

## РОЗРОБКА ЗМІШУВАЧА МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

Курінний О.К., Печора М.О., Шелковніков Б.М.

Інститут телекомунікаційних систем НТУУ «КПІ», Україна

e-mail: kurinnyi.oleksandr@gmail.com

## DESIGN OF MM-WAVE RANGE MIXER

This article presents the results of frequency mixer with range 120 GHz – 130 GHz based on HEMT technology simulations by using AWR packet. The results allow to move to the next stages - topology development and technological implementation.

Системи міліметрового діапазону, що працюють на частотах вище 100 ГГц користуються все з більшим інтересом у зв'язку з різним їх застосуванням в таких сферах, як віддалене атмосферне зондування, широкосмуговий зв'язок, та радари системи автомобільної безпеки. Понижуючі перетворювачі частот є ключовими компонентами таких систем міліметрового діапазону. Для змішувачів міліметрового діапазону існують різні технології і режими роботи. Змішувачі частот вище 100 ГГц переважно базуються на діодах Шотткі. У порівнянні з діодними, резистивні змішувачі на основі польових транзисторів мають перевагу в зниженні спотворення і низькому коефіцієнті шуму. У порівнянні з змішувачами на основі ПТ з каналом, резистивні змішувачі на основі ПТ не вимагають живлення постійного струму показують більш високу лінійність та ККД. Якісними показниками змішувача є смуга частот (сигналу, гетеродина, проміжної частоти); втрати перетворення  $L_{npm}$ , динамічний діапазон  $D$ ; нормований коефіцієнт шуму  $K_u$ ; потужність гетеродина  $P_g$ , що відповідає мінімальним значенням  $L_{npm}$  або  $K_u$ . Втрати перетворення – відношення вхідної потужності сигналу до вихідної потужності на ПЧ:  $L_{npm} = 10 \lg(P_{НВЧ}/P_{ПЧ})$ . Значення  $L_{npm}$  залежить від якості нелінійного елемента, напруги зміщення на ньому, рівня потужності гетеродина, втрат у лініях, що підводять коливання, та їх узгодження з нелінійним елементом.

Авторами була розроблена математична модель змішувача для частотної області з двома діючими сигналами. Було застосовано метода гармонічного балансу. Виходячи з того, що якщо на нелінійний елемент з характеристикою  $f(U_H, I_H)$  діють сигнали двох різних частот  $\omega_1$  і  $\omega_2$ , то, згідно з [5], її розкладка в ряд Фур'є буде мати вигляд:

$$f_H(t) = \frac{1}{4} \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N \Phi_H^{mn} e^{j(n\omega_1 + m\omega_2)}$$

$$\Phi_H^{mn} = \frac{1}{\pi^2} \iint_0^{2\pi} f(t) e^{j(m\tau_1 + n\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2$$

де  $\tau_1 = \omega_1 t$ ,  $\tau_2 = \omega_2 t$ ;  $\Phi_H^{mn}$  – комплексні амплітуди гармонік.

Виразимо струм  $i_{CH}$  у вигляді комплексних амплітуд, а  $U_{CH}$  - у вигляді ряду Фур'є:

$$I_{CH}^{mn} = \frac{j\omega_1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} C_H(U_{CH}) W^{mn} \cdot \left[ \sum_r^M \sum_s^N (r + s \frac{\omega_2}{\omega_1}) U_{CH}^{rs} W^{-r,-s} \right] \cdot d\tau_1 d\tau_2$$

Застосуємо систему співвідношення нелінійних рівнянь для тимчасових функцій у вигляді ряду Фур'є і перейдемо в область комплексних функцій, використовуючи комплексні амплітуди та субматриці матриці зв'язку елементів А. При цьому було проведено скорочення на множник  $W^{-m,-n}$ . Дана система разом з рівнянням для комплексних амплітуд нелінійних компонентів являє собою систему операторних рівнянь в комплексній області. На виході отримуємо систему нелінійних рівнянь щодо комплексних амплітуд  $\underline{V}, \underline{U}$ :

$$\underline{I}_H^{mn} = \frac{1}{\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} i_H \left[ \sum_r^M \sum_s^N A_{iH}^t \underline{V}^{mn} W^{-m,-n} \right] \cdot W^{mn} d\tau_1 d\tau_2,$$

