

## THIẾT KẾ BỘ TRỘN TẦN CHỐNG NHIỀU ẢNH ỨNG DỤNG CHO MÔ-ĐUN THU PHÁT BĂNG TẦN X

Phạm Cao Đại\*, Lê Đại Phong, Phạm Việt Anh, Lưu Văn Tuấn  
*Trường Đại học Kỹ thuật Lê Quý Đôn*

### TÓM TẮT

Một bộ trộn tần chống nhiễu ảnh (image rejection mixer - IRM) được thiết kế ứng dụng cho thiết bị vô tuyến băng tần X dựa trên cấu trúc Hartley. Bộ trộn tần này sử dụng các bộ suy hao số phân giải cao và các bộ chia/cộng tín hiệu để thực hiện chức năng xoay pha kết hợp suy hao phân giải cao. Do đó, thực hiện việc hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại và làm giảm mất cân bằng tham số giữa hai nhánh I/Q của bộ trộn tần. Bộ cộng lai 90 độ (hybrid coupler) cấu trúc 2 tầng được sử dụng để đáp ứng dải thông và độ cân bằng giữa hai nhánh tín hiệu. Kết quả thiết kế, mô phỏng bộ trộn tần IRM đề xuất ở dải tần 9,1÷9,7 GHz với tần số trung tần (intermediate frequency – IF) 90 MHz, băng thông 10 MHz cho tỷ số chống nhiễu ảnh (image rejection ratio – IRR) có thể đạt được ở mức lớn hơn 36 dB.

**Từ khóa:** Bộ trộn tần chống nhiễu ảnh - IRM; băng tần X; tỷ số chống nhiễu ảnh - IRR; bộ cộng lai 90 độ cấu trúc 2 tầng; bộ suy hao số - DSA

*Ngày nhận bài: 24/6/2020; Ngày hoàn thiện: 17/7/2020; Ngày đăng: 31/8/2020*

## DESIGN OF IMAGE REJECTION MIXER FOR APPLICATION IN X-BAND RF TRANSCEIVERS

Phạm Cao Đại\*, Lê Đại Phong, Phạm Việt Anh, Lưu Văn Tuấn  
*Le Quy Don Technical University*

### ABSTRACT

An image rejection mixer (IRM) based on the Hartley structure is designed for application in X-band RF transceivers. This mixer includes a high-resolution digital attenuator and coupler to combine the functionality of phase shifting and attenuating. Hence, it can perform phase and gain corrections, I/Q imbalance reduction in the mixer. The 90 degrees 2-section hybrid coupler is used to meet the requirements of bandwidth and I/Q signal balance. The simulation results of the proposed IRM in the frequency band of 9.1÷9.7 GHz with the intermediate frequency of 90 MHz, bandwidth of 10 MHz show that the image rejection ratio (IRR) of more than 36 dB was achieved.

**Keywords:** Image rejection mixer; X-band frequency; image rejection ratio; 90 degree 2-section hybrid coupler; digital Step Attenuator

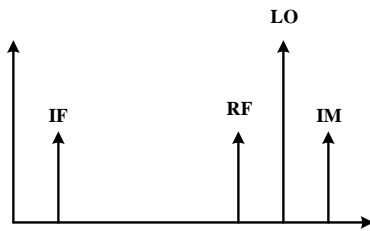
*Received: 24/6/2020; Revised: 17/7/2020; Published: 31/8/2020*

\* Corresponding author. Email: [daipc.isi@lqdtu.edu.vn](mailto:daipc.isi@lqdtu.edu.vn)

## 1. Giới thiệu

Sự phát triển của các hệ thống vô tuyến thúc đẩy sự nghiên cứu trong thiết kế mô-đun thu phát vô tuyến theo các mục tiêu giảm giá thành, giảm công suất, hệ thống đơn chip... Trong đó, có sự đánh đổi giữa tính đơn giản và tính phức tạp nhưng có hiệu suất cao. Trong nhiều hệ thống vô tuyến, tín hiệu thu cao tần RF thường được trộn xuống tần số thấp hơn trước khi thực hiện các bước xử lý tiếp theo trong tuyến thu. Do đó, bộ trộn tần là một thành phần quan trọng trong hệ thống vô tuyến.

Khi thực hiện trộn tín hiệu thu cao tần RF với tín hiệu dao động chủ (local oscillator – LO), thu được tín hiệu trung tần IF có tần số bằng hiệu tần số của hai tín hiệu. Ở bộ trộn tần thông thường, không có sự khác biệt giữa tín hiệu thu cao tần RF và tín hiệu nhiễu ảnh (image interference signal - IM) có tần số cách tần số của LO cùng một lượng bằng với tần số IF mong muốn như trong hình 1.



