

УДК 621.376

В.М. КИЧАК, А. НАССІР, Н. В. ТРУХАЧОВА

Вінницький національний технічний університет

МЕТОД ЛІНЕАРИЗАЦІЇ МОДУЛЯЦІЙНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧАСТОТНОГО МОДУЛЯТОРА

Запропонований метод лінеаризації модуляційної характеристики частотного модулятора, в якому використовується залежність реактивного опору транзисторного індуктивного елемента від напруги емітер-база. Це дозволило отримати коефіцієнт не лінійності модуляційної характеристики 2,4 % при девіації частоти близько 84 %.

Запропоновані вирази для апроксимації залежності еквівалентної індуктивності від напруги управління і частоти.

A method of linearization of the modulation characteristics of the frequency modulator, which uses the dependence of the inductive reactance of the transistor element of the emitter-base voltage. This allowed us to obtain the coefficient of nonlinearity Modulation 2,4 % at a frequency deviation of about 84 %.

Proposed expression for the approximation of the depending equivalent inductance from the control's voltage and frequency.

Ключові слова: модуляційна характеристика, коефіцієнт нелінійності, транзисторний індуктивний елемент, частотна модуляція.

Однією з вимог, що висувається до характеристик частотних модуляторів, є лінійність модуляційної характеристики (МХ), яка часто визначає такі властивості системи синтезу частот, як швидкість перестроювання по діапазону, шумові властивості та стійкість. Через складність реалізації в діапазоні надвисоких частот (НВЧ) складних конструкцій, схема частотного модулятора повинна бути достатньо простою. В цьому випадку для перебудови частоти і лінійної модуляції слід використовувати один варикап, вольт-фарадна характеристика якого суттєво нелінійна. Тому необхідно використовувати різні способи лінеаризації МХ [1, 2].

Одним з найбільш поширених є метод лінеаризації з використанням функціональних перетворювачів, амплітудно-частотна характеристика яких зворотна МХ частотного модулятора. Проте схеми таких перетворювачів достатньо складні, при цьому часто погіршуються перехідні характеристики, і, крім того, важко забезпечити достатню лінійність в широкому діапазоні модулюючих частот [3].

Другим методом є використання варикапів з надрізким $p-n$ переходом, вольт-фарадна характеристика яких описується наближеним виразом

$$C_e = A/U^n,$$

де n – постійний коефіцієнт, значення якого рівне 2; U – напруга на переході.

В цьому випадку необхідну лінійність можна одержати у вузькому діапазоні зворотних напруг.

У роботі [3] для поліпшення лінійності МХ пропонується включення варикапа в систему зв'язаних контурів. Нелінійність настроювальної характеристики в цьому випадку компенсується нелінійністю зміни величини внесеної провідності по діапазону частот. При цьому можливо одержати деяке збільшення перекриття по частоті, проте такий пристрій неможливо реалізувати в інтегральному виконанні за напівпровідниковою технологією через необхідність наявності магнітного зв'язку в індуктивних елементах. Крім того, такі схеми характеризуються обмеженою швидкодією, що сильно проявляється в діапазоні НВЧ при вимірюванні комплексних характеристик передачі лінійних кіл методом лінійної частотної модуляції [4].

У роботі [5] для підвищення лінійності МХ запропонований двоконтурний метод реактивної компенсації, заснований на використанні складних коливальних систем. Проте для цих методів характерні ті ж недоліки, що і для вище наведених – це, перш за все, неможливість реалізації індуктивності за напівпровідниковою технологією. Неузгодженість зміни індуктивності та ємності при дії зовнішніх дестабілізуючих факторів, нестабільність частоти за відсутності модулюючого сигналу не перевищує 10^{-4} , нелінійність МХ не завжди задовольняє вимоги. У зв'язку з цим метою цієї роботи є підвищення лінійності МХ частотного модулятора при забезпеченні високої стабільності частоти і девіації.

Для підвищення лінійності МХ пропонується використовувати як індуктивність коливальної системи транзисторний індуктивний елемент (ТІЕ). Дослідження залежності повного опору ТІЕ від частоти, в діапазоні граничних частот f_a , показує, що реактивна складова повного опору має індуктивний характер, із зростанням частоти зростає і на f_a досягає максимуму. При подальшому збільшенні частоти індуктивний опір починає зменшуватися, а залежність $L_{екв} = F(f)$ має випуклий характер (рис. 1).

