

О.А. Велігорський, канд. техн. наук

Р.В. Заровський, канд. техн. наук

Ю.М. Валевач, студент

Чернігівський державний технологічний університет, м. Чернігів, Україна

ОЦІНКА ВПЛИВУ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ НА МЕРЕЖУ ЖИВЛЕННЯ

Розглянуто розрахунок перехідних процесів в мостовій схемі автономного інвертора напруги (АІН) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), отримані значення вхідного та вихідного струмів для перших трьох півперіодів роботи схеми. Розглянута Matlab-модель даної схеми інвертора, для якої досліджено спектри вхідного струму та вихідної напруги.

Постановка проблеми

Автономні інвертори напруги (АІН) представляють великий клас пристроїв силової електроніки, які є досить поширеними в багатьох сферах людської діяльності, починаючи з джерел безперебійного живлення (ДБЖ) персональних комп'ютерів і закінчуючи системами промислового електроприводу та резервними джерелами живлення цілих будівель. Тому параметрам силових інверторів приділялася завжди значна увага. Основними напрямками наукової діяльності за останні десятиліття була розробка нових принципів управління, використання нової елементної бази для покращення якості вихідної напруги, збільшення коефіцієнта корисної дії (ККД) та зменшення масо-габаритних показників інверторів. Але при цьому досить мало уваги приділялося впливу інверторів напруги на живлячу мережу (виключення становлять високопотужні промислові системи корекції коефіцієнта потужності).

Вплив автономних інверторів напруги на мережу живлення мало досліджений, хоча цей вплив може призвести до значного спотворення напруги в мережі і до збоїв в роботі інших пристроїв, під'єднаних до мережі, особливо це стосується інверторів високої потужності, оскільки вони вносять найбільш суттєву долю завад в мережу.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Можливі структури топологій автономних інверторів і алгоритми керування ключовими елементами були досліджені ще в 70-х 80-х роках і детально розглянуті в [1-5].

В результаті досліджень було встановлено, що найвищу якість вихідної напруги, яка оцінюється коефіцієнтом гармонік, можна отримати в інверторах модуляційного типу. Основні закони управління ключами, що використовуються в таких схемах – це широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) та амплитудно-імпульсна модуляція (АІМ), а також їх комбінації. За допомогою АІМ при однаковій кількості імпульсів можна отримати менший коефіцієнт гармонік, ніж для ШІМ, але вона значно складніша в практичній реалізації, тому найбільше поширення отримала ШІМ. Досить простим і водночас ефективним є метод ШІМ по синусоїдальному закону, який і буде надалі використовуватись для досліджень.

За останні десятиліття була вдосконалена елементна база інверторів модуляційного типу, наприклад, тиристори були витіснені більш досконалими MOSFET- IGBT-транзисторами, що на сьогоднішній день дозволяє досягти частоти перемикання ключів десятків і сотень кілогерц. Проте, основні схеми силової частини перетворювачів і алгоритми керування силовими ключами залишаються такими ж.

Оптимальною топологією для потужності більше сотні ват є мостова схема, в першу чергу з міркувань масо-габаритних показників.

Напрямки досліджень автономних інверторів напруги за останні роки в основному стосуються покращення якості вихідної напруги, розробки нових методів керування та оцінки впливу на мережу [6,7]. Для автономних інверторів модуляційного типу спектр вихідної напруги досить детально досліджений [3], в той час як аналіз вхідного струму майже не проводився. Тому задача оцінки впливу інверторів напруги на мережу живлення на сьогоднішній день є актуальною.

Цілі статті

Метою роботи є оцінка впливу мостової схеми автономного інвертора напруги з ШІМ-модуляцією на мережу живлення постійного та змінного струму, а також розробка рекомендацій по зменшенню негативного впливу АІН на живлячу мережу.

Розрахунок процесів в АІН

Найбільш простим й досить ефективним є синусоїдальний закон широтно-імпульсної модуляції. Цей закон реалізується шляхом порівняння двох сигналів – опорного (синусоїдального, 1 на рис.1) та модулюючого (пилкоподібного чи трикутного, 2 на рис.1).

