

СИНХРОННИЙ ДЕТЕКТОР З РОЗШИРЕНИМ ДИНАМІЧНИМ ДІАПАЗОНОМ ВХІДНИХ СИГНАЛІВ

У роботі розглянуто варіант реалізації синхронного детектора, до складу якого входить аналоговий перемножувач сигналів на основі польових транзисторів. Наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень запропонованого синхронного детектора. Встановлено, що верхня границя динамічного діапазону його вхідних сигналів значно вища, ніж у аналогів, які виконані на основі біполярних транзисторів. Рівень комбінаційних складових у його вихідному сигналі значно нижчий, ніж у аналогів на основі біполярних транзисторів.

Ключові слова: синхронний детектор, аналоговий перемножувач сигналів, динамічний діапазон, детектор, польовий транзистор.

Вступ

Синхронний детектор є важливим функціональним вузлом сучасних радіотехнічних та інформаційно-вимірювальних засобів, він має властивості, які є надзвичайно важливими для обробки сигналів: висока чутливість до фази та амплітуди сигналу, що обробляється; висока частотна селективність. Завдяки цим властивостям синхронне детектування широко використовується у техніці зв'язку та різноманітній вимірювальній апаратурі. Типові приклади використання синхронного детектора - реєстрація та вимірювання рівня малих сигналів на фоні шумів та завад, адаптивні фільтри, детектування сигналів, та інше. Під час синхронного детектування використовується опорне коливання, частота і фаза якого відповідає частоті і фазі несучого коливання. Властивістю і основною перевагою синхронного детектора є збереження співвідношення сигнал-шум у вихідному сигналі детектора. Це пояснюється тим, що синхронний детектор являє собою перетворювач частоти, який здійснює перенесення спектру сигналу у діапазон нижніх частот без зміни форми сигналу і співвідношення між його спектральними складовими. Частотна селективність синхронного детектора визначається смугою пропускання фільтра нижніх частот, і відповідно, може бути забезпечене дуже велике її значення, що складно вирішується при використанні безпосередньої фільтрації сигналу. Виходячи з цього, удосконалення існуючих синхронних детекторів та покращення їх характеристик є важливим та актуальним завданням.

Аналіз літературних джерел

У сучасних радіотехнічних та інформаційно-вимірювальних засобах синхронні детектори використовуються для детектування амплітудно-модульованих і балансно-модульованих сигналів, сигналів з односмуговою модуляцією, вимі-

рювання фазового зсуву, детектування сигналів з сучасними типами модуляції, таких як MSK, BPSK, DQPSK або QAM [1-3], та інше. У більшості випадків основним складовим елементом синхронного детектора є аналоговий перемножувач сигналів [4-6]. Динамічний діапазон вхідних сигналів синхронного детектора визначається в першу чергу аналоговим перемножувачем сигналів, що зумовлює необхідність покращення його відповідних характеристик [7, 8].

Постановка проблеми

Найчастіше синхронний детектор будується на основі аналогового перемножувача сигналів, який у цьому випадку є його основним складовим компонентом. Як відомо, балансні та кільцеві схеми на основі біполярних транзисторів не усувають продукти нелінійності третього та більш високих порядків, навіть при використанні спеціально відібраних напівпровідникових елементів. Саме цим пояснюється значна амплітудно-фазова конверсія, високий рівень продуктів нелінійності, і як наслідок, відносно малий динамічний діапазон вхідних сигналів синхронних детекторів, що реалізуються на основі серійних аналогових перемножувачів сигналів, елементною базою яких є біполярний транзистор [9-11]. Дана обставина ускладнює використання таких аналогових перемножувачів сигналів у складі синхронних детекторів в прецизійних вимірювальних засобах та у відповідних функціональних вузлах радіоелектронної апаратури. В зв'язку з цим, особливо цікавою є реалізація синхронного детектора з аналоговим перемножувачем сигналів на основі польових транзисторів простої структури, які забезпечують нелінійність відгуку по відношенню до впливу не вище другого порядку. Метою роботи є аналіз та експериментальні дослідження аналогового перемножувача сигналів на основі польових транзисторів і синх-

ронного детектора на його основі.

