

# Exploración del salto rápido de frecuencia en los convertidores de datos de muestreo de RF en aplicaciones de prueba y medición

**Chase Wood**

Application Engineer  
High-Speed Data Converters

## Introducción

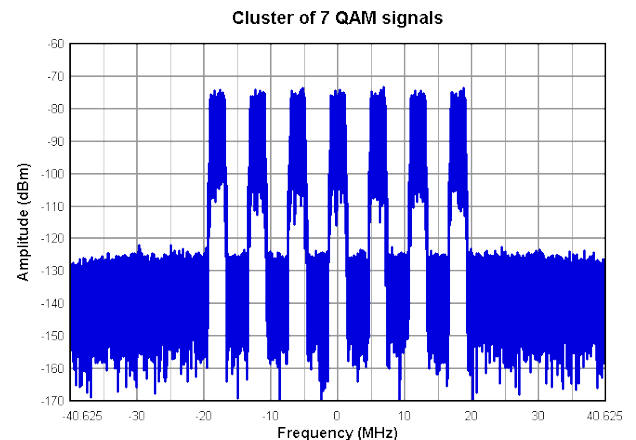
A medida que los convertidores de datos continúan evolucionando, cumplir con los requisitos multibanda en sistemas como las radios definidas por software, los verificadores inalámbricos y los analizadores espectrales representa un desafío. Los diseñadores de sistemas están reevaluando los métodos tradicionales de salto de frecuencias a medida que los dispositivos se vuelven más complejos y capaces de transiciones más rápidas entre frecuencias de osciladores controlados numéricamente (NCO).

En este artículo, exploraré la evolución de las técnicas de salto de frecuencia, comparando métodos tradicionales y avanzados, como la entrada/salida de uso general (GPIO) y la interfaz de reconfiguración rápida (FRI). Comprender estos avances puede ayudarle a obtener información valiosa sobre la optimización del salto de frecuencia para aplicaciones de una y varias bandas. Pero para comprender completamente cómo los sistemas modernos cumplen con los requisitos multibanda, es esencial comprender primero los fundamentos del salto de frecuencia.

## ¿Qué es el salto de frecuencia?

En los sistemas de comunicación modernos, como Wi-Fi® 6 y 7 o señales codificadas por modulación de amplitud de cuadratura (QAM), el espectro es de manera inherente multibanda, lo que significa que el dominio

de radiofrecuencia (RF) consta de varios canales dentro de cada banda de frecuencia. Por ejemplo, Wi-Fi 6 y 7 funcionan en varios canales dentro de la misma banda de frecuencia para maximizar de forma dinámica el ancho de banda y el rendimiento de datos. Por otro lado, la QAM implica codificar datos en diferentes compensaciones de fase y niveles de amplitud en un único canal. **Figura 1** muestra un ejemplo de banda de frecuencia que tiene 7 canales de QAM.



**Figura 1.** Señales multitono en el dominio de la frecuencia.

Los convertidores de analógico a digital (ADC) de muestreo directo de RF y los convertidores de digital a analógico (DAC) incorporan muchas funciones digitales. Una de las características más importantes que permiten el muestreo directo de RF es el convertidor descendente

digital (DDC) en los ADC y el convertidor ascendente digital (DUC) en los DAC.