**Hình 1.** Tín hiệu cao tần RF, nhiễu ảnh IM

Để chống nhiễu ảnh, phương pháp thường được áp dụng là sử dụng trộn tần 2 lần kết hợp với lọc thông dải hoặc sử dụng bộ trộn tần IRM. Bộ trộn tần IRM cho phép lựa chọn băng tần trên (upper side band – USB) hoặc băng tần dưới (lower side band – LSB) so với tín hiệu LO, do đó giảm được nhiễu ảnh không mong muốn. Tuy có nhiều kỹ thuật chống nhiễu ảnh được đề xuất nhưng cấu trúc Hartley và Weaver vẫn là hai cấu trúc phổ biến nhất.

Về lý tưởng, bộ trộn tần IRM cấu trúc Hartley cho phép loại bỏ hoàn toàn nhiễu ảnh. Tuy nhiên, thực tế bộ trộn tần IRM cấu trúc Hartley khó đạt được hiệu quả cao do sự mất cân bằng pha và hệ số khuếch đại giữa 2 nhánh tín hiệu IF [1], [2]. Tỷ số chống nhiễu ảnh IRR của bộ trộn tần IRM cấu trúc Hartley thường không

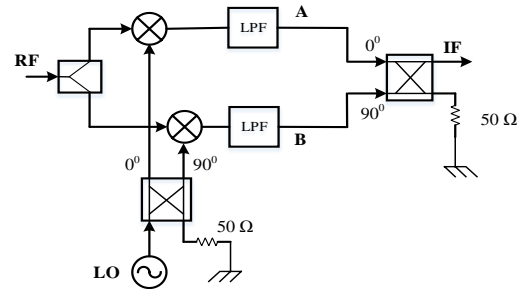
cao, trong khoảng 15 đến 30 dB [1], [2].

Tuy vậy, [3], [4] chỉ ra rằng, các bộ trộn tần IRM là các kỹ thuật thời đại mới để chống nhiễu ảnh và cải thiện hiệu suất. Trong bài báo này, dựa trên bộ trộn tần IRM cấu trúc Hartley, các bộ xoay pha, suy hao tín hiệu có độ phân giải cao sử dụng các bộ cộng tín hiệu và suy hao số được thêm vào trên hai nhánh tín hiệu IF sau trộn tần để điều chỉnh, làm giảm độ mất cân bằng các tham số pha và hệ số khuếch đại của hai nhánh, qua đó cải thiện và làm tăng hệ số chống nhiễu ảnh của bộ trộn tần IRM.

## 2. Đề xuất cấu trúc bộ trộn tần IRM

### 2.1. Bộ trộn tần IRM cấu trúc Hartley

Cấu trúc Hartley của bộ trộn tần IRM được mô tả trong hình 2.



**Hình 2.** Bộ trộn tần IRM cấu trúc Hartley[4]

Trong hình 2, tín hiệu RF đầu vào  $x_{in}(t)$  được chia thành hai nhánh và mô tả như sau:

$$x_{in}(t) = \cos(\omega_{RF}t) + \cos(\omega_{IM}t) \quad (1)$$

Trong đó,  $\cos(\omega_{RF}t)$  là thành phần tín hiệu cao tần thu mong muốn,  $\cos(\omega_{IM}t)$  là thành phần tín hiệu cao tần của nhiễu ảnh.

Tín hiệu dao động LO có dạng:

$$x_{LO}(t) = \cos(\omega_{LO}t) \quad (2)$$

Xét về mối quan hệ tần số ta có:

$$\omega_{RF} = \omega_{LO} - \omega_{IF} \text{ và } \omega_{IM} = \omega_{LO} + \omega_{IF} \quad (3)$$

Ở nhánh phía trên, tín hiệu RF được trộn với tín hiệu LO, có dạng  $\cos(\omega_{LO}t)$ . Ở nhánh phía dưới, tín hiệu RF được trộn với tín hiệu LO được xoay pha 90 độ, có dạng  $\sin(\omega_{LO}t)$ . Các đầu ra của hai bộ trộn tần được đưa qua bộ lọc thông thấp để loại bỏ thành phần có tần số tổng của tín hiệu RF và tín hiệu LO mà chỉ giữ lại thành phần hiệu tần số của hai tín hiệu. Tín hiệu thu được tại các điểm A, B sau khi

triển khai lượng giác thu được như sau:

$$x_A(t) = 0,5 \times \{\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \cos(\omega_{IM} - \omega_{LO})t\} \quad (4)$$

$$x_B(t) = -0,5 \times \{\sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \sin(\omega_{IM} - \omega_{LO})t\} \quad (5)$$