При цьому ключі перемикаються в моменти рівності одного сигналу з іншим, результуюча форма вхідної напруги інвертора показана на рис.2. Для спрощення розрахунків частота ШІМ була прийнята 500 Гц.

В даній роботі для мостової схеми АІН з ШІМ (рис.3) був виконаний розрахунок в операторній формі перехідних процесів для окремих інтервалів роботи ключових елементів, що показані на рис.2, а потім за допомогою методу припасовування була отримана форма вхідного и вихідного струму інверторів для перших трьох півперіодів роботи схеми.

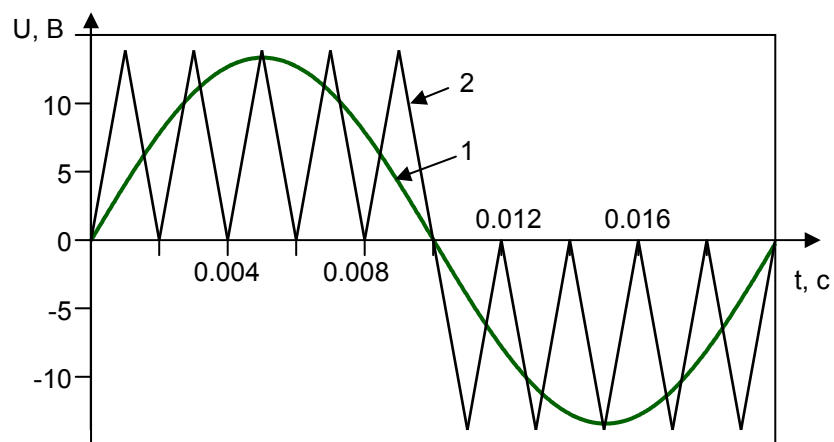


Рис.1. Синусоїдальний закон ШІМ

Інтервали часу між моментами комутації можна розрахувати, якщо визначити моменти перемикання ключів. Для цього потрібно розв'язати наступну систему рівнянь відносно t :

$$\begin{cases} \frac{2}{T}(t - kT) = \sin(2\pi ft), t \leq \frac{T}{2} + kT \\ -\frac{2}{T}(t - (k+1) \cdot T) = \sin(2\pi ft), t > \frac{T}{2} + kT \end{cases}, \quad (1)$$

де T – період модулюючого трикутного сигналу;
 f – частота опорного синусоїдального сигналу;
 k – номер періоду трикутного сигналу.