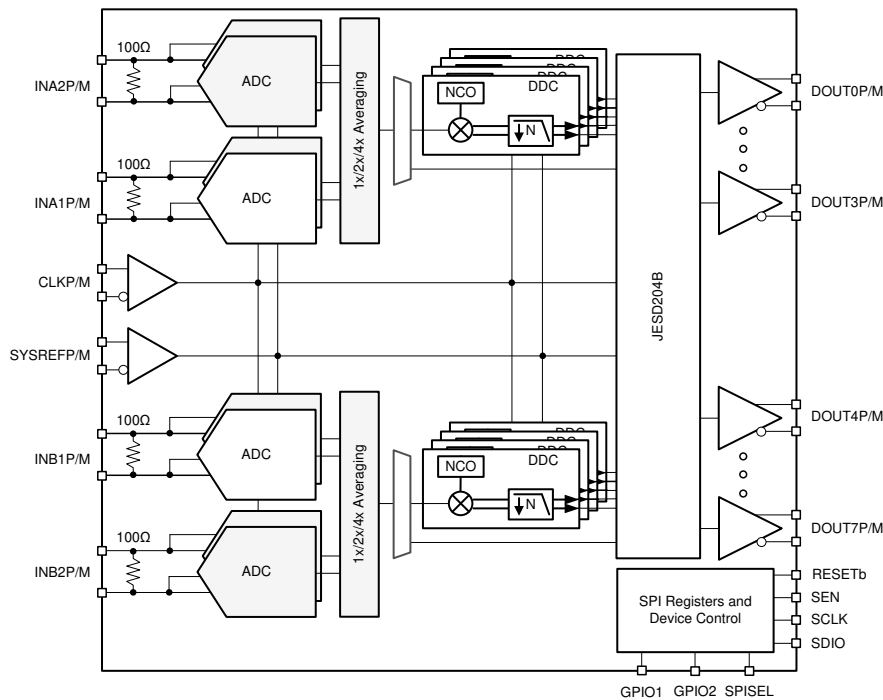
En un ADC, el DDC consta de tres componentes principales: un NCO, un mezclador digital y un bloque de decimación. El NCO actúa como el equivalente digital del oscilador local en las cadenas de señal de los receptores tradicionales y se mezcla con la señal de entrada para producir una señal en banda base (zona 1 de Nyquist), junto con imágenes no deseadas. El bloque de decimación filtra las imágenes a través de un filtro de decimación de respuesta al impulso limitada (FIR) y luego reduce el ancho de banda de la señal mediante el muestreo descendente. El bloque de decimación es el equivalente digital de un filtro de frecuencia intermedia (IF).

En un DAC, el DUC consta de un interpolador, un NCO y un mezclador digital. El interpolador, a diferencia de

un ADC, muestrea la señal de entrada de menor ancho de banda y luego la pasa a través de un filtro FIR para suprimir las imágenes. Después de la etapa del interpolador, la señal de salida alimenta un mezclador digital para mezclarse con el NCO, lo que permite al DAC funcionar en una zona Nyquist amplia con un ancho de banda de señal de entrada más bajo.

La cantidad de DDC activos en una entrada determinada de un convertidor de muestreo de RF establece si el convertidor funciona con salida de banda única o multibanda. El foco de este artículo será el aspecto del ADC del salto de frecuencia.

**Figura 2** muestra un ejemplo del DDC del **ADC32RF55** de Texas Instruments (TI), un ADC de muestreo de RF capaz de funcionar con doble canal y cuatro bandas a 3 GSPS.



**Figura 2.** Diagrama de bloque funcional del ADC32RF55 (cuatro DDC por canal).

A menudo, la banda de frecuencia de interés puede cambiar: en lugar de conmutar una cadena de señal completamente única para cada banda, el mismo

convertidor de muestreo de RF simplemente puede ajustar la frecuencia de NCO para que coincida con la nueva banda de frecuencia. Esta es una gran ventaja

de los convertidores modernos de muestreo de RF. La acción de cambiar el NCO de una frecuencia a otra se conoce como salto de frecuencia.

El NCO no produce una frecuencia analógica directamente; en su lugar, genera una representación digital de la frecuencia deseada con alta resolución. Cada NCO recibe una palabra digital (por lo general de 48 bits o más) que, al combinarse con un acumulador de fase del NCO, puede representar una señal adecuada para la etapa de mezcla digital. Al programar un NCO, se programa la representación digital correspondiente a la frecuencia intermedia (FI) deseada, no una frecuencia real. El rango de frecuencia de NCO comúnmente se admite entre  $-F_s/2$  y  $F_s/2$ , donde  $F_s$  representa la frecuencia de muestreo del convertidor. Las palabras de frecuencia negativa se utilizan incluso para las zonas Nyquist. Por otro lado, las palabras de frecuencia positiva se utilizan para señales en zonas impares de Nyquist.