$$\underline{I}_{CH}^{mn} = \frac{j\omega_1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} C_H(U_{CH}) W^{mn} \cdot \left[ \sum_r^M \sum_s^N (r+s \frac{\omega_2}{\omega_1}) \underline{U}_{CH}^{rs} W^{-r,-s} \right] \cdot d\tau_1 d\tau_2$$

$$\frac{A_{CH}}{4} \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N \underline{I}_{CH}^{mn} + \frac{A_C}{4} \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N \underline{I}_C^{mn} + \frac{A_{IH}}{4} \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N \underline{I}_H^{mn} + \frac{A_R}{4} \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N G A_R^t \underline{V}_{CH}^{mn} =$$

$$= -\frac{A_{IBB1}}{4} \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N \underline{I}_{BX1}^{mn} - \frac{A_{IBB2}}{4} \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N \underline{I}_{BX}^{mn}$$

Ця стаття представляє результати моделювання змішувача діапазону частоти 120 ГГц - 130 ГГц в ПС AWR. Польові транзистори виконані за технологією GaAs мНЕМТ 0.06-0,1 мкм з типовими параметрами (Gm) max = 1400 mS / mm, (ID) max = 900 mA / mm і ft і Fmax 200 ГГц і 300 ГГц відповідно.

Модель змішувача на польовому транзисторі з подвійним затвором (складений транзистор) було реалізовано в ПЗ AWR на концентрованих елементах. Принципова схема даного змішувача показана на рис. 1.

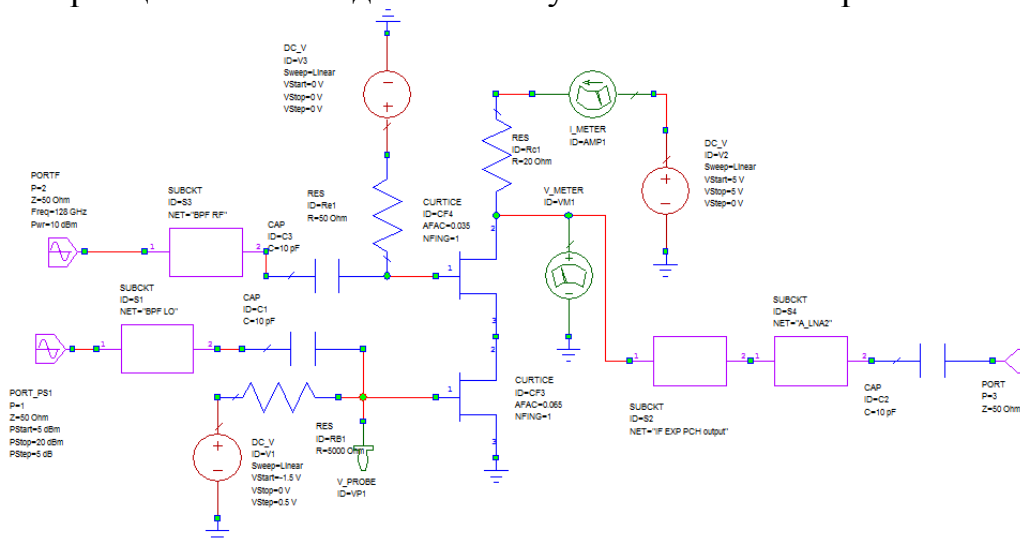


Рис. 1 Принципова схема змішувача на ПТ з подвійним затвором.

В процесі моделювання важливим етапом є визначення режиму роботи транзистора. За допомогою динамічних кривих та статичних ВАХ визначаємо робочу точку. З рис. 2 робоча точка має параметри:  $U_{CH} = 1,5$  В;  $i_{CH} = 0,031$  мА.

Важливою складовою змішувача є фільтри, відповідно каналів РЧ, гетеродину та ПЧ. Крім придушення побічних частотних продуктів вони виконують функцію узгодження. Фільтри виконані на мікрополоскових лініях. S-параметри фільтрів продемонстровані на рис. 3. З графіку видно, що відбувається

ослаблення відбитої хвилі в каналі гетеродина на 38 Дб (частота 130ГГц) та в РЧ каналі на 35,5 Дб (частота 120ГГц).