Sau khi cộng bằng bộ hybrid coupler 90 độ ở đầu ra, thành phần nhiễu ảnh bị loại bỏ và chỉ còn thành phần trung tần IF của tín hiệu thu mong muốn:

$$x_{IF}(t) = \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t = \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t = \cos(\omega_{IF})t \quad (6)$$

Hiệu quả chống nhiễu ảnh của bộ trộn tần IRM được đánh giá qua tỷ số chống nhiễu ảnh IRR, tính bằng tỷ số công suất của nhiễu ảnh và tín hiệu ở đầu ra của bộ trộn tần IRM. Công thức tính IRR theo dB được cho như sau [4]:

$$IRR_{(dB)} = -10 \log \left[ \frac{\gamma^2 + 1 - 2\gamma \cos \theta}{\gamma^2 + 1 + 2\gamma \cos \theta} \right] \quad (7)$$

trong đó,  $\gamma$  và  $\theta$  là độ mất cân bằng hệ số khuếch đại và pha giữa hai nhánh.

Trong trường hợp độ mất cân bằng pha và hệ số khuếch đại giữa hai nhánh là rất nhỏ, công thức 5 có thể tính gần đúng như sau:

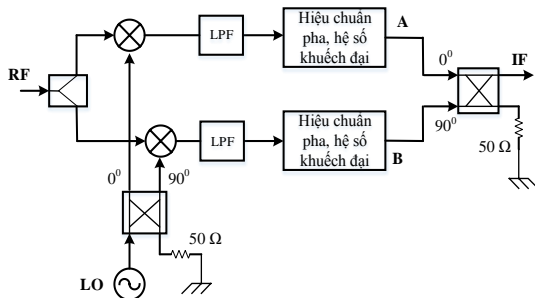
$$IRR_{(dB)} = -10 \log \left[ \frac{\epsilon^2 + \theta^2}{4} \right] \quad (8)$$

trong đó,  $\epsilon = \gamma - 1$ .

Theo đó, để tăng mức chống nhiễu ảnh của bộ trộn tần IRM, cần giảm đồng thời cả sai số về pha và hệ số khuếch đại giữa hai nhánh.

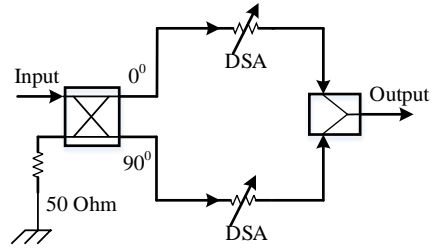
## 2.2. Cấu trúc đề xuất

Để tăng hiệu quả chống nhiễu ảnh của bộ trộn tần IRM, bài báo đề xuất bộ trộn tần IRM dựa trên cấu trúc Hartley có điều chỉnh với việc thêm các bộ hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại tại hai nhánh tín hiệu sau trộn tần như mô tả trong hình 3.



Hình 3. Cấu trúc đề xuất bộ trộn tần IRM

Trong đó, bộ hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại được sử dụng là các bộ xoay pha kết hợp suy hao tín hiệu có độ phân giải cao sử dụng các bộ suy hao số và chia/cộng tín hiệu. Cấu trúc của bộ xoay pha kết hợp suy hao tín hiệu dùng để hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại của hai nhánh được mô tả trong hình 4.



Hình 4. Bộ xoay pha kết hợp suy hao sử dụng suy hao số và chia/cộng tín hiệu [5]

Trong hình 4, giả thiết tín hiệu đầu vào của bộ hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại được cho bởi công thức 9.

$$s(t) = A \sin(\omega t) \quad (9)$$

Sau khi biến đổi lượng giác, tín hiệu đầu ra của bộ hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại được tính theo công thức 10.

$$s_o(t) = A_o \sin(\omega t + \varphi_o) \quad (10)$$

Trong đó,  $A_o$ ,  $\varphi_o$  lần lượt là biên độ và pha đầu (góc xoay pha so với tín hiệu đầu vào) của tín hiệu đầu ra và được xác định theo các công thức 11, 12.

$$A_o = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (11)$$

$$\varphi_o = \tan^{-1}(Y/X) \quad (12)$$

Ở đây,  $X$ ,  $Y$  được cho bởi công thức 13, 14:

$$X = A_I R_I \cos \varphi_I - A_Q R_Q \sin \varphi_Q \quad (13)$$

$$Y = A_I R_I \sin \varphi_I + A_Q R_Q \cos \varphi_Q \quad (14)$$

Trong các công thức 13 và 14,  $A_I$ ,  $R_I$ ,  $\varphi_I$  lần lượt là biên độ đầu vào, hệ số suy hao và góc xoay pha theo hệ số suy hao của nhánh trên;  $A_Q$ ,  $R_Q$ ,  $\varphi_Q$  lần lượt là biên độ đầu vào, hệ số suy hao và góc xoay pha theo hệ số suy hao của nhánh dưới trong sơ đồ trên hình 4.