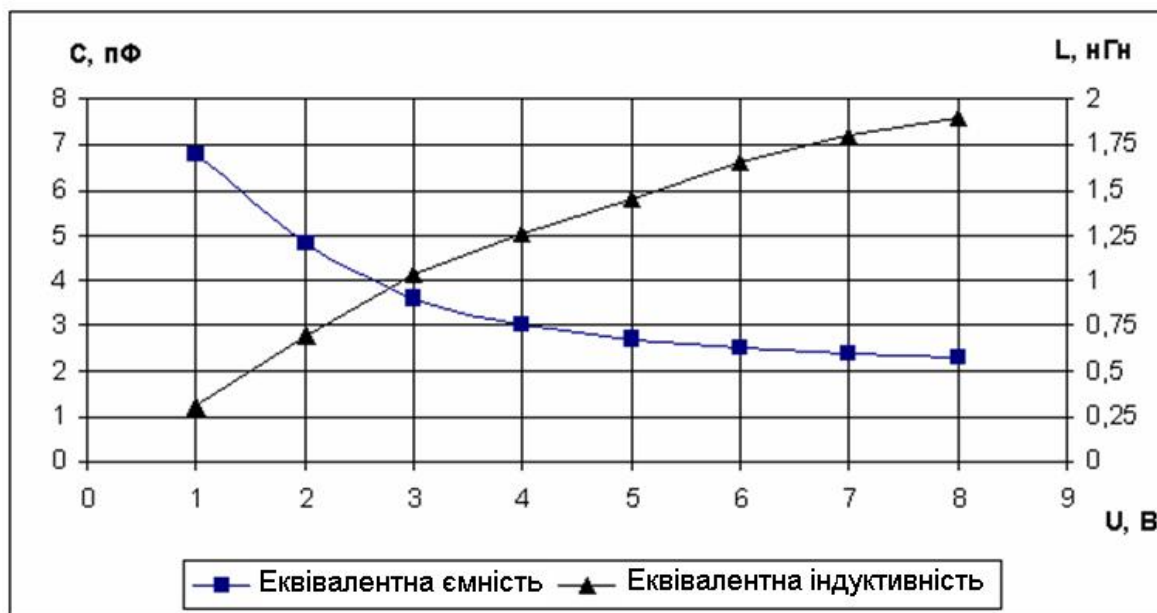


Рис. 1. Залежність ємності варикапа та індуктивності ТІЕ від напруги керування

На цьому ж рис. 1 наведена залежність ємності варикапа від модулюючої напруги. Як видно з графіків, вольт-фарадна характеристика має увігнутий характер, а залежність індуктивності від модулюючої напруги – випуклий, при цьому ємність із зростанням напруги зменшується, а індуктивність зростає, і це можна використовувати як для лінеаризації МХ частотного модулятора, так і для збільшення девіації частоти. Так, при подачі модулюючого сигналу в коло емітер-база і при використанні транзистора відповідної провідності з'являється можливість збільшити девіацію частоти. Подача позитивної півхвилі модулюючого сигналу призводить до зменшення зворотної напруги на варикапі і до збільшення ємності варикапа, внаслідок цього частота генеруючих коливань зменшується. Якщо такий же сигнал поступає в коло емітер-база транзистора *p-n-p* провідності, то еквівалентна індуктивність зростає, а частота генеруючих коливань зменшується і, навпаки, при подачі негативної півхвилі модулюючого сигналу збільшується зворотна напруга на варикапі, що призводить до зменшення ємності варикапа і до збільшення частоти генеруючих коливань. При такій полярності модулюючого сигналу напруга між емітером і базою зменшується, що призводить до зменшення еквівалентної індуктивності та зростання частоти генеруючих коливань. В результаті цього девіація частоти зростає. Враховуючи, що вольт-фарадна характеристика варикапа є увігнутою, залежність еквівалентної індуктивності від $U_{об}$ є випуклою, то це дозволяє підвищити лінійність МХ. Крім того, лінійність МХ підвищується за рахунок частотної залежності еквівалентної індуктивності, яка на частотах вище f_a має випуклий характер та із зростанням частоти зменшується.

Структурна схема частотного модулятора, що реалізує запропонований метод лінеаризації МХ, наведена на рис. 2.