Розв’язання проблеми

У більшості випадків синхронне детектування засноване на операції множення двох сигналів за допомогою аналогового перемножувача сигналів. Узагальнена структурна схема синхронного детектора на основі аналогового перемножувача сигналів наведена на рис. 1.

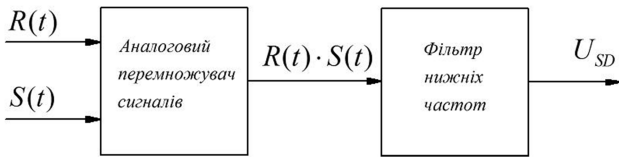


Рисунок 1 – Узагальнена структурна схема синхронного детектора на основі аналогового перемножувача сигналів.

На входи аналогового перемножувача сигналів надходять два гармонійних сигнали - опорний сигнал з постійною частотою і амплітудою $R(t)$ та модульований сигнал $S(t)$. В результаті множення цих сигналів у вихідному сигналі перемножувача з’являються компоненти з частотами, які дорівнюють сумі та різниці частот вхідних сигналів. У синхронному детекторі використовується складова, частота якої дорівнює різниці частот вхідних сигналів, вона виділяється за допомогою фільтра нижніх частот. Якщо частоти вхідних сигналів рівні між собою, вихідна напруга синхронного детектора U_{SD} прямо пропорційна амплітуді вхідного сигналу $S(t)$ і залежить від фазового зсуву вхідного сигналу відносно опорного.

Відомо, що вимогам нелінійності відгуку по відношенню до впливу не вище другого порядку у певному ступені відповідають польові транзистори простої структури, а також спеціальні польові транзистори з нормованою квадратичністю ділянки прохідної вольт-амперної характеристики, в межах якої виробником гарантується певне ослаблення рівня комбінаційних складових третього та більш високих порядків. Розглянемо рис. 2, на якому наведено еквівалентну схему диференційного каскаду з несиметричними входами на основі польових транзисторів [6, 9]. Живлення диференційного каскаду здійснюється постійною напругою E_P , за допомогою резисторів R_1, R_2, R_5, R_6 забезпечується постійне зміщення на затворах польових транзисторів. Джерело стабільного струму I_0 забезпечує постійне значення суми струмів витоку транзисторів V_1 та V_2 , синусоїдальний сигнал U_S через розділовий

конденсатор C_1 надходить на затвор транзистора V_1 , затвор транзистора V_2 блокуваний конденсатором C_2 . Вихідна напруга каскаду U_D є симетричним сигналом та знімається з витоків транзисторів, навантаженням кіл витоків є резистори R_3 та R_4 .

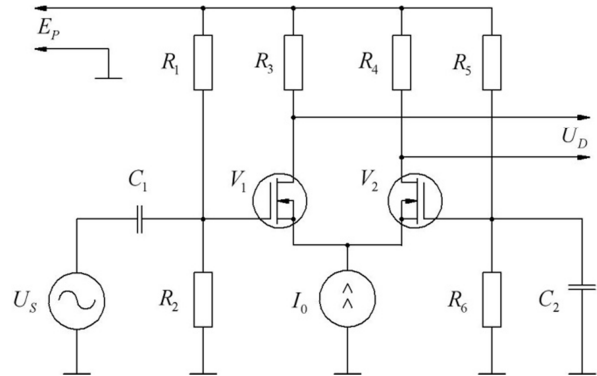


Рисунок 2 – Еквівалентна схема диференційного каскаду з несиметричними входами на основі польових транзисторів

У відповідності з [1], при квадратичній апроксимації прохідної вольт-амперної характеристики польового транзистора простої структури, струм витоку визначається за виразом

$$I_D = I_{DC} \left(1 - \frac{U_{GS} - U_{GSC}}{U_P - U_{GSC}} \right)^2, \quad (1)$$

де U_{GS} – напруга між затвором та витоком; U_P – порогова напруга; I_{DC} – класифікаційне значення струму витоку; U_{GSC} – напруга між затвором та витоком, яка відповідає класифікаційному значенню струму витоку.

