



3 Osciladores – Ruido de fase

La salida de un oscilador ideal tiene una amplitud constante y la fase avanza linealmente con el tiempo. Los cruces de la onda por cero son perfectamente periódicos. En la práctica, la amplitud y la fase monótonamente creciente con el tiempo incluyen componentes de ruido.

Cuando se considera un período de tiempo corto, generalmente menos de un segundo, estas variaciones de lo ideal se conocen como ruido. Cuando se considera en un período de tiempo más largo, la variación de frecuencia se la llama inestabilidad a largo plazo o deriva de la frecuencia (drift). En los sistemas digitales, la no periodicidad en los cruces por cero se la llama jitter. En muchas aplicaciones estas cuestiones condicionan el proceso de diseño del oscilador.

El ruido en los osciladores es un tema cada vez más importante en las comunicaciones, ya que los canales cada vez están más fuertemente cargados y menos espaciados, además los sistemas de datos utilizan cada vez con mayor eficiencia el ancho de banda mediante la implementación de complejos sistemas de modulación, y las frecuencias usadas en los sistemas son cada vez más altas. Estos factores imponen una demanda más estricta a la performance de ruido.

Las Secciones 3.1, 3.1.1 3.2, y 3.3 están basadas en [1], la Sección 3.4 está basada en [2], la Sección 3.5 en [3], y la Sección 3.6 en [4].

3.1 Definiciones

La tensión de salida del oscilador ideales está dada por

$$V(t) = V_0 \sin(\omega_0 t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t) \quad (1)$$

Sin embargo, en la práctica, la tensión de salida es

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi f_0 t + \phi(t)] \quad (2)$$

donde $\varepsilon(t)$ es un proceso aleatorio de valor medio cero que introduce ruido en la amplitud de la señal y $\phi(t)$ es un proceso aleatorio de valor medio cero es una media de cero proceso aleatorio que introduce ruido de fase en la señal. La tensión de salida real se muestra en la Fig. 3.1.

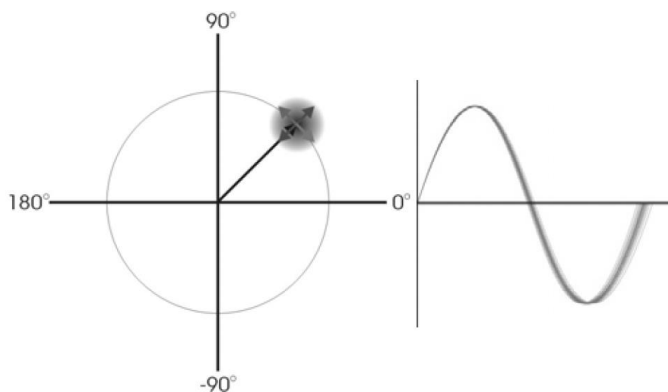


Fig. 3.1 Vector que representa la tensión de salida de un oscilador en un instante de tiempo (izquierda) y múltiples muestras de la forma de onda de salida, sincronizadas por el flanco ascendente (derecha).

En un instante en el tiempo, la amplitud de la tensión de salida del oscilador está representada por la longitud del vector y la fase está representada como el ángulo, en este caso 45° , con respecto al eje real positivo derecho. Con el tiempo, el vector gira en sentido antihorario con una velocidad de rotación determinada por la frecuencia.

3.1.1 Representación vectorial de la salida del oscilador

La salida ideal puede ser representada como un vector de amplitud constante y velocidad de rotación constante. En un instante dado de tiempo, la localización exacta de la punta del vector, como se muestra en la Fig. 4.1 es incierta, pero es probable que sea dentro de la región sombreada en gris. La incertidumbre de amplitud se representa en forma radial y la de fase en forma angular.

La literatura atribuye frecuentemente al efecto limitador de la etapa de sostenimiento, una reducción del ruido de amplitud y basa sus análisis sobre el predominante ruido de fase. Esta asunción es muy útil para el análisis, ya que lo simplifica, aunque no todos los autores concuerdan sobre la misma.

3.1.2 Jitter

En la Fig. 3.1 a la derecha, se muestra como se observan en la pantalla de un osciloscopio con almacenamiento, muchas trazas supuestas disparadas por el mismo flanco de la señal de salida de un oscilador. En este ejemplo la variación de amplitud es muy pequeña, no así las variaciones en los cruces por cero. A estas fluctuaciones se las denomina jitter. El jitter se usa a menudo como una especificación de performance de ruido en sistemas digitales. El jitter es un proceso no determinístico por lo que cuantifica estadísticamente.