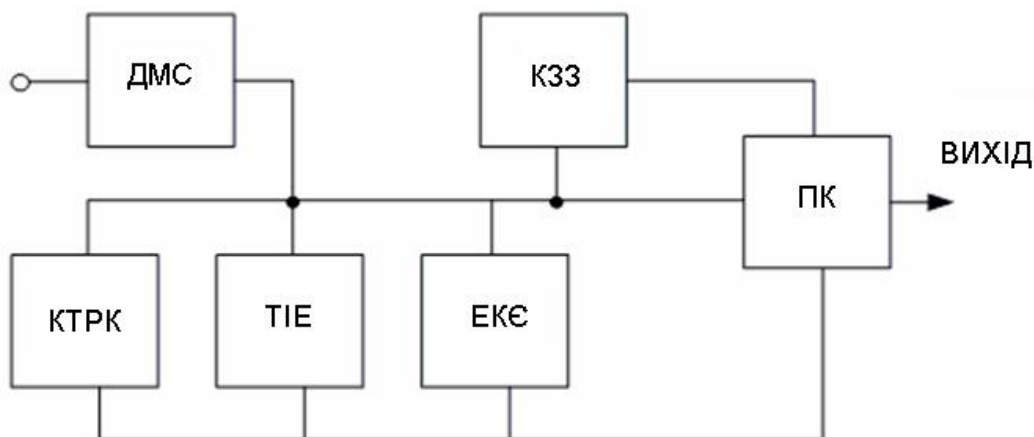


Рис. 2. Структурна схема частотного модулятора: ДМС – джерело модулюючого сигналу, КЗЗ – коло зворотного зв'язку, ПК – підсилювальний каскад, КТРК – коло температурної і режимної компенсації, ЕКЄ – електрично керована місткість

Нелінійність модуляційної характеристики при використанні керованої ємності варикапа

обумовлена нелінійністю вольт-фарадної характеристики варикапа і нелінійністю характеристики керування схеми генератора. Залежність ємності варикапа від керуючої напруги можна подати у вигляді: [6]

$$C(U) = C_n [(1 \pm U_m)(E_n + j)]^g = C_n [1 \pm U]^g, \quad (1)$$

C_n – ємність варикапа при початковій напрузі E_n ; U_m – амплітуда модулюючої напруги; j – контактна різниця потенціалів p - n переходу; U – приведена амплітуда модулюючої напруги; g – показник ступеня вольт-фарадної характеристики варикапа, який залежить від технології виготовлення.

Вирази для розрахунку повного опору ТІЕ наведені в роботах [7, 8], проте вони громіздкі і їх незручно використовувати для розрахунку параметрів модуляторів. У зв'язку з цим в даній роботі пропонується залежність еквівалентної індуктивності від напруги між емітером і базою апроксимувати наступним виразом

$$L = L_0 \left[1 - \left(\frac{bU_{eб}}{j_k} - 1 \right)^2 \right], \quad (2)$$

де L_0 – індуктивність ТІЕ при напрузі, коли статичний коефіцієнт передачі a_0 досягає максимального значення або емітерний перехід повністю відкритий; b – коефіцієнт, величина якого залежить від напруги на колекторі і в діапазоні зміни модулюючого сигналу при $U_m < \pm 0,8U_0$ дорівнює приблизно 1; j_k – контактна різниця потенціалів.

Експериментальні дослідження залежності індуктивності від напруги між емітером і базою і порівняння їх з розрахунками, виконаними по виразах (2), показують, що максимальні відхилення не перевищують 1,5 %. Результати дослідження для одного з типів транзисторів наведені на рис. 3.



Рис. 3. Залежність приведення значення індуктивності від напруги керування

У разі подачі модуляційного сигналу максимальну зміну індуктивності можна визначити з виразу

$$L = L_0 \left[1 - \left(\frac{bU_{eб} \pm U_m}{j_k} - 1 \right)^2 \right]. \quad (3)$$

При цьому амплітуда модуляційної напруги не повинна перевищувати $0,8U_0$.

Для врахування частотної залежності індуктивності запропоновано використовувати вираз:

$$L = L_0 \left[1 - \left(\frac{af}{f_a} - 1 \right)^2 \right], \quad (4)$$

де a – коефіцієнт, що враховує вплив напруги між емітером і базою транзистора, а також напругу на колекторі. Частотна залежність індуктивності для транзистора КТ371 представлена на рис. 4.