Тоді, у відповідності з [1], струми стоків польових транзисторів у плечах диференційного каскаду, відповідно для транзисторів V_1 та V_2 , визначаються виразами

$$I_{D V1} = \frac{1}{2} I_{DC} \left(\frac{I_0}{I_{DC}} - \frac{U_S}{U_P - U_{GSC}} \sqrt{\frac{2I_0}{I_{DC}} - \left(\frac{U_S}{U_P - U_{GSC}} \right)^2} \right), \quad (2)$$

$$I_{D V2} = \frac{1}{2} I_{DC} \left(\frac{I_0}{I_{DC}} + \frac{U_S}{U_P - U_{GSC}} \sqrt{\frac{2I_0}{I_{DC}} - \left(\frac{U_S}{U_P - U_{GSC}} \right)^2} \right). \quad (3)$$

Принцип роботи більшості аналогових перемножувачів сигналу, так як і змішувачів частоти, базується на нелінійності прохідної характеристики польових транзисторів. Ідеальною формою вольт-амперної характеристики для їх побудови є квадратична залежність [4]. Розглянемо

$$I_{DV3} = \frac{1}{2}I_{DV2} + \frac{1}{2}I_{DC} \sqrt{\frac{2I_{DV2}}{I_{DC}} \frac{U_{S1}}{U_P - U_{GSC}} - \frac{1}{4} \frac{I_{DC}}{\sqrt{\frac{2I_{DV2}}{I_{DC}}}} \left(\frac{U_{S1}}{U_P - U_{GSC}} \right)^3}, \quad (7)$$

$$I_{DV4} = \frac{1}{2}I_{DV5} - \frac{1}{2}I_{DC} \sqrt{\frac{2I_{DV5}}{I_{DC}} \frac{U_{S1}}{U_P - U_{GSC}} + \frac{1}{4} \frac{I_{DC}}{\sqrt{\frac{2I_{DV5}}{I_{DC}}}} \left(\frac{U_{S1}}{U_P - U_{GSC}} \right)^3}, \quad (8)$$

$$I_{DV6} = \frac{1}{2}I_{DV5} + \frac{1}{2}I_{DC} \sqrt{\frac{2I_{DV5}}{I_{DC}} \frac{U_{S1}}{U_P - U_{GSC}} - \frac{1}{4} \frac{I_{DC}}{\sqrt{\frac{2I_{DV5}}{I_{DC}}}} \left(\frac{U_{S1}}{U_P - U_{GSC}} \right)^3}. \quad (9)$$

Вихідна напруга аналогового перемножувача сигналів на основі польових транзисторів визначається за виразом:

$$U_{OUT} = R(I_{DV1} + I_{DV6} - I_{DV3} - I_{DV4}), \quad (10)$$

де

$$R = R_1 = R_2. \quad (11)$$

Підставивши (6) – (9) до (10), після перетворень отримуємо

$$U_{OUT} = R\sqrt{2I_{DC}} \left(\sqrt{I_{DV2}} - \sqrt{I_{DV5}} \right) \frac{U_{S1}}{U_P - U_{GSC}} + \frac{1}{2}RI_{DC} \sqrt{\frac{I_{DC}}{2}} \left(\frac{1}{\sqrt{I_{DV2}}} - \frac{1}{\sqrt{I_{DV5}}} \right) \left(\frac{U_{S1}}{U_P - U_{GSC}} \right)^3. \quad (12)$$

Складові цього виразу $\sqrt{I_{DV2}}$, $\sqrt{I_{DV5}}$, $\frac{1}{\sqrt{I_{DV2}}}$ та $\frac{1}{\sqrt{I_{DV5}}}$ є функціями U_{S2} . Розклавши їх за ступенями U_{S2} та обмежившись трьома членами розкладу, підставивши отримані вирази до (12), після перетворень отримуємо:

$$U_{OUT} = -\frac{4RI_{DC}}{(U_P - U_{GSC})^2} U_{S1} \cdot U_{S2} - \frac{2RI_{DC}^2}{2\sqrt{2}I_0(U_P - U_{GSC})^4} U_{S2} \cdot U_{S1}^3. \quad (13)$$

