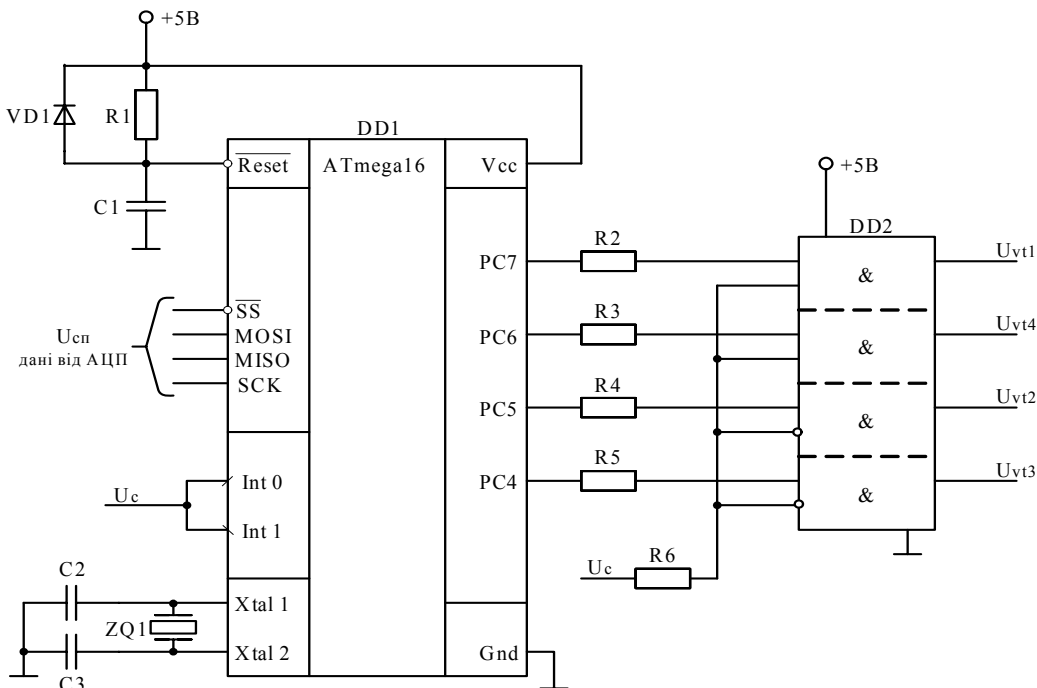


Рис. 4

Алгоритми роботи МК при виникненні зовнішнього переривання та основного циклу його роботи наведені на рис. 5 та 6 відповідно.

В основному циклі роботи програми МК відбувається початкова ініціалізація, після якої в безкінечному циклі, декілька разів, іде зчитування даних з АЦП (підсиленого сигналу помилки  $U_{33}$ ), після цього визначається середнє значення сигналу помилки, залежно від якого вибирається необхідна  $\gamma$  НЧ імпульсної модуляції.