3.1.3 La salida en el dominio de la frecuencia

La Fig. 3.2 es la salida de una generada por un generador analógico HP8640B sintonizado a aproximadamente 1 GHz con un nivel de 0 dBm, observada con un analizador de espectro HP8568A. El ancho del barrido es estrecho, 50 Hz por división horizontal. El tiempo de barrido es 10 s o 1 s por división horizontal.

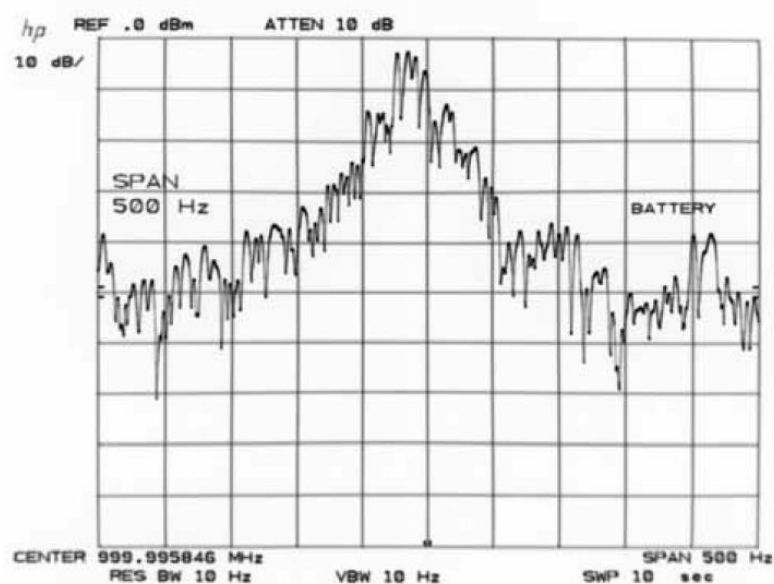


Fig. 3.2 Barrido angosto del espectro de una portadora de 1 GHz generada por un HP8640B.

A medida que el barrido se acerca a la frecuencia central, durante aproximadamente un tiempo de 0,5 s, la traza realiza múltiples picos en un rango de frecuencia de aproximadamente 25 Hz. Un barrido subsecuente revela un patrón diferente, pero se repiten los picos en la traza de la señal. Esta sucesión de picos en el dominio de la frecuencia se lo conoce como FM residual. La FM residual es un proceso no determinístico. La FM residual, la PM residual y el jitter están matemáticamente relacionados.

La modulación de la portadora por el ruido de amplitud y por el ruido de fase, introducen bandas laterales de ruido en la representación de la salida del oscilador en el dominio de la frecuencia. La Fig. 3.3 muestra una pantalla de la señal de 1 GHz del HP8640B 1 GHz, con un ancho de barrido de 4,8 kHz. La FM residual de la señal es menos observable en este barrido de frecuencias más ancho, pero se aprecian las bandas laterales de ruido, simétricas por naturaleza.

Si el ancho de banda de vídeo del analizador de espectro se reduce, las rápidas ondulaciones de las bandas laterales de ruido no determinísticas se suavizan. Las componentes discretas en 240, 360, y 480 Hz por encima y debajo de la portadora son probablemente armónicos de la frecuencia de línea de 60 Hz. Estas componentes no son observables en el analizador de espectro cuando se aplica a la entrada la señal de calibración de 20 MHz del panel frontal, por lo que se infiere que probablemente provengan del generador de señales. También se observan a ambos lados de la portadora, a una distancia de 1560 Hz dos componentes discretas. Todas estas componentes discretas del espectro con causadas por disturbios repetibles, como por ejemplo el ripple de la fuente de alimentación o bandas laterales de referencia del sintetizador. Estas componentes son determinísticas.