Для функціонування перемножувача, струм витоку транзисторів V_2 та V_5 у робочій точці повинен бути у два рази більшим, ніж струми витоку транзисторів V_1 , V_3 , V_4 та V_6 при однакових значеннях напруги U_{GS} . При практичній реалізації аналогового перемножувача сигналів

на основі польових транзисторів можливе паралельне увімкнення двох ідентичних V_1 , V_3 , V_4 та V_6 транзисторів, як це зроблено у [9]. Тоді можна вважати, що у схемі на рис. 2, використано польові транзистори V_2 та V_5 з крутизною прохідної вольт-амперної характеристики у два рази більшою, ніж у V_1 , V_3 , V_4 та V_6 .

При практичному використанні аналогового перемножувача сигналів, в багатьох випадках гармонійні сигнали надходять на обидва його входи, тобто

$$U_{S1} = U_{m1} \cos \omega_1 t, \quad (14)$$

$$U_{S2} = U_{m2} \cos \omega_2 t, \quad (15)$$

де U_{m1} , U_{m2} – амплітуди гармонійних сигналів; ω_1 , ω_2 – циклічні частоти гармонійних сигналів; t – час.

Підставивши (14) та (15) до (13), після перетворень отримуємо:

$$U_{OUT} = -\frac{I_{DC}U_{m1}U_{m2}R}{(U_P - U_{GSC})^2} \left(2\sqrt{2} + \frac{3I_{DC}U_{m1}^4}{8 \cdot I_0(U_P - U_{GSC})^4} \right) \times (\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t) - \frac{I_{DC}^2U_{m2}U_{m1}^3R}{8 \cdot I_0(U_P - U_{GSC})^4} (\cos(\omega_1 + 3\omega_2)t + \cos(3\omega_2 - \omega_1)t). \quad (16)$$

Складові вихідного сигналу з частотами, різними сумі та різниці частот вхідних сигналів, відносяться до основного продукту перемноження. Інші складові – продукт нелінійності четвертого порядку, зумовлений нелінійною залежністю струмів в плечах диференційного каскаду від напруги вхідного сигналу.

З виразу (16) випливає, що рівень основного продукту у вихідному сигналі перемножувача лінійно залежить від U_{m2} та нелінійно залежить від U_{m1} . Це є справедливим при достатньо малому рівні сигналу U_{m2} , при якому прохідну вольт-амперну характеристику польового транзистора можна вважати лінійною в межах зміни його рівня. При отриманні виразу (16) не враховувалася відсічка струму каналу, у реальних умовах ця залежність складніша. Те саме стосується залежності рівня продуктів нелінійності четвертого порядку від рівня вхідних сигналів.

В роботі [9] розглянуто аналоговий перемножувач сигналів на польових транзисторах, елементною базою якого є транзистори типу 2ПЗ06А з нормованим значенням квадратичності прохідної вольт-амперної характеристики.

Авторами реалізовано та експериментально досліджено аналоговий перемножувач сигналів на сучасній елементній базі – транзисторах MFE120 виробництва Digitron Semiconductors [12]. Для реалізації двох екземплярів перемножувача відібрано дванадцять транзисторів за критерієм рівності значень порогової напруги та крутизни прохідної вольт-амперної характеристики при струмах витоку 2,5 мА та 5 мА.

Представимо амплітудну характеристику аналогового перемножувача сигналів як залежність рівня спектральної складової вихідного сигналу U_o , частота якої дорівнює сумі або різниці частот вхідних сигналів, від їх рівнів. На рис. 4 наведено експериментально отримані амплітудні характеристики дослідженого аналогового перемножувача сигналів на основі польових транзисторів [13].