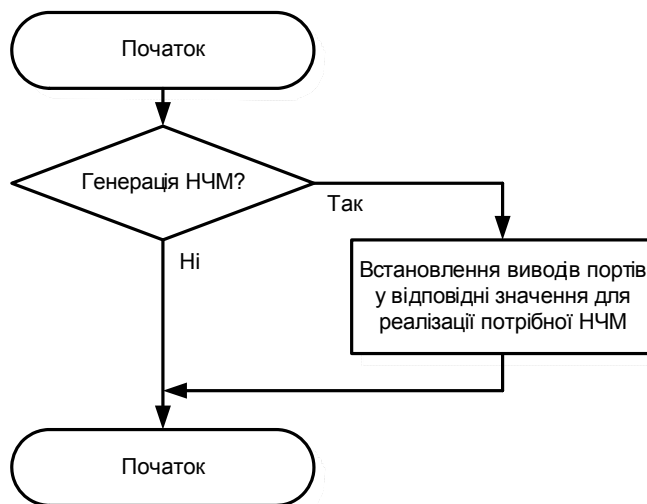


Рис. 5

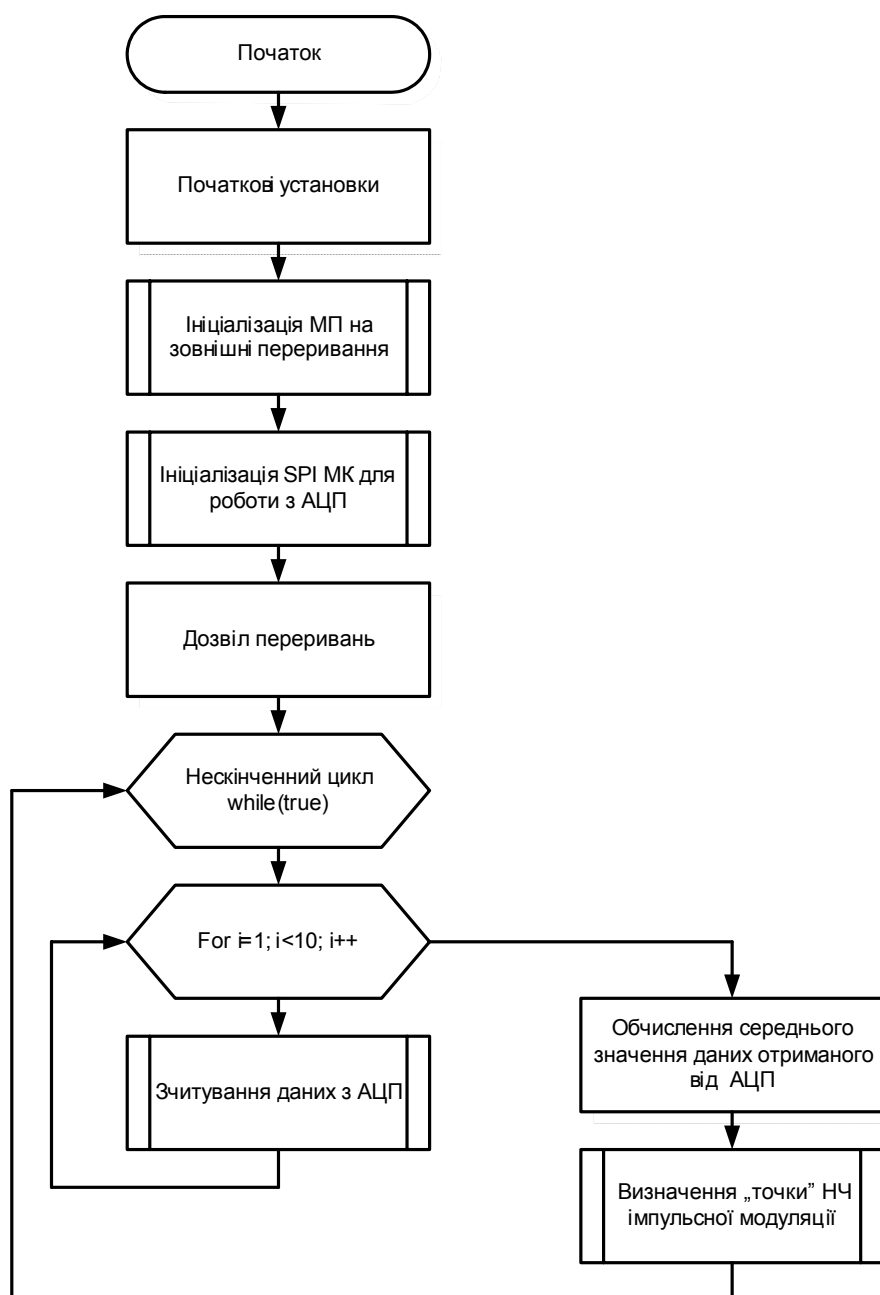


Рис. 6

Підпрограма МК, що працює при виникненні зовнішніх переривань, залежно від “необхідної”  $\gamma$  формує сигнал НЧ керування.

Було створено макет транзисторного перетворювача з МП системою керування для установки індукційного нагрівання частотою 66 кГц. Дослідження показали можливість побудови перетворювачів з системою керування на базі мікроконтролера Atmega16, на частоту до 120 кГц. Використання МП системи керування дає змогу реалізовувати необхідні алгоритми НЧ модуляції залежно від технологічної задачі і не потребує змін у схемі електричній-принциповій перетворювача.

**Висновки.** При виборі параметрів регулювання  $n, s, t$  необхідно враховувати їх вплив на величину НЧ пульсації амплітуди струму. Чим більше  $n$ ,

тим більша НЧ пульсація струму. Тому точки характеристики регулювання  $(m, s)$  слід вибрати задаючись значенням мінімального  $n$  та мінімальною похибкою  $\delta = |\gamma_{\text{дозв}} - \gamma|$ . При розімкненій системі регулювання струм навантаження можна змінювати дискретно. Введення від'ємного зворотного зв'язку за регулюючим параметром дозволяє регулювати струм навантаження плавно у всьому діапазоні.

МП систем керування дає змогу реалізовувати складні алгоритми регулювання вихідного струму інвертора напруги та змінювати їх без зміни схеми.

МК АТmega-16 може бути застосований при побудові системи керування транзисторним перетворювачем на частоту до 120 кГц.

*Рассмотрен транзисторный инвертор напряжения для установки индукционного нагрева с низкочастотной импульсной модуляцией и микропроцессорной системой управления. Даны рекомендации по выбору параметров регулирования выходного тока инвертора. Представлены алгоритмы работы микроконтроллера.*

*Transistor inverter for induction heating set-up with the low frequency pulse modulation and microprocessor control system are considered. It was given recommendation for select parameters' selection of the inverter output current's regulation. The algorithms of microcontroller's functioning are proposed.*

1. Гельман М.В., Лохов С.П. Тиристорные регуляторы переменного напряжения. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.
2. Дэвпорт Г. Высшая арифметика. – М.: Наука, 1965. – 176 с.
3. Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Шевченко П.М., Герасименко П.Ю. Транзисторні інвертори напруги установок індукційного нагріву з НЧ імпульсною модуляцією в режимі стабілізації струму навантаження // Техн. електродинаміка. Темат. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. – 2008. – Ч. 2. – С. 109–112.
4. Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Шевченко П.М., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О. Низькочастотні способи регулювання струму транзисторних інверторів напруги установок індукційного нагріву // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць. – К.: ІЕД НАНУ, 2007. – № 18. – С. 108–111.

Надійшла 31.03.2009