

Generador de cuadratura RCL de 17 a 22 GHz con compensación de carga

U. Esteban Eraso, C. Sánchez-Azqueta, F. Aznar, C. Aldea, S. Celma

Group of Electronic Desing (GDE)
Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A)
Universidad de Zaragoza, Mariano Esquillor s/n, 50018, Zaragoza, Spain.
e-mail: {uesteban, csanaz, faznar, caldea, scelma}@unizar.es

Resumen

En este trabajo se presentan soluciones para mejorar los errores en fase y magnitud de un generador de cuadratura debidos al efecto de la impedancia de carga. Se consiguen errores en cuadratura y magnitud inferiores a 2° y 0,17 respectivamente, y pérdidas de inserción inferiores al 7 % a 19,5 GHz.

Introducción

Los generadores de cuadratura permiten generar señales con un desfase entre ellas de 90°, lo cual es esencial en muchos sistemas de telecomunicaciones a alta frecuencia [1]. El uso de generadores de cuadratura es especialmente necesario en los desplazadores de fase de tipo suma vectorial. En ellos, dos señales (I/Q), se ponderan y, posteriormente, se suman para obtener el desfase necesario en la señal [2]. Por lo tanto, optimizar el diseño del generador de cuadratura es crucial para minimizar los errores en fase y amplitud a la salida del mismo. Esto supondrá un mejor funcionamiento no solo del desplazador de fase, sino de toda la cadena receptora [3].

En este trabajo se han llevado a cabo diferentes modificaciones en la topología de un generador de cuadratura basado en un filtro pasa-todo de cuadratura (QAF), para compensar el efecto de la impedancia de carga de la siguiente etapa en las señales I/Q.

Topología

El QAF diferencial que se ha estudiado en este trabajo está compuesto por una red simétrica formada con dos resonadores RCL (Fig. 1.a sin las resistencias R_S). Una vez se conecta a la siguiente etapa, su comportamiento cambia afectando no sólo a la relación de cuadratura entre las señales I/Q, también aparece una asimetría en la magnitud de estas señales. En este caso el QAF está conectado a estructuras cascode por lo que la carga será capacitiva, de un valor aproximado de 90 fF. Para evaluar el efecto de la impedancia de carga en la

amplitud y la fase de las señales I/Q, se ha definido el error en ganancia y fase como se muestra en las siguientes expresiones:

$$\frac{\Delta G}{G} = \left| \frac{V_{OQ} - V_{OI}}{V_{OI}} \right| \quad (1)$$

$$\Delta\phi = 90^\circ - (\phi_Q - \phi_I) \quad (2)$$

Se ha comenzado ensayando en nuestra topología la solución propuesta en [3] y, seguidamente, se han propuesto tres soluciones diferentes con el propósito de mejorar el error obtenido y disminuir las pérdidas de inserción.

A) QAF simétrico con cuatro resistencias adicionales

En la arquitectura propuesta en [3], el problema de la carga se resuelve introduciendo una resistencia R_S en serie con cada inductor y condensador del QAF (ver Fig. 1.a). Esta solución se ha transpuesto a la topología y banda de frecuencias estudiadas en este trabajo, utilizando los siguientes valores de los componentes: $R = 100 \Omega$, $C = 100$ fF, $L = 300$ pH y $R_S = 50 \Omega$. En el rango de frecuencia estudiado, el error de cuadratura disminuye a valores inferiores a 2° (línea azul de la Fig. 2), mientras que el error de magnitud queda inferior a 0,13 (línea azul de la Fig. 3). Sin embargo, el uso de resistencias conlleva una ganancia media de 0,56 a 19,5 GHz, es decir, las pérdidas por inserción son del 44 %.

B) QAF asimétrico sin resistencias adicionales

Con el propósito de disminuir la disparidad entre las magnitudes de las señales I/Q sin utilizar ninguna resistencia extra, en esta solución se propone una red asimétrica (similar a la Fig. 1.b pero sin R_{aux}). Tras fijar los valores en $R = 95 \Omega$, $C_1 = 500$ fF, $C_2 = 190$ fF, $L_1 = 550$ pH y $L_2 = 225$ pH, el error máximo para la cuadratura y las magnitudes I/Q es de 5,4° y 0,28, respectivamente (línea naranja en Fig. 2 y Fig. 3 respectivamente). En cuanto a la ganancia a la salida del QAF, se obtiene un valor medio de 1,13 a 19,5 GHz.

C) QAF simétrico con dos resistencias adicionales

Como el principal problema de un QAF con carga capacitiva es que la señal en cuadratura es mayor que la señal en fase, esta solución propone la introducción de dos resistencias auxiliares R_{aux} dentro de la rama Q (similar a la Fig. 1.b pero con inductancias y condensadores iguales), para generar en ella una ligera atenuación. Los valores óptimos de las variables encontradas son: $R = 100 \Omega$, $C = 190 \text{ fF}$, $L = 150 \text{ pH}$ y $R_{aux} = 50 \Omega$. El error de fase obtenido es inferior a 2° (línea amarilla de la Fig. 2), y se observa que los resultados para el error de ganancia mejoran hasta un valor inferior a 0,22 (línea amarilla de la Fig. 3). En cuanto a la ganancia a la salida del QAF, se obtiene una ganancia media de 0,91 a 19,5 GHz.