Theo các công thức 10 đến 14, trong trường hợp tín hiệu được chia cân bằng, các bộ suy hao được thiết lập ở chế độ không suy hao tín hiệu thì góc xoay pha tín hiệu đầu ra là 45 độ. Theo [5], khi sử dụng các bộ suy hao số 7 bit (độ phân giải 0,25 dB), luôn có khả năng lựa

chọn cặp giá trị hệ số suy hao trên hai nhánh để thiết lập các góc xoay pha và mức suy hao tín hiệu mong muốn với độ phân giải cao (1 độ với góc xoay pha và 0,25 dB với mức suy hao ở tần số 3,4÷4,2 GHz). Điều này cho phép ứng dụng để hiệu chuẩn pha và hệ số khuếch đại trên hai nhánh, nâng cao chất lượng chống nhiễu ảnh của bộ trộn tần IRM.

**3. Thiết kế bộ trộn tần IRM băng X**

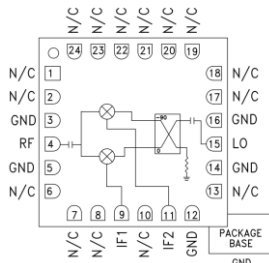
Áp dụng cấu trúc đề xuất vào thiết kế bộ trộn tần IRM băng X với các yêu cầu tham số như trong bảng 1. Ngoại trừ bộ trộn tần I/Q, các thành phần khác của bộ trộn tần IRM bao gồm: bộ lọc thông thấp LPF, bộ chia/cộng công suất wilkinson và bộ chia/cộng công suất hybrid coupler 90 độ đều làm việc ở tần số trung tần  $f_{IF} = 90\text{ MHz}$ . Do đó, để giảm kích thước mà vẫn đảm bảo tham số, các thành phần này được thiết kế bằng các linh kiện tham số tập trung R, L, C có sai số nhỏ hơn 5% và tần số làm việc cao nhất không thấp hơn 300 MHz.

**Bảng 1.** Yêu cầu của bộ trộn tần IRM thiết kế

Tên tham số	Giá trị yêu cầu
Tần số RF ( $f_{RF}$ )	9,1 ÷ 9,7 GHz
Tần số IF ( $f_{IF}$ )	90 MHz
Tần số LO ( $f_{LO}$ )	$f_{LO} = f_{RF} + f_{IF}$
Băng thông IF (BW)	10 MHz
Hệ số IRR	> 36 dB

**3.1. Bộ trộn tần I/Q**

Bài báo sử dụng bộ trộn tần I/Q HMC521LC4 của hãng Analog Devices hoạt động ở dải tần số từ 8,5 GHz đến 13,5 GHz để trộn tín hiệu cao tần RF về tần số trung tần 90 MHz. Bộ trộn tần HMC521LC4 có sơ đồ khối như hình 5.



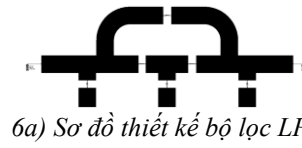
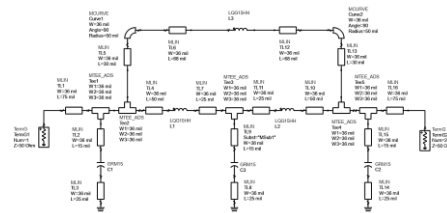
**Hình 5.** Sơ đồ cấu trúc bộ trộn tần IQ HMC521LC4 của Analog Devices

Theo tài liệu của nhà sản xuất, trong dải tần

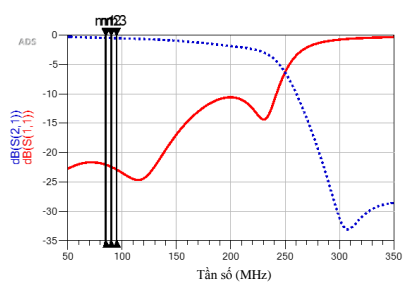
số RF từ 9,1÷9,7 GHz, hệ số chống nhiễu ảnh IRR (tương ứng với độ mất cân bằng pha, biên độ của hai nhánh I, Q) được công bố nằm trong khoảng từ 20 ÷ 30 dB.