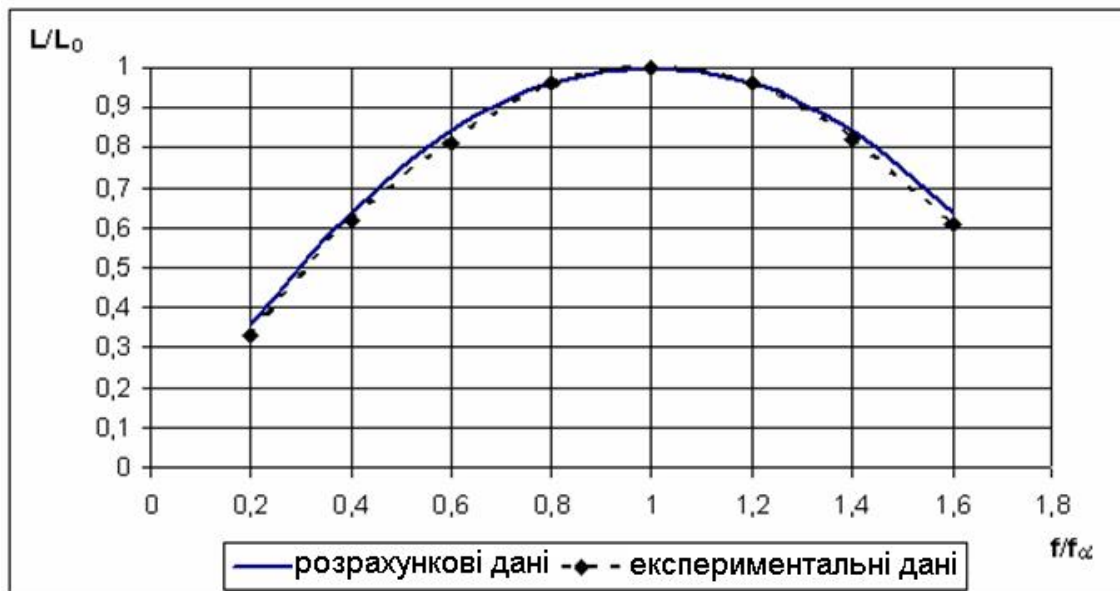


Рис. 4. Залежність приведенної індуктивності ТІЕ від частоти

Порівняння результатів, одержаних відповідно до виразу (4) і експериментальних показує, що розбіжність не перевищує 2 %, при цьому величина L_0 розраховувалася відповідно до виразів, одержаних [8] для частоти f_a .

Використовуючи (2), (4), вираз для модуляційної характеристики можна записати у вигляді

$$w = \frac{w_0}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{aU_1}{j_k} - 1\right)^2\right] \left(1 - \frac{U_2}{j_k}\right)^{1/2}}}, \quad (5)$$

де $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_H C_H}}$, U_1 – напруга, прикладена між базою і емітером транзистора, U_2 – напруга на варикапі, $L_H C_H$ – індуктивність ТІЕ і ємність варикапа при початковій напрузі.

Слід зазначити, що у виразі (5) необхідно враховувати залежність індуктивності від частоти, яка визначається відповідно до виразу (4).

Відповідно до (5) проведено розрахунок модуляційної характеристики ЧМ для випадку, коли індуктивність не залежить від напруги, прикладеної до варикапа (лінія 1), і, коли модулююча напруга подається на варикап і ТІЕ в протифазі (рис. 5, лінія 2).

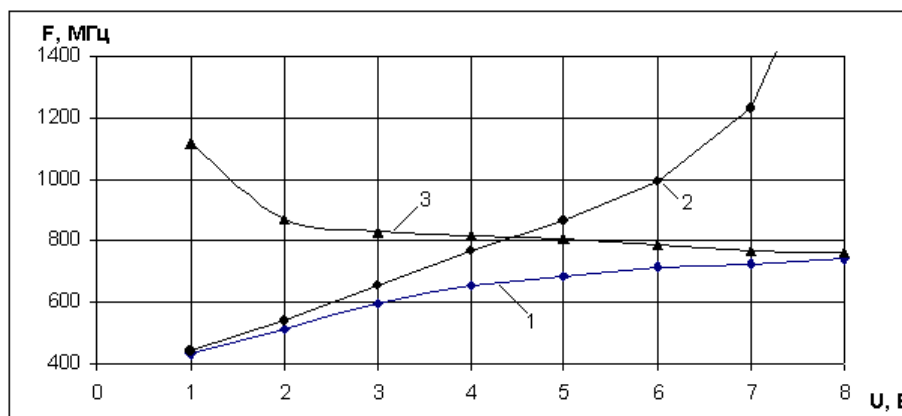


Рис. 5. Залежність частоти ЧМ від напруги керування на варикапі і ТІЕ

Аналіз результатів розрахунків показує, що коефіцієнт нелінійності МХ, який визначається, відповідно до [9], як відношення відхилення допускаємої лінійної МХ до повної зміни частоти, для першого випадку складає 20 %, а для другого – 2,4 %. При цьому девіація частоти в першому випадку складає приблизно 44 %, а в другому – близько 84 %.