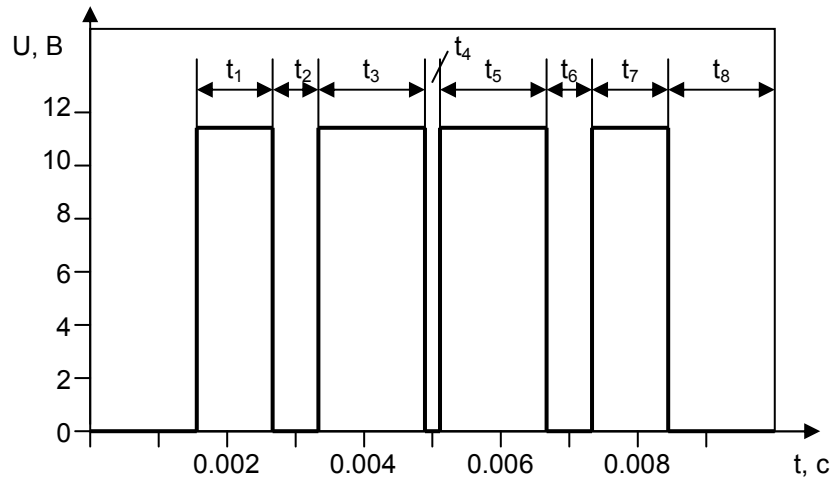


Рис. 2. Форма вхідної напруги інвертора

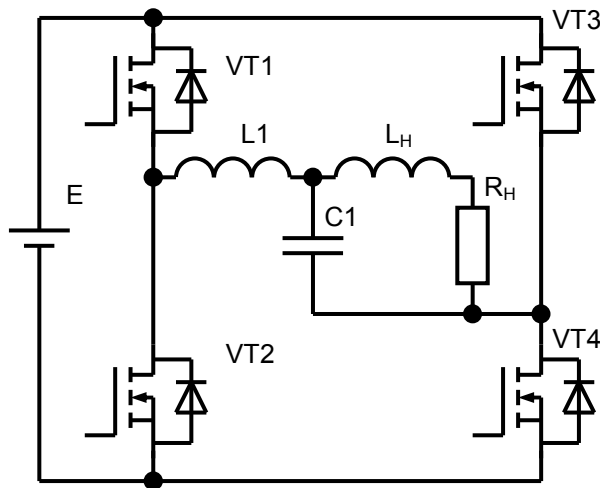


Рис. 3. Мостова схема АІН з ШІМ

Оскільки на початку періоду на вході інвертора відсутня напруга і параметри схеми при цьому не змінюються, то розрахунок почнемо з першого імпульсу вхідної напруги, – імпульсу тривалістю t_1 . Для розрахунку перехідних процесів на кожному інтервалі скористаємося методом контурних струмів і матричного аналізу, для чого схему вихідної ланки інвертора представимо в еквівалентному операторному вигляді (рис.4).

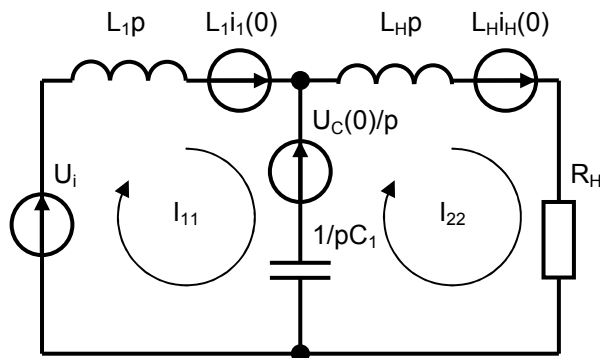


Рис. 4. Еквівалентна операторна схема вихідного фільтра і навантаження інвертора

Матриця опорів для такої схеми має вигляд:

$$[R] = \begin{bmatrix} pL_1 + \frac{1}{pC_1} & \frac{1}{pC_1} \\ -\frac{1}{pC_1} & pL_H + R_H + \frac{1}{pC_1} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Вектор джерел напруги становить:

$$[E] = \begin{bmatrix} \frac{U_i + L_1 i_1(0) - U_c(0)}{p} \\ \frac{U_c(0)}{p} + L_2 i_2(0) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Після знаходження оберненої матриці опорів, шляхом перемноження її на вектор джерел напруги, розрахуємо матрицю струмів, яка буде містити вхідний струм $I_{BX} = I_{1,1}$ та струм навантаження $I_H = I_{2,2}$.

Вхідний струм в загальній операторній формі виражається:

$$I_{BX} = \frac{L_1 L_2 C_1 i_1(0) p^3 + (L_1 R_H C_1 i_1(0) + L_2 C_1 (U_i - U_c(0))) p^2 + (L_1 L_2 C_1 p^3 + L_1 R_H C_1 p^2 + (L_1 + L_2) p + R_H) p}{(R_H C_1 (U_i - U_c(0)) + L_1 i_1(0) + L_2 i_2(0)) p + U_i}. \quad (4)$$

Струм в навантаженні описується наступним рівнянням:

$$I_H = \frac{L_1 L_2 C_1 i_2(0) p^3 + (L_1 C_1 U_c(0)) p^2 + (L_1 i_1(0) + L_2 i_2(0)) p + U_i}{(L_1 L_2 C_1 p^3 + L_1 R_H C_1 p^2 + (L_1 + L_2) p + R_H) p}. \quad (5)$$