D) QAF asimétrico con dos resistencias adicionales

Por último, se ha propuesto una solución híbrida que combina elementos de las metodologías (B) y (C) para reducir aún más los errores en ganancia y fase, sin sufrir tantas pérdidas como la propuesta (A). El QAF está compuesto por una red asimétrica y dos resistencias auxiliares en la rama Q (ver Fig. 1.b), que toman los siguientes valores: $R = 95 \Omega$, $C_1 = 190 \text{ fF}$, $C_2 = 240 \text{ fF}$, $L_1 = 120 \text{ pH}$, $L_2 = 200 \text{ pH}$ y $R_{aux} = 50 \Omega$. Los resultados muestran errores para la cuadratura y la magnitud a la salida del QAF inferiores a 2° (línea morada en Fig. 2) e inferiores a 0,17 (línea morada en Fig. 3), respectivamente, en todo el rango de frecuencias. La ganancia media es 0,93 a 19,5 GHz.

Conclusiones

Este trabajo se han evaluado cuatro soluciones al deterioro de la respuesta de un QAF cuando se considera el efecto de la impedancia de carga capacitiva de la siguiente etapa, en un desfaseador que opera en el rango 17-22 GHz. Los mejores resultados en términos de precisión de fase I/Q ($< 2^\circ$) y error de magnitud ($< 0,13$) se obtienen con (A), sin embargo, aparecen pérdidas de inserción significativas (44 %) a la salida del QAF. Estas pérdidas pueden evitarse utilizando la solución (D), con la que los errores de ganancia y fase son inferiores a 0,17 y 2° , respectivamente, optimizando las pérdidas de inserción por debajo del 7 % a 19,5 GHz.

Las técnicas que implican resistencias auxiliares conllevan mayores pérdidas, además de que, probablemente, introduzcan un mayor nivel de ruido.

Así pues, la mejor solución debe elegirse en función de lo que se necesite en cada aplicación: precisión de fase o menores pérdidas.

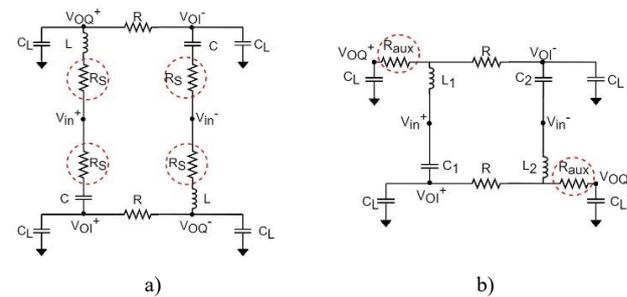


Fig. 1. a) QAF utilizando resistencias R_S en serie con C y L . b) QAF compuesto por una red asimétrica y dos resistencias R_{aux} en la rama Q.

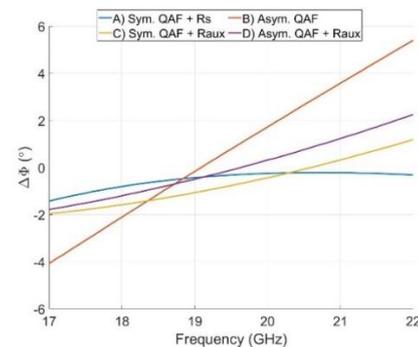


Fig 2. Comparación del error en fase para cada método.

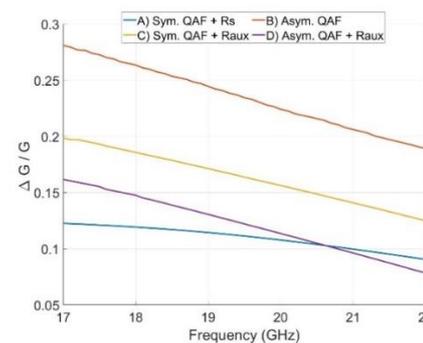


Fig 3. Comparación del error en magnitud para cada método.

REFERENCIAS

- [1]. DUAN, Zongming, et al. A 6-bit CMOS active phase shifter for Ku-band phased arrays. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2018, 28(7), 615-617.
- [2]. KIM, Jinhyun; OH, Seongwoog; OH, Jungsuek. A high gain vector-sum phase shifter in 28-nm CMOS for 5G communication. En *2022 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*. IEEE, 2022, pp. 57-59.
- [3]. KIM, Sang Young, et al. An improved wideband all-pass I/Q network for millimeter-wave phase shifters. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 2012, 60 (11), 3431-3439