Para determinar dónde cae una frecuencia NCO de mayor orden en la banda base, lo primero que debe hacer es desempeñar una función de módulo entre la

frecuencia prevista y la tasa de muestreo para eliminar cualquier múltiplo de  $F_s$ . La frecuencia de NCO prevista está ahora entre 0 Hz y la tasa de muestreo del convertidor,  $F_s$ .

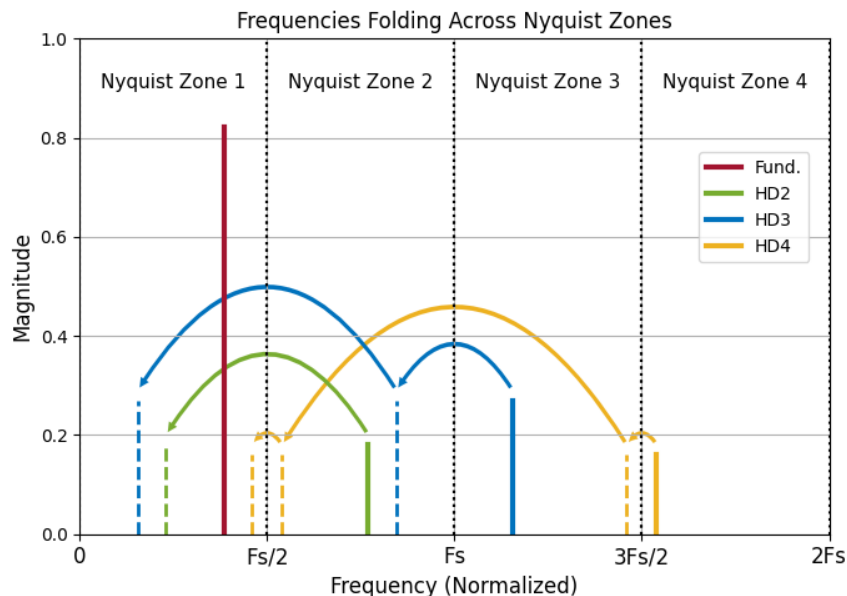
Si la frecuencia de NCO es inferior a la frecuencia de Nyquist ( $F_s/2$ ), entonces la frecuencia de NCO prevista se traduce en una zona impar de Nyquist, como se muestra en **Ecuación 1**:

$$NCO_{\text{word}} = f_{\text{NCO}} \times \frac{2^{48}}{F_s}, \text{ for } 0 \text{ to } F_s/2 \quad (1)$$

Si la frecuencia de NCO calculada está por encima de la frecuencia de Nyquist, esta llega a una zona de Nyquist par, como se muestra en **Ecuación 2**:

$$NCO_{\text{word}} = (f_{\text{NCO}} + F_s) \times \frac{2^{48}}{F_s}, \text{ for } -F_s/2 \text{ to } 0 \quad (2)$$

**Figura 3** muestra cómo una señal fundamental (Fund.) y sus armónicos de segundo, tercer y cuarto orden (HD2, HD3 y HD4) se plegarán de nuevo en la primera zona de Nyquist, a pesar de que el componente de frecuencia real llega a zonas de Nyquist de orden superior.



**Figura 3.** Armónicos plegándose a través de las zonas de Nyquist de alto orden en la zona de Nyquist 1.

Una ventaja de los ADC de muestreo de RF sobre los ADC tradicionales es que no es necesario cambiar el hardware para cambiar las bandas de frecuencia. Esta flexibilidad inherente permite a los ADC de muestreo de RF adaptarse rápidamente a las nuevas bandas de frecuencia sin necesidad de componentes de hardware adicionales, lo que simplifica el diseño del sistema y reduce los costos. Sin embargo, este proceso no es instantáneo. En los primeros diseños de ADC de muestreo de RF, solo había una opción de palabra de NCO disponible para cada NCO y DDC subsiguiente. Como resultado, el salto a otra frecuencia requería varias funciones de escritura de registro.