**3.2. Bộ lọc thông thấp**

Tín hiệu sau trộn tần được đưa qua bộ lọc thông thấp LPF để loại bỏ các thành phần RF. Bảng thông của bộ lọc phải đảm bảo dải tần số IF (tần số 90 MHz, băng thông 10 MHz) đi qua và đặc tuyến biên tần có độ bằng phẳng tốt nhất có thể. Sử dụng cấu trúc bộ lọc chebyshev bậc 5, kết quả thiết kế và mô phỏng sau layout trên ADS được mô tả trên hình 6.



m1 freq=85.00MHz dB(S(1,1))=-22.065 dB(S(2,1))=-0.497	m2 freq=90.00MHz dB(S(1,1))=-22.427 dB(S(2,1))=-0.522	m3 freq=95.00MHz dB(S(1,1))=-22.897 dB(S(2,1))=-0.547
--	--	--



**6b) Kết quả mô phỏng bộ lọc LPF**

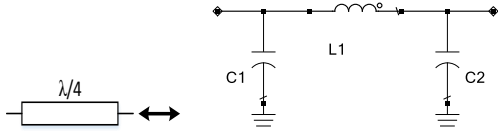
**Hình 6.** Sơ đồ thiết kế (a) và kết quả mô phỏng sau layout (b) của bộ lọc LPF

Theo hình 6, trong dải tần hoạt động của tín hiệu IF (từ 85÷95 MHz), bộ lọc LPF được thiết kế phối hợp trở kháng tốt và có sai lệch về mức suy hao theo tần số là không quá 0,05 dB.

**3.3. Bộ chia/cộng wilkinson và hybrid 90 độ**

Bộ chia/cộng wilkinson dùng trong bộ hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại để cộng tín hiệu đầu ra. Bộ chia/cộng hybrid 90 độ dùng trong bộ hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại và cộng

tín hiệu IF đầu ra cuối cùng của bộ trộn tần IRM. Bảng thông của các bộ chia/cộng đều phải đảm bảo dải tần số từ 85÷95 MHz và độ cân bằng giữa hai nhánh là tốt nhất có thể. Do tần số hoạt động thấp nên trong quá trình thiết kế, các đoạn mạch dài  $\lambda/4$  được thay thế bằng mạch LC tương đương như trong hình 7.



**Hình 7.** Sơ đồ tương đương mạch dài [6]

Các giá trị L, C trong hình 7 được tính toán,

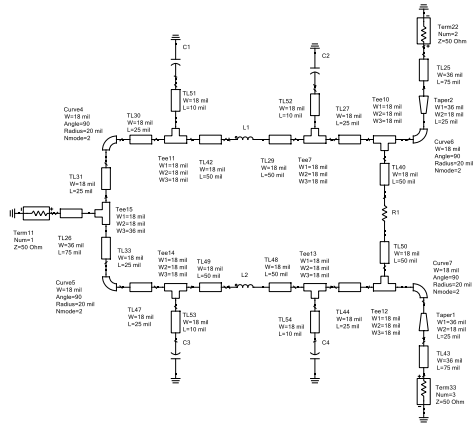
theo công thức 15 [6].

$$L = Z_c / \omega \text{ và } C_1 = C_2 = 1 / (\omega Z_c) \quad (15)$$

Ở đây,  $Z_c$  là trở kháng đặc trưng của đoạn mạch dài;  $\omega$  là tần số làm việc trung tâm.

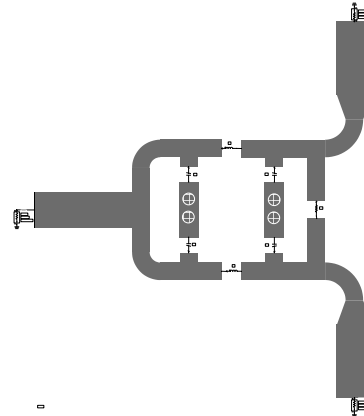
Kết quả thiết kế và mô phỏng sau layout bộ chia/cộng wilkinson bằng R, L, C được mô tả trên hình 8.

Theo đó, trong dải tần hoạt động của tín hiệu IF, suy hao tín hiệu khi đi từ cổng P1 đến các cổng P2 và P3 là cân bằng và độ suy hao chèn của bộ chia/cộng wilkinson chỉ trong khoảng 0,35÷0,37 dB. Sai lệch pha giữa các tín hiệu trên là rất nhỏ.