У разі використання синфазного включення варикапа і ТІЕ (рис. 5, лінія 3) нелінійність МХ при малих напругах на керованих елементах істотно зростає, а девіація частоти зменшується і складає близько

13 % при коефіцієнті нелінійних спотворень близько 6 %.

Висновки

1. Для лінеаризації МХ частотного модулятора вперше запропоновано використовувати залежність еквівалентної індуктивності ТІЕ від напруги емітер-база.

2. Запропоновані вирази для апроксимації залежності еквівалентної індуктивності ТІЕ від напруги емітер-база і від частоти, на підставі яких розрахована модуляційна характеристика ЧМ.

3. Показано, що при подачі модуляційної напруги на ТІЕ і варикапі в протифазі має місце компенсація нелінійності вольт-фарадної характеристики і МХ ЧМ має лінійний характер, при цьому девіація частоти істотно зростає.

Література

1. Печенин В.В., Сарамолкин А.Р. Анализ частотных свойств синхронизированного автогенератора с автоматической перестройкой частоты генерации. / В.В. Печенин, А.Р. Сарамолкин // Радиотехника: всеукраинский межвед. науч. техн. сб. – 2009. Вып. 158. – С. 95-99.
2. Богданович В.М. Повышение линейности частотно- преобразовательных трактов. / В.М. Богданович, Л.А. Черкасс // Радиотехника. – 1987. – № 1. – С. 24-27.
3. Чуб С.П. ЧМ – генератор синтезатора частот с линейной модуляционной характеристикой. / С.П. Чуб // Стабилизация частоты: материалы межотраслевой науч. техн. конференции. – 1986. – С. 68-69.
4. Бачилюкас А.Ю. Измерения спектров переходных процессов генераторов качающейся частоты. / А.Ю. Бачилюкас, В.В. Декснис // Стабилизация частоты: материалы межотраслевой науч. техн. конференции. – 1986. – С. 77-78.
5. Лисенко С.Г. Двухконтурный ЧМ – генератор с улучшенными характеристиками. / С.Г. Лисенко, В.Р. Жданов // Стабилизация частоты: материалы межотраслевой науч. техн. конференции. – 1986. – С. 79-81.
6. Орленский В.И. Линейная частотная модуляция. / В.И. Орленский // Радиоэлектроника. Известия вузов. – 1983. – № 9. – Т. 26 – С. 33-37.
7. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. / В.С. Осадчук – К.: Выща школа, 1987. – 230 с.
8. Кичак В.М., Нассир Абдухамуд, Ткачук В.М. Математическая модель индуктивного динамического негatrona // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2009. – № 3. – С. 73-78
9. ГОСТ 22 865.77. Генераторы кварцевые. Термины и определения. – М.: Из-во стандартов, 1978. – 7 с.

Надійшла 23.5.2010 р.

УДК 004.832.34

О.В. ПОМОРОВА, Є. Г. ГНАТЧУК, М.Г. СЕВАСТЬЯНОВ

Хмельницький національний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДІВ ОПРАЦЮВАННЯ НЕЧІТКОЇ ДІАГНОСТИЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ В ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ СИСТЕМАХ ТЕХНІЧНОГО ДІАГНОСТУВАННЯ

В статті розглянуто методи опрацювання нечіткої діагностичної інформації та досліджено їх ефективність.

The article consider a processing technique of fuzzy diagnostic information and investigate of methods effectiveness.

Ключові слова: нечітка діагностична інформація, методи нечіткого логічного виведення, інтелектуальна система технічного діагностування, ефективність.

Вступ. Етап експлуатації КЗ характеризується рядом таких особливостей, як неповнота та неточність діагностичної інформації; відсутність доступу до окремих вузлів; неможливість переривання функціонування та ін. що ускладнюють процес діагностування, [1]. Відсутність або відносна висока вартість діагностичних програм та апаратних засобів діагностування також призводить до ускладнення процесу діагностування КЗ на етапі експлуатації. За допомогою класичних методів діагностування не завжди можливо розв'язати задачу діагностування КЗ на етапі експлуатації. Отже, перспективним є використання засобів діагностування, побудованих на основі компонентів штучного інтелекту, що враховують неповноту та різнотипність надання діагностичної інформації.

Постановка задачі. Отже, для технічного діагностування комп'ютерних засобів не було розроблено експертних систем діагностування, які в змозі опрацьовувати нечітку інформацію. Це зумовлено