Далі, застосувавши зворотне перетворення Лапласа до рівнянь (4) та (5) і врахувавши початкові умови для кожного інтервалу, отримуємо часові залежності струму навантаження I_H (рис.5) і вхідного струму I_{BX} (рис.6). Так, наприклад для інтервалу часу t_1 при $C_1 = 2 \cdot 10^{-3}$ Ф, $L_1 = 1 \cdot 10^{-3}$ Гн, $L_H = 0.5 \cdot 10^{-3}$ Гн, $i_{1j}(0) = 0$, $i_{2j}(0) = 0$, $U_i = 12$ В $R_H = 0.72$ Ом, $U_c(0) = 0$, маємо:

$$I_{ex1} = -7,87 e^{-733,36t} - 4,39 e^{(-353,31 - 925,71j)t} + 1,68 j e^{(-353,31 - 925,71j)t} - 4,39 e^{(-353,31 + 925,71j)t} - 1,68 j e^{(-353,31 + 925,71j)t} + 16,66, \quad (6)$$

де $j = \sqrt{-1}$.

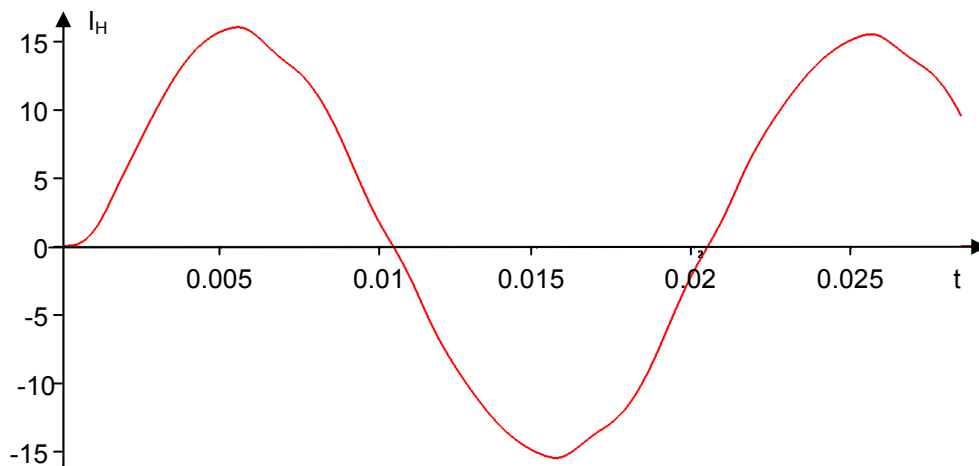


Рис. 5. Часова діаграма струму в навантаженні – аналітичний розрахунок

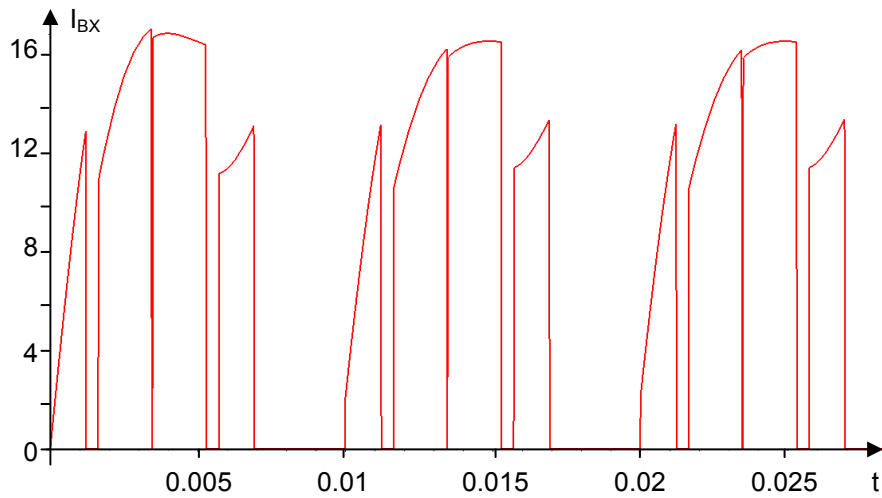


Рис. 6. Часова діаграма струму джерела – аналітичний розрахунок

За аналогічною методикою, враховуючи відповідні початкові умови, були розраховані складові струмів на наступних інтервалах.