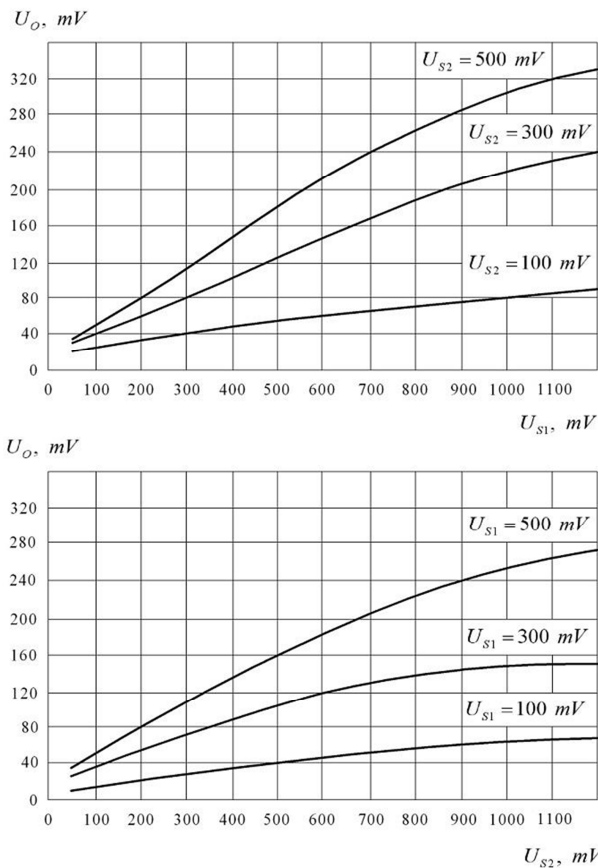


Рисунок 4 – Експериментальні амплітудні характеристики аналогового перемножувача сигналів на основі польових транзисторів

Дослідження проводились за допомогою селективного мікрровольтметра при частоті вхідних сигналів 1 МГц та струмі спокою витоку транзисторів V_1 , V_3 , V_4 та V_6 1 мА, що як довели експериментальні дослідження, відповідає середині

квадратичної ділянки прохідної вольт-амперної характеристики.

Отримані за допомогою селективного мікрровольтметра експериментальні залежності рівнів продуктів нелінійності третього, четвертого, та дев'ятого порядків у вихідному сигналі, від рівнів вхідних сигналів, наведені на рис. 5 [13].

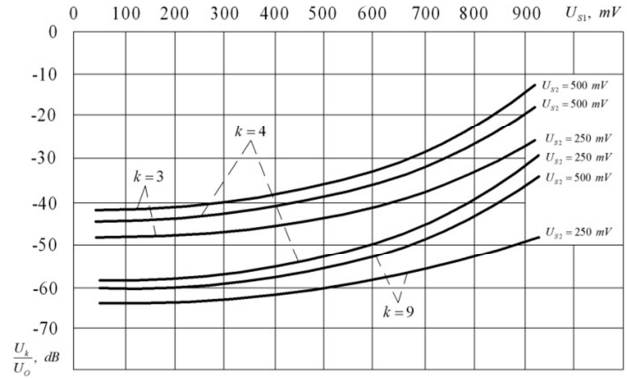


Рисунок 5 – Експериментальні залежності рівнів продуктів нелінійності у вихідному сигналі аналогового перемножувача сигналів на основі польових транзисторів від рівнів вхідних сигналів; k – порядок нелінійності; U_k – рівень комбінаційної складової.

Висновки

На основі проведених теоретичних та експериментальних досліджень запропонованого синхронного детектора з використанням аналогового перемножувача сигналів на основі польових транзисторів можна зробити наступні висновки:

1. Верхня границя динамічного діапазону вхідних сигналів синхронного детектора з використанням аналогового перемножувача сигналів на основі польових транзисторів складає близько 700 мВ, що значно вище, ніж у аналогів, які виконані на основі біполярних транзисторів.

2. Рівень комбінаційних складових у вихідному сигналі синхронного детектора з використанням аналогового перемножувача сигналів на основі польових транзисторів значно нижчий, ніж у аналогів на основі біполярних транзисторів.

3. Аналоговий перемножувач сигналів на основі польових транзисторів доцільно виконати у вигляді інтегральної мікросхеми, що покращить його частотні та балансні властивості.

Список використаних джерел

1. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. – М.: Мир, 1982. – 512 с.