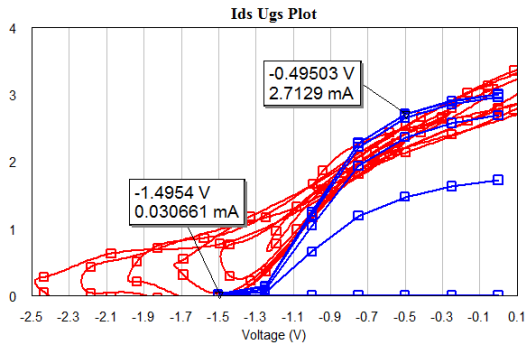


Рис. 2 Графік вхідних характеристик - динамічних кривих та сімейства статичних ВАХ

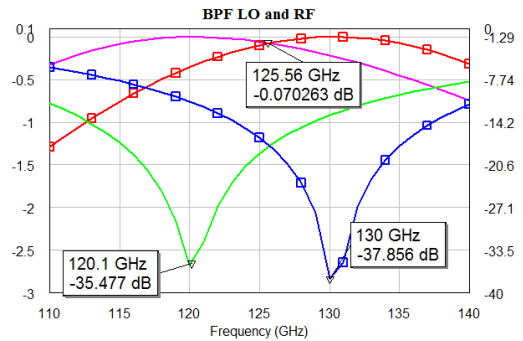


Рис. 3 Характеристики фільтрів та коефіцієнт передачі в каналах гетеродина та радіочастоти

Для забезпечення необхідного коефіцієнта передачі, на виході змішувача встановлено маломощний підсилювач потужності. Його характеристики представлені на рис. 4.

Одним з важливих параметрів роботи змішувача є потужність на виході, тобто сигналу проміжної частоти. На рис. 5 показано спектральну потужність для сигналу частотою 2 ГГц (ослаблення 20 мДб).

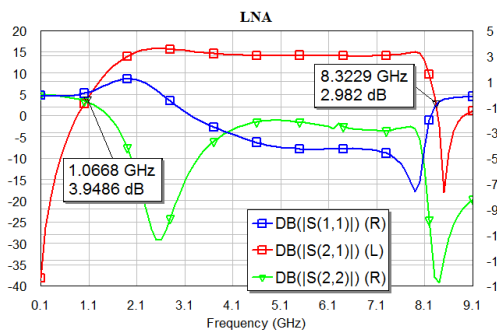


Рис. 4 S-параметри вихідного маломощного підсилювача

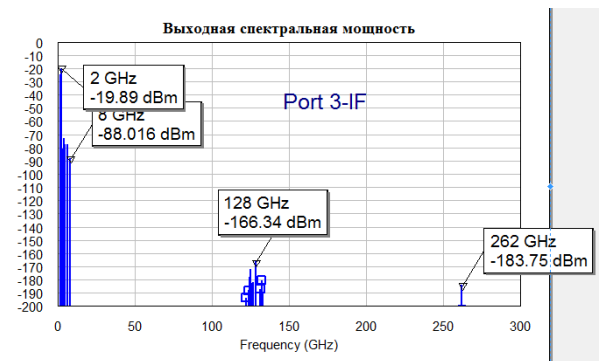


Рис. 5 Графік спектральної потужності на виході змішувача

В роботі було реалізовано активний субгармонічний змішувач на подвійному ПТ за технологією 50 нм mHEMT. Серед переваг - менший коефіцієнт шуму, нижчі вимоги до живлення гетеродину (LO), частотний діапазон роботи змішувача. Метаморфічна HEMT технологія продемонструвала потенціал для подальшого розвитку систем міліметрового та суб-міліметрового діапазону, що використовуються, зокрема, в космічних апаратах.

### Література

1. A. Hülsmann, A. Leuther, I. Kallfass & others, "Advanced mHEMT technologies for space applications"// 20<sup>th</sup> International Symposium on Space Terahertz Technology, April 2009
2. I. Kallfass, "Active Integrated Circuits in Millimeterwave Applications Summer Term 2011"// Lecture Part 4 Nonlinear Circuits V: Frequency Mixers
3. Leuther, A. Tessmann & others, "35 nm Metamorphic HEMT MMIC Technology," 20th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, MoA3.3, May 2008.
4. R. Gilmore and M. Steer, "Nonlinear circuit analysis using the method of harmonic balance -A review of the art. Part IV Introductory concepts" Int. J.Microwave Millimeter Wave Computer Aided Engineering, vol. 1, no. 1, 1991.