З порівняння струмів навантаження (рис.5) та джерела (рис.6) інвертора, видно, струм в навантаженні має квазісинусоїдальну форму, в той час як вхідний струм – суттєво спотворений, причиною чого є особливості комутації транзисторів VT1 – VT4 (рис.3).

Моделювання АІН в Matlab

На наступному етапі досліджень була розроблена модель мостового інвертора в програмі Matlab Simulink (рис.7), в якій використовується ШІМ з частотою 50 кГц.

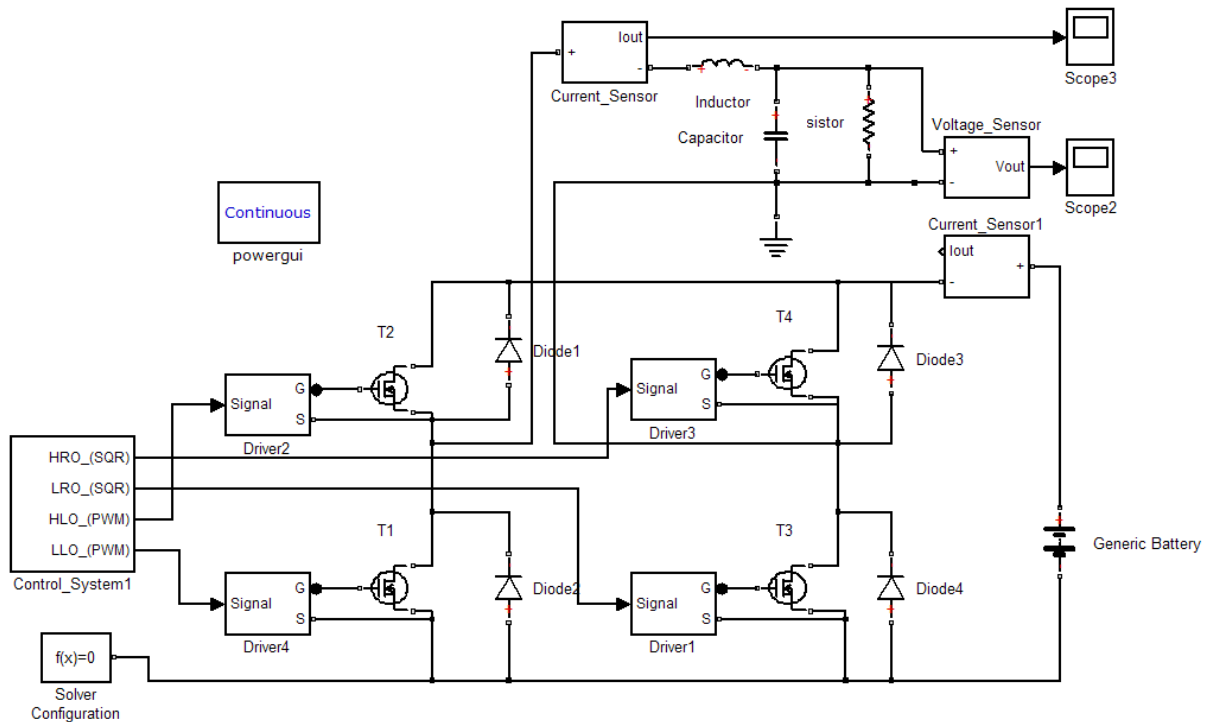


Рис. 7. Модель автономного інвертора напруги в Matlab Simulink

Як видно з рис.8, на якому представлені часові залежності струмів, Matlab-модель і аналітичний розрахунок при однакових параметрах схеми дають однаковий результат як кількісно, так і якісно. Єдина відмінність аналітичного методу – він не враховує зворотний викид струму, який буде втікати в джерело (моменти часу 0.01, 0.02, ..., 0.01·n на рис.8б).