La nueva palabra NCO debe escribirse a través de la interfaz periférica en serie (SPI), seguida de otra escritura de registro para insertar la nueva palabra NCO en el bloque DDC, donde realmente surte efecto. Varios factores influyen en el tiempo necesario para el salto de frecuencias, entre ellos la longitud de la palabra NCO y la velocidad de transacción del SPI. A menudo, el tamaño de registro de los ADC está limitado a 8 bits, por lo que necesitará un total de siete escrituras de registro para actualizar un NCO de 48 bits: seis escrituras de registro para la palabra NCO en sí y una escritura de registro adicional para actualizar el DDC.

Después de considerar la sobrecarga de cada transacción SPI (normalmente una dirección de 16 bits para cada escritura de registro), el tiempo de la transacción se triplica. Suponiendo una velocidad de señal de reloj en serie (SCLK) de 20 MHz, **Ecuación 3** calcula el tiempo hasta el salto de frecuencia, asumiendo un flujo sin parar de datos SPI:

$$t_{hop} = \frac{1}{20 \times 10^6 \text{ (Hz)}} \times 7 \text{ (transactions)} \times \frac{24 \text{ (bits)}}{\text{(transaction)}} \quad (3)$$

$$= 8.4\mu\text{s}$$

### Evolución de las técnicas de salto de frecuencia

Los convertidores de RF ahora están diseñados con varias palabras del oscilador controlado numéricamente

(NCO) por el convertidor descendente digital (DDC). Esto permite la preprogramación de palabras de NCO. Este enfoque innovador permite un salto de frecuencia más rápido al precargar diversos valores de frecuencia en la memoria del convertidor. Es precisamente de este concepto de almacenar palabras de NCO precalculadas de donde proviene la “rapidez” del salto rápido de frecuencia.

**Figura 4** muestra las direcciones de registro NCO de 48 bits por índice NCO e índice de palabras para el **ADC32RF55**. A pesar de que las direcciones de los canales A y B son las mismas, las palabras de frecuencia son únicas, ya que este dispositivo implementa la paginación del mapa de registros, lo cual enmascara los registros que no pertenecen a la página activa frente a cualquier función de lectura y escritura.

Channel A		Channel B	
<b>NCO1</b>	<b>NCO3</b>	<b>NCO1</b>	<b>NCO3</b>
1: 0x100..0x105	1: 0x140..0x145	1: 0x100..0x105	1: 0x140..0x145
2: 0x108..0x10D	2: 0x148..0x14D	2: 0x108..0x10D	2: 0x148..0x14D
3: 0x110..0x115	3: 0x150..0x155	3: 0x110..0x115	3: 0x150..0x155
4: 0x118..0x11D	4: 0x158..0x15D	4: 0x118..0x11D	4: 0x158..0x15D
<b>NCO2</b>	<b>NCO4</b>	<b>NCO2</b>	<b>NCO4</b>
1: 0x120..0x125	1: 0x160..0x165	1: 0x120..0x125	1: 0x160..0x165
2: 0x128..0x12D	2: 0x168..0x16D	2: 0x128..0x12D	2: 0x168..0x16D
3: 0x130..0x135	3: 0x170..0x175	3: 0x130..0x135	3: 0x170..0x175
4: 0x138..0x13D	4: 0x178..0x17D	4: 0x138..0x13D	4: 0x178..0x17D

**Figura 4.** Direcciones de palabra NCO por canal e índice NCO del ADC32RF55.

Ahora que las palabras están programadas, ¿cómo se selecciona realmente una en específico? Cambiar la palabra NCO simplemente requiere seleccionar una nueva palabra NCO para el DDC, lo que puede hacer a través de pines SPI o GPIO. **Tabla 1** muestra un ejemplo de cómo seleccionar una palabra individual para el DDC especificado en el **ADC32RF55**, dependiendo del número de bandas activas. En una configuración estándar, este ADC tiene cuatro palabras NCO únicas por DDC. Sin embargo, en modos de banda única, las cuatro palabras NCO del DDC vecino también pueden suministrar el NCO activo, lo que significa que el DDC

de cada canal tiene acceso a ocho palabras NCO preprogramadas.