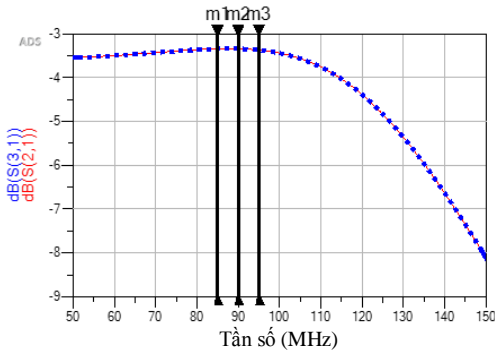
8a) Sơ đồ thiết kế nguyên lý

m1 freq=85.0MHz dB(S(2,1))=-3.35 dB(S(3,1))=-3.35	m2 freq=90.0MHz dB(S(2,1))=-3.35 dB(S(3,1))=-3.35	m3 freq=95.0MHz dB(S(2,1))=-3.37 dB(S(3,1))=-3.37
--	--	--

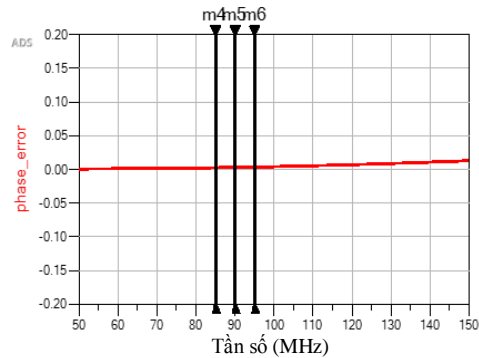


8b) Sơ đồ thiết kế layout

m4 freq=85.00MHz phase_error=0.003	m5 freq=90.00MHz phase_error=0.003	m6 freq=95.00MHz phase_error=0.004
--	--	--



8c) Các hệ số truyền đạt S21 và S31

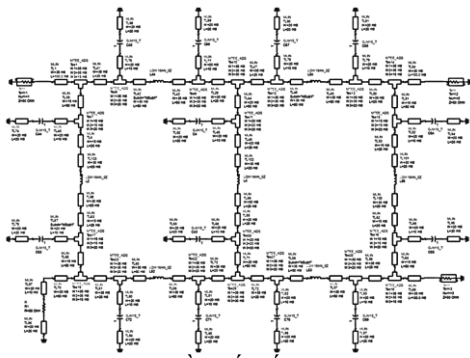


8d) Sai lệch pha giữa hai cổng P2, P3

**Hình 8.** Sơ đồ thiết kế và kết quả mô phỏng sau layout bộ chia/cộng wilkinson

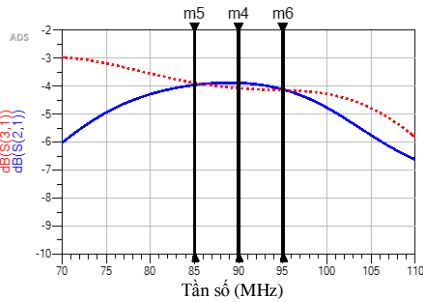
Để tăng độ cân bằng pha và hệ số truyền giữa các cổng, bài báo lựa chọn sử dụng bộ chia/cộng hybrid 90 độ cấu trúc 2 tầng (two-section branch-line hybrid coupler) [7] có bảng thông và hiệu suất tốt hơn so với bộ chia cộng hybrid thông thường. Kết quả thiết kế và mô phỏng sau layout bộ chia/cộng hybrid 90 độ bằng L, C được mô tả trên hình 9.



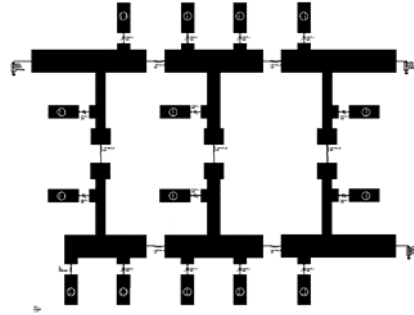


9a) Sơ đồ thiết kế nguyên lý

m5 freq=85.0MHz dB(S(2,1))=-3.96 dB(S(3,1))=-3.88	m4 freq=90.0MHz dB(S(2,1))=-3.88 dB(S(3,1))=-4.07	m6 freq=95.0MHz dB(S(2,1))=-4.11 dB(S(3,1))=-4.14
--	--	--

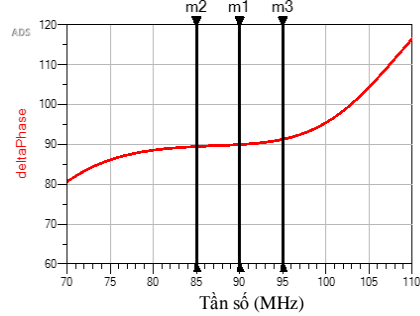


9c) Các hệ số truyền đạt S21 và S31



9b) Sơ đồ thiết kế layout

m2 freq=85.0MHz deltaPhase=89.46	m1 freq=90.0MHz deltaPhase=89.95	m3 freq=95.0MHz deltaPhase=91.26
--	--	--