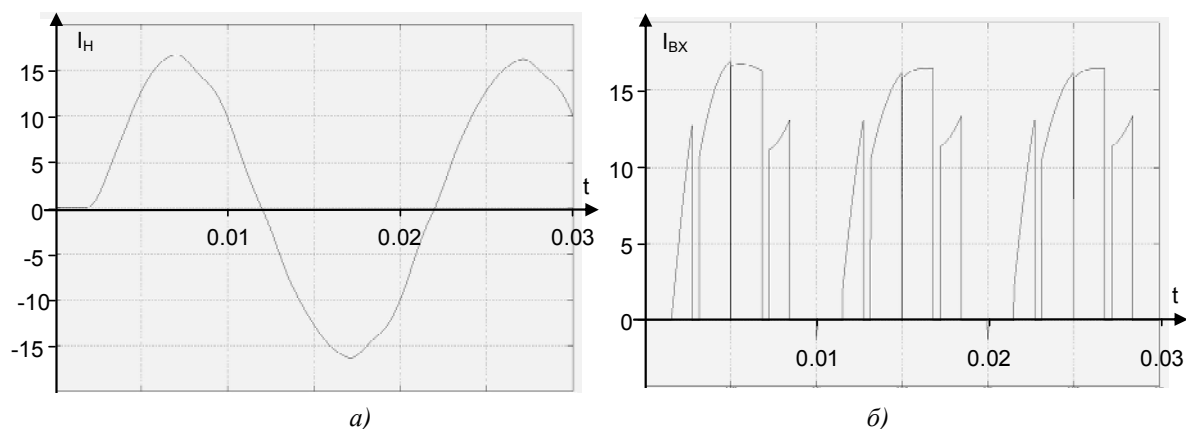


Рис. 8. Результати моделювання інвертора напруги: часова залежність струму в навантаженні (а), часова залежність струму джерела (б)

Зазначений вище зворотний викид струму потрібно враховувати в деяких схемах, оскільки протікання струму в джерелі в зворотному напрямку може призвести до його виходу з ладу.

Якщо ж в якості джерела живлення для інвертора виступатиме джерело, в якому струм не може протікати в зворотному напрямку, наприклад, діодний випрямляч, то потрібно передбачити спеціальну електричну ланку, в яку буде відгалужуватися цей струм. Без розсіювання енергії цього струму може виникнути значний сплеск напруги на ключових елементах схеми, що негайно виведе їх з ладу.

Для оцінки впливу автономного інвертора на мережу живлення на основі моделі (рис.7), були досліджені наступні параметри:

- амплітуда зворотного сплеску струму $I_{зв}$;
- коефіцієнт гармонік струму джерела $K_{Г\ I_{дж}}$, виражений у відсотках відносно складової з частотою 100 Гц;
- величина постійної складової струму джерела $I_{пост.дж}$, виражена у відсотках відносно складової з частотою 100 Гц;
- амплітуда гармоніки струму джерела з частотою 50 кГц $I_{Г\ 50к}$, виражена у відсотках відносно складової з частотою 100 Гц;
- коефіцієнт гармонік напруги на навантаженні $K_{Г\ U_n}$, виражений у відсотках відносно складової з частотою 50 Гц;
- амплітуда гармоніки напруги на навантаженні з частотою 150 Гц $U_{г\ 150}$, виражена у відсотках відносно складової з частотою 50 Гц;
- амплітуда гармоніки напруги на навантаженні з частотою 50 кГц $U_{г\ 50к}$, виражена у відсотках відносно складової з частотою 50 Гц.

Графічні залежності цих величин від потужності навантаження інвертора (P_n) представлені на рис.9, 10.

Як видно з рис.9а, найбільш важливий показник якості – коефіцієнт гармонік струму джерела $K_{Г\ I_{дж}}$ – приймає найменше значення (біля 62,5%) в діапазоні навантажень від 25 до 100 Вт. Подальше збільшення навантаження призводить до незначного збільшен-

ня $K_{Г\ I_{дж}}$. Коефіцієнт гармонік напруги на навантаженні $K_{Г\ U_H}$ приймає найменше значення при $P_H=2,5$ Вт, і також зростає при збільшенні навантаження.