Número de bandas	ADDR	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Único	0x3B	0	0	0	0	NCO2 CHA[1:0]	0	NCO1 CHA[1:0]	
	0x41	0	0	0	0	NCO2 CHB[1:0]	0	NCO1 CHB[1:0]	
Doble	0x3B	0	0	0	0	NCO2 CHA[1:0]		NCO1 CHA[1:0]	
	0x41	0	0	0	0	NCO2 CHB[1:0]		NCO1 CHB[1:0]	
Cuádruple	0x3B	NCO4 CHA[1:0]		NCO3 CHA[1:0]		NCO2 CHA[1:0]		NCO1 CHA[1:0]	
	0x41	NCO4 CHB[1:0]		NCO3 CHB[1:0]		NCO2 CHB[1:0]		NCO1 CHB[1:0]	

**Tabla 1.** Selección de palabras NCO en el ADC32RF55 por índice NCO.

El tiempo necesario para desempeñar un salto de frecuencia varía según el convertidor. Normalmente, el método SPI requiere la duración de una única transacción SPI, en lugar de siete como en [Ecuación 3](#). La velocidad de reloj máxima del SPI y la sobrecarga asociada a la transmisión de datos en serie limitan aún más la velocidad del método SPI. Asumiendo el mismo SCLK de 20 MHz, [Ecuación 4](#) muestra el tiempo necesario para que el dispositivo inicie un cambio de palabra NCO:

$$t_{hop} = \frac{1}{20 \times 10^6 \text{ (Hz)}} \times 1 \text{ (transaction)} \times \frac{24 \text{ (bits)}}{\text{(transaction)}} \quad (4)$$

$$= 1.2\mu\text{s}$$

Por el contrario, el método GPIO puede ser tan rápido como se puedan actualizar las entradas GPIO. Una vez que la tensión cruza sus umbrales de nivel alto o bajo, comienza el cambio de palabra NCO.

En cualquier método, una vez que el dispositivo recibe el cambio de palabra NCO, la palabra NCO interna se actualiza al instante. Sin embargo, el filtro de decimación tiene que vaciar todos los valores antiguos, por lo que hay una cierta demora agregada como resultado basada en el factor de decimación.

**Tabla 2** muestra el tiempo requerido por el **ADC32RF55** para vaciar su filtro de decimación con los datos de la mezcla junto a la nueva frecuencia de NCO.

Ajustes de decimación	Tiempo de conmutación de NCO
/4	~250 ns
/8	~350 ns
/16	~600 ns
/32	~1 μs
/64	~2 μs
/128	~4 μs

**Tabla 2.** Tiempos de vaciado del filtro de decimación en el ADC32RF55.

En general, el método GPIO será más rápido que el método SPI para el salto de frecuencia debido a la naturaleza paralela inherente de una interfaz GPIO frente a una interfaz en serie. Sin embargo, hay una consideración: en el modo de selección de palabras GPIO, el mismo índice de palabras se aplicará a todos los DDC activos. El dispositivo no puede utilizar la palabra 1 en DDC1 mientras utiliza la palabra 3 en DDC2; la interfaz GPIO establecerá todos los DDC en el mismo índice de palabras.

Otro método, la Interfaz rápida de registros (FRI), consiste en enviar datos a través de pines específicos del dispositivo a una velocidad mucho mayor de la que soporta el SPI estándar. Algunos dispositivos, como el **DAC39RF12** de TI, pueden admitir comunicación FRI de hasta 200 MHz, que se puede utilizar para seleccionar la palabra NCO activa.