2. Гринфилд Д. Транзисторы и линейные ИС: Руководство по анализу и расчету: Пер. с англ. / Д. Гринфилд – М.: Мир, 1992. – 560 с.
3. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник / Д. И. Атаев В. А. Болотников – М.: Изд. МЭИ, 1991. – 242 с.
4. Тимонтеев В. Н. Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре / Тимонтеев В. Н., Величко Л. М., Ткаченко В. А. – М.: Радио и связь, 1982. – 112 с.
5. Riewruja, V. Analog multiplier using operational amplifiers / Riewruja V., Rerkratn A. // Indian Journal of Pure & Applied Physics. – 2010. – Vol. 48. – P. 67–70.
6. Soo, D. C. A four-quadrant NMOS analog multiplier / D. C. Soo, R. G. Meyer // IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-17, no. 6, December, 1982. – pp. 1174–1178.
7. Babanezhad, J. N. A 20-V four-quadrant CMOS analog multiplier / J. N. Babanezhad, G. C. Temes // IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-20, no. 6, December, 1985. – pp. 1158–1168.
8. S. C. Qin, S. C. A ± 5 -V CMOS analog multiplier / S. C. Qin, R. L. Geiger // IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-22, no. 6, December, 1987. – pp. 1143–1146.
9. Курков С. А. Математический анализ и экспериментальные исследования аналогового перемножителя сигналов на основе полевых транзисторов / С. А. Курков, П. И. Кулаков, С. В. Рябцев // Деп. в ГНТБ Украины 06.07.95. № 1724 – Ук. 95. УДКДР 621.316.7 Винниц. гос. техн. ун. – Винница. – 1995. – 11 с. – ил. – Библиогр.: 3 назв. – Рус.
10. Analog Devices / Analog Devices Inc. – Режим доступа: <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT079.pdf>.
11. Analog Devices / Analog Devices Inc. – Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD834.pdf>.
12. Digitron Semiconductors / Digitron Semiconductors. – Режим доступа: <http://www.digitroncorp.com/Documents/Datasheets/MFE120-MFE122.aspx?ext=.pdf>.
13. Kurytnik, I. P. Experimental Research of the Analog Multiplier based on Field-effect Transistors // I. P. Kurytnik, V. Kucheruk, P. Kulakov, O. Vasilevskiy // Przegląd elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 93 NR 11/2017, p. 190 – 193, DOI: 10.15199/48.2017.11.39.

Надійшла до редакції 25.10.2017

Рецензент: д.т.н., професор Осадчук О. В., Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця.

В. Ю. Кучерук, д.т.н., П. И. Кулаков, д.т.н., Д. В. Мостовой, А. П. Кулакова

СИНХРОННЫЙ ДЕТЕКТОР С РАСШИРЕННЫМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ

В работе рассмотрен вариант реализации синхронного детектора, в состав которого входит аналоговый перемножитель сигналов на основе полевых транзисторов. Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований предложенного синхронного детектора. Установлено, что верхняя граница динамического диапазона его входных сигналов значительно выше, чем у аналогов, выполненных на основе биполярных транзисторов. Уровень комбинационных составляющих в его выходном сигнале значительно ниже, чем у аналогов на основе биполярных транзисторов.

Ключевые слова: синхронный детектор, аналоговый перемножитель сигналов, динамический диапазон, детектор, полевой транзистор.

Kucheruk V. Y., DSc, Kulakov P. I., DSc, Mostovoy D. V., Kulakova A. P.

SYNCHRONOUS DETECTOR WITH ADVANCED DYNAMIC RANGE OF INPUT SIGNALS

In this article the synchronous detector, which includes an analog signals multiplier based on field-effect transistors, is considered. The results of theoretical and experimental studies of the proposed synchronous detector are presented. It is established that the upper limit of the dynamic range of its input signals is much higher than that of the analogs based on bipolar transistors. The level of combinational components in its output signal is much lower than that of analogs based on bipolar transistors.

Keywords: synchronous detector, analog multiplier signals, dynamic range, detector, field effect transistor.