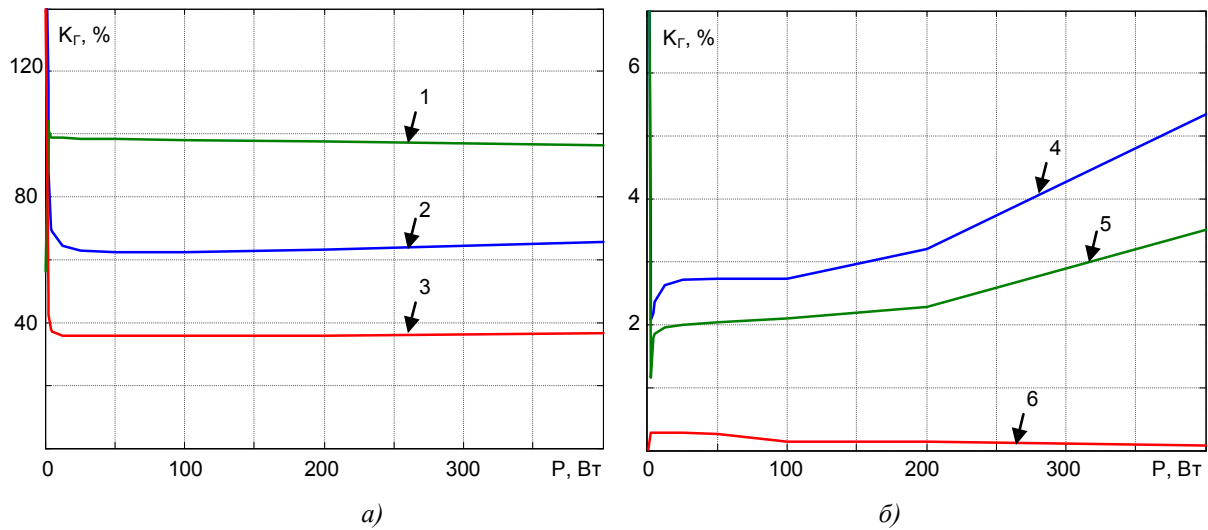


Рис. 9. Залежність параметрів струму джерела (а) і вихідної напруги (б) від потужності навантаження, 1 – $I_{Пост.дж}$, 2 – $K_{Г\ I_{дж}}$, 3 – $I_{Г\ 50К}$, 4 – $K_{Г\ U_H}$, 5 – $U_{Г\ 150}$, 6 – $U_{Г\ 50К}$

Амплітуда зворотного викиду струму джерела (рис.10) при $P_H > 150$ Вт майже лінійно зростає при збільшенні потужності навантаження. Нелінійність спостерігається лише при невеликих значеннях P_H .

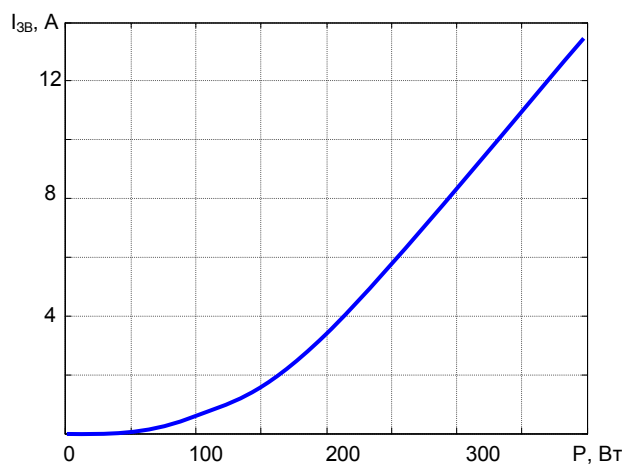


Рис. 10. Амплітуда зворотного сплеску струму джерела в залежності від потужності навантаження

Типовий спектр вхідного струму інвертора при $P_H=200$ Вт показаний на рис.11. Основний внесок вносять основна гармоніка 100 Гц (подвійна частота вихідної напруги) та частота синусоїдальної ШІМ 50 кГц. Амплітуда всіх інших височастотних складових не перевищує 15% від основної гармоніки.

Висновки і пропозиції

1. Аналітичний розрахунок за методом контурних струмів часових характеристик (струмів джерела та навантаження), і моделювання в пакеті Matlab показали однакові якісні та кількісні результати.