### Aplicaciones en pruebas y mediciones

Admitir múltiples bandas de frecuencia es esencial para los equipos de prueba y medición, dadas las necesidades diversas y en constante evolución de las distintas aplicaciones. La capacidad de los equipos de prueba de banda ancha para funcionar en múltiples rangos de frecuencia los convierte en una herramienta versátil para realizar pruebas completas en diferentes sistemas y tecnologías. A medida que avanza la tecnología y se introducen nuevas bandas de frecuencia,

es cada vez más importante contar con equipos que puedan adaptarse y cambiar rápidamente entre múltiples bandas.

En los analizadores espectrales, las técnicas de salto rápido de frecuencia habilitan mediciones rápidas y precisas al reducir los tiempos de barrido y mejorar la capacidad de detectar señales transitorias. Las capacidades de conmutación rápida de los ADC avanzados con múltiples NCO o métodos de reconfiguración rápida como los FRI habilitan un análisis más eficiente en amplios rangos de frecuencia. Esto mejora el rendimiento general y la utilidad de los analizadores espectrales tanto en aplicaciones de investigación como de campo.

Para los verificadores inalámbricos, las técnicas de salto rápido de frecuencia desempeñan un papel crucial en la caracterización y solución de problemas de los sistemas de comunicación. Al permitir transiciones rápidas entre frecuencias, estas técnicas mejoran la fidelidad de la señal y reducen los ciclos de prueba. Esta capacidad es particularmente valiosa para evaluar el rendimiento de los dispositivos inalámbricos en múltiples condiciones de frecuencia.

Más allá de los analizadores espectrales y los verificadores inalámbricos, las técnicas de salto rápido de frecuencia ofrecen beneficios significativos en muchas otras aplicaciones de prueba y medición. Los analizadores de señales de uso general y los generadores de señales de RF, por ejemplo, pueden aprovechar estas técnicas para proporcionar pruebas más flexibles y precisas en múltiples bandas de frecuencia. Los receptores multibanda también se benefician de la capacidad de cambiar rápidamente entre bandas, lo que garantiza un rendimiento confiable en entornos de prueba dinámicos.

## Conclusión

Al habilitar transiciones rápidas y precisas entre frecuencias, las técnicas de salto rápido de frecuencia ofrecen mayor flexibilidad, mejor exactitud y una mayor adaptabilidad a las necesidades tecnológicas en evolución. A medida que las demandas de equipos de prueba y medición continúan creciendo, la comprensión y la implementación de métodos de salto rápido de frecuencia serán cruciales para mantener un rendimiento de vanguardia y garantizar capacidades de prueba completas.

## Sitios web relacionados

1. Wood, Chase. 2024. “[ADC Decimation: Addressing High Data-Throughput Challenges](#)”. Embedded Computing Design, February 5, 2024.
2. Wood, Chase. 2024. “[ADC Decimation: Unlocking RF Potential with Downconverters](#)”. Embedded Computing Design, February 29, 2024.
3. Wood, Chase. 2024. “[ADC Decimation: Analyzing High-Bandwidth Spectrum Clusters](#)”. Embedded Computing Design, May 9, 2024.
4. [Hoja de datos de ADC32RF55 de TI](#)
5. [Hoja de datos de DAC39RF12 de TI](#)

**Aviso importante:** Los productos y servicios de Texas Instruments Incorporated y sus subsidiarias que se describen en este documento se venden sujetos a los términos y condiciones estándar de venta de TI. Se recomienda a los clientes que obtengan la información más actualizada y completa sobre los productos y servicios de TI antes de realizar pedidos. TI no asume ninguna responsabilidad por la asistencia en aplicaciones, las aplicaciones o los diseños de productos del cliente, el rendimiento del software ni la infracción de patentes. La publicación de información sobre los productos o servicios de cualquier otra empresa no constituye la aprobación, la garantía o el respaldo de TI de esta.

All trademarks are the property of their respective owners.

## IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATASHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you fully indemnify TI and its representatives against any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to [TI's Terms of Sale](#), [TI's General Quality Guidelines](#), or other applicable terms available either on [ti.com](http://ti.com) or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products. Unless TI explicitly designates a product as custom or customer-specified, TI products are standard, catalog, general purpose devices.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may propose.

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

Last updated 10/2025