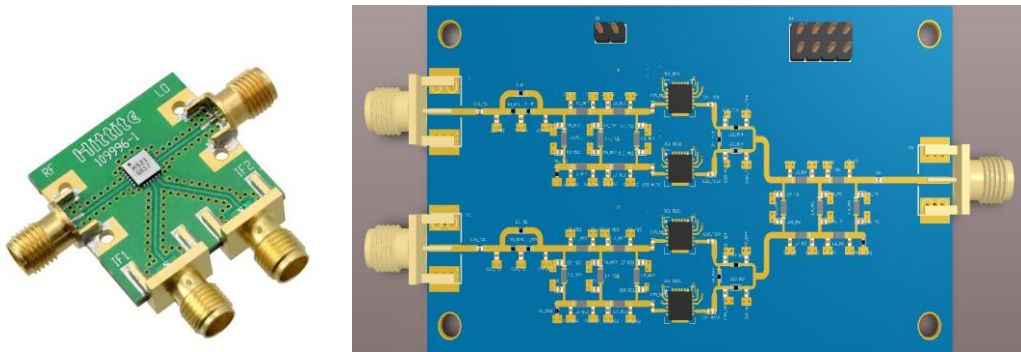
9d) Sai lệch pha giữa hai cổng P2, P3

**Hình 9.** Sơ đồ thiết kế và kết quả mô phỏng sau layout bộ chia/cộng hybrid 90 độ

Xét tín hiệu đi từ cổng tổng P1 tới các cổng nhánh P2 và P3 của bộ chia/cộng, kết quả trên hình 9 cho thấy, sai lệch mức suy hao giữa hai nhánh lớn nhất là 0,15 dB tại 90 MHz). Sự biến thiên mức suy hao tín hiệu của trên toàn dải tần hoạt động là 0,26 dB. Mất cân bằng pha lớn nhất giữa hai nhánh (so với độ lệch pha 90 độ) trong toàn dải tần là 1,26 độ.

**3.4. Thiết kế layout bộ trộn tần IRR bằng X**

Kết quả thiết kế bộ trộn tần IRR bằng X được mô tả trên hình 10 gồm bo mạch trộn tần HMC521LC4 và thiết kế layout tổng hợp phần tín hiệu IF. Trong đó, các linh kiện L, C được lựa chọn sử dụng là của hãng Murata với độ chính xác tốt hơn ±5%.



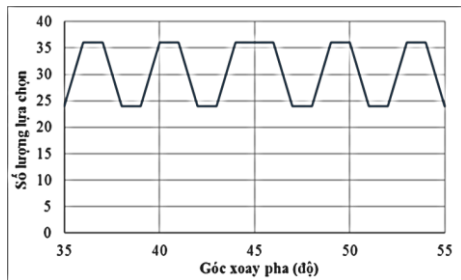
**Hình 10.** Bộ trộn tần HMC521LC4 và Bo mạch thiết kế phần tín hiệu IF

**3.5. Khảo sát hiệu năng của bộ hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại**

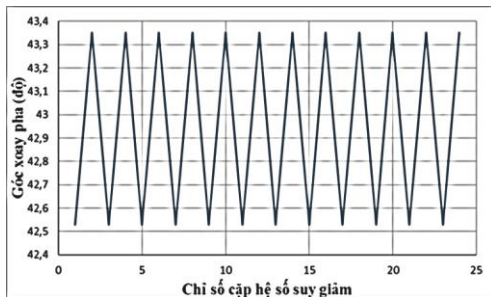
Các tham số tín hiệu qua các bộ chia/cộng wilkinson và hybrid coupler được sử dụng làm tham số đầu vào để đánh giá hiệu năng của bộ CPG. Bộ suy hao số sử dụng là vi mạch RFSA3714 của

Qorvo với 7 bit điều khiển và bước thay đổi suy hao là 0,25 dB. Với mục đích hiệu chuẩn mất cân bằng giữa hai nhánh của bộ trộn tần IRM nên chỉ khảo sát hiệu năng của bộ hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại trong phạm vi góc pha từ  $35 \div 55$  độ và độ suy hao từ  $-5 \div -2$  dB (tương ứng bù sai lệch về pha trong phạm vi  $\pm 10$  độ, về hệ số khuếch đại trong phạm vi  $\pm 1,5$  dB).