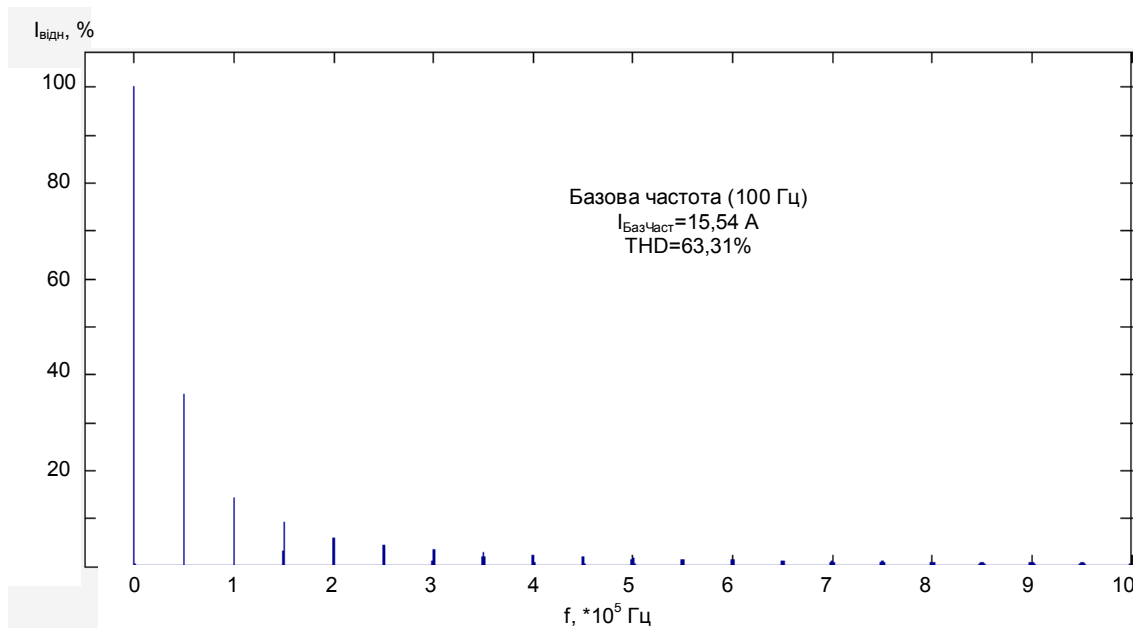


Рис. 11. Спектр струму джерела при $P_H=200$ Вт

2. Найнижчий коефіцієнт гармонік струму, розрахований відносно частоти 100 Гц, лежить в області низьких коефіцієнтів гармонік вихідної напруги і становить 62,5% при $P_H=25\dots 100$ Вт; при збільшенні P_H коефіцієнт гармонік незначно зростає.

3. При значній величині навантаження виникає викид зворотного струму джерела, який потрібно враховувати під час розробки інверторів, його амплітуда майже лінійно зростає при збільшенні потужності навантаження в діапазоні $P_H > 150$ Вт.

4. Спектр вхідного струму простої мостової схеми інвертора складається з двох основних складових за частотами, що дорівнюють 100 Гц (подвоєна частота вихідної напруги) та 50 кГц (частота модуляції), а також вищих гармонік.

Список літературних джерел

1. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
3. Тонкаль В.Е. Синтез автономных инверторов модуляционного типа. – К.: Наук. Думка, 1979. – 207 с.
4. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – 2-е изд., перераб., и доп. – К.: Вища школа, 1983. – 431 с.
5. Мойн В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
6. Ramon O. Caceres. A Boost DC-AC Converter: Operation, Analysis, Control and Experimentation / Ramon O.Caceres, Ivo Barbi // IEEE Transaction On Power Electronics. – 1999. Vol. 14, №1. – P.134-141.
7. Pablo Sanchis. Boost DC-AC Inverter: A New Control Strategy / Pablo Sanchis, Alfredo Ursæa, Eugenio Gubía, Luis Marroyo // IEEE Transaction On Power Electronics. – 2005. Vol. 20, №2. – P. 343-353.