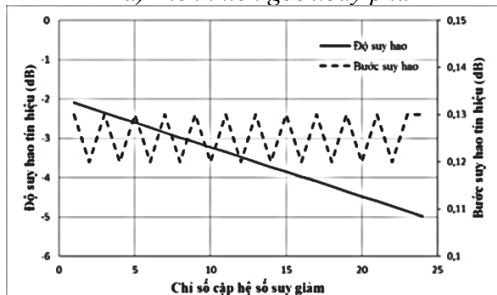
Hình 11 cho biết số lượng các cặp hệ số suy hao của hai vi mạch RFSA3712 có thể lựa chọn theo góc xoay pha mong muốn mà đảm bảo giới hạn về hệ số suy hao và độ chính xác pha 1 độ. Theo đó, ở mỗi góc xoay pha trong phạm vi từ  $35 \div 55$  độ, có ít nhất 24 cặp hệ số có thể lựa chọn để áp dụng.



Hình 11. Khả năng lựa chọn theo góc pha



12a) Biến thiên góc xoay pha



12b) Độ suy hao tín hiệu

Hình 12. Biến thiên góc xoay pha (a) và độ suy hao tín hiệu (b) tại góc xoay 43 độ

Để đánh giá về sai số góc xoay pha và khả

năng phân giải theo độ suy hao, thực hiện khảo sát cụ thể với góc xoay pha 43 độ (có số lượng cặp hệ số lựa chọn thấp nhất là 24 cặp).

Hình 12 chỉ ra kết quả mô phỏng sự thay đổi của góc xoay pha và mức suy hao tín hiệu theo chỉ số cặp hệ số suy hao có thể sử dụng đã được sắp xếp theo thứ tự mức suy hao tăng dần.

Trên hình 12a cho thấy, sai số về pha lớn nhất so với góc xoay pha mong muốn chỉ trong phạm vi  $\pm 0,5$  độ với tất cả các cặp hệ số suy hao có thể lựa chọn. Hình 12b thể hiện sự thay đổi của mức suy giảm tín hiệu và bước nhảy mức suy giảm qua theo chỉ số cặp hệ số. Theo đó, trong dải suy hao hiệu chuẩn được giới hạn từ  $-5 \div -2$  dB, luôn có thể tìm được cặp hệ số suy hao để đạt được độ suy hao mong muốn với sai số nhỏ hơn 0,15 dB.

Theo công thức 8 về tính tỷ số IRR, độ phân giải và độ chính xác của bộ xoay pha kết hợp suy hao là đủ để hiệu chuẩn pha và hệ số khuếch đại giữa hai nhánh, bảo đảm cho bộ trộn tần IRM được thiết kế có tỷ số IRR lớn hơn 38 dB, tốt hơn rất nhiều so với mức IRR từ  $20 \div 30$  dB của bộ trộn tần I/Q được sử dụng.

Suy hao tín hiệu tăng lên khi bộ hiệu chuẩn pha, hệ số khuếch đại nằm trong dải từ  $-5 \div -2$  dB, ít ảnh hưởng tới tham số SNR của tín hiệu.

#### 4. Kết luận

Một giải pháp nâng cao chất lượng bộ trộn tần IRM dựa trên cấu trúc Hartley được đề xuất. Kết quả thiết kế, mô phỏng và khảo sát hiệu năng của các thành phần làm việc ở tần số IF của bộ trộn tần IRM bằng X cho thấy giải pháp cho phép cải thiện đáng kể tỷ số chống nhiễu ảnh IRR của bộ trộn tần I/Q và hoàn toàn đáp ứng yêu cầu ứng dụng trong thực tế.

#### TÀI LIỆU THAM KHẢO/ REFERENCES

- [1]. D. Varun, T. Mazumdar, and G. R. Kadambi, "Design and development of a novel architecture for multistage rf downconversion with improved image rejection and non-linearity corrections for 1-10 GHz range," *SasTech Journal*, vol. 10, no. 1, pp. 43-51, May 2011.

- 
- [2]. F. E. Idachaba, and H. E. Orovwode, "Analysis of a Weaver, Hartley and Saw-Filter Based, Image Reject Architectures for Radio Receiver Design," *Advanced Materials Research*, vol. 367, pp. 199-204, Oct. 2011.
- [3]. B. Razavi, *RF Microelectronics*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1998.
- [4]. S. A. Maas, *Microwave Mixers*. ArtechHouse Publishers, Antennas and Propagation Library, First Edition, 1993.
- [5]. C. D. Pham, D. P. Le, V. T. Luu, and H. Le, "High Resolution Phase Shifter, Attenuator Based on Combination of Coupler and Digital Step Attenuator in 3.4-4.2GHz Frequency Range," *2019 3rd International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom)*, 2019, pp. 145-148.
- [6]. D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [7]. M. Palomba, A. Bentini, D. Palombini, W. Ciccognani, and E. Limiti, "A Novel Hybrid Active Quasi-Circulator for L-Band Applications," *19th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications, MIKON 2012*, May. 2012.