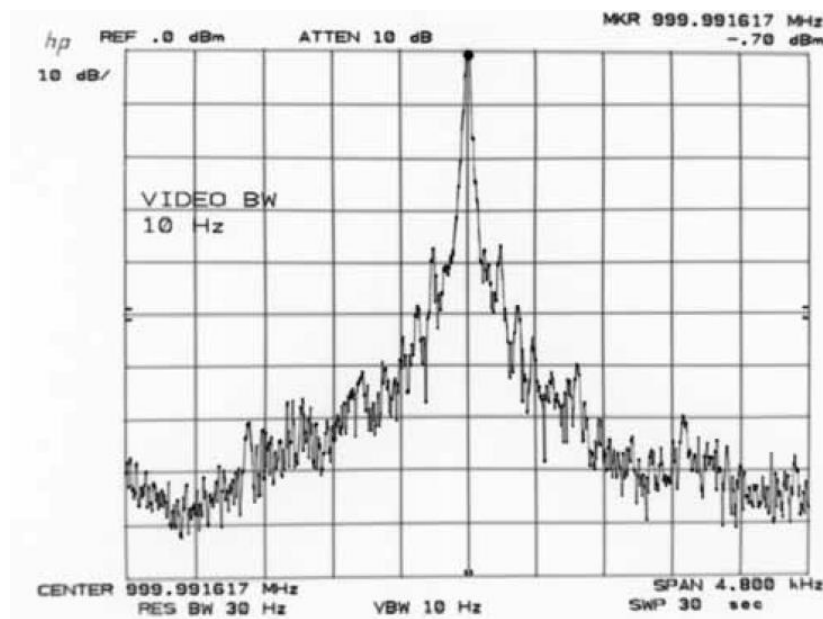


Fig. 3.3 Un barrido mas ancho de la señal de 1 GHz generada por el HP8640B

3.1.4 Ruido de fase de BLU (SSB phase noise)

Una definición importante de inestabilidad de fase del oscilador es la densidad espectral de las fluctuaciones de fase. Normalmente se las especifica por Hertz.

$$S_{\phi}(f_m) = \frac{\Delta\phi_{rms}^2(f_m)}{BW_{\Delta\phi_{rms}}} (rad^2/Hz) \quad (3)$$

Es más común para especificar este tipo de ruido la relación de la potencia de una banda lateral modulada en fase a la potencia total de la señal. Se especifica para una sola banda lateral a un determinado desplazamiento de la

portadora y para 1 Hz de ancho de banda y se conoce como ruido de fase de banda lateral única (SSB) y se expresa en dB

$$L(f_m) = \frac{1}{2} S_\phi(f_m) \quad (4)$$

El ancho de barrido total de la portadora a la cual se le está analizando el ruido de fase mostrada en la Fig. 3.3, es 4,8 kHz o 480 Hz por división horizontal. A 960 Hz por debajo de la portadora, si se promedia el ruido, el nivel de la banda lateral es de aproximadamente 72 dB por debajo de la portadora, o -72 dBc. El ancho de banda de resolución es 30 Hz. Para referir el ruido a 1 Hz de ancho de banda se aplica un factor de corrección.

$$L(f_m) \left(\frac{\text{dBc}}{\text{Hz}} \right) = L(f_m) \left(\frac{\text{dBc}}{\text{BW}} \right) - 10 \log BW \quad (5)$$

En este caso, $10 \log(BW)$ es 14,77 y el ruido de fase de banda lateral única SSB a 960 Hz por debajo de la portadora vale -86.8 dBc/Hz. Cuando se mide el ruido de fase con un analizador de espectro Agilent a este resultado hay que sumarle 1,7dB para tener en cuenta que el la forma del filtro de resolución del analizador no es igual al ancho de banda efectivo de ruido, y que el detector del analizador está calibrado para medir con exactitud portadores sinusoidales y no señales de ruido. Aplicada esta corrección el ruido de fase SSB queda en -85.1 dBc/Hz. Observe que el ruido de fase SSB, 960 Hz por encima de la portadora en la Fig. 3.3 es aproximadamente 4 dB inferior. La asimetría es probablemente el resultado de un promediado insuficiente o inestabilidad a largo plazo permitida por la elección de un barrido lento. La medición del ruido es un proceso estadístico. Seguramente un nuevo barrido dará resultados ligeramente diferentes. Un tiempo de barrido más breve y un promediado adicional utilizando un filtro de video de menor ancho de banda elimina gran parte de la asimetría. Desafortunadamente, un ancho de banda de vídeo inferior requiere un tiempo de barrido mayor y la medición es más propensa a ser afectada por la inestabilidad a largo plazo. Con un ancho de banda de resolución mayor y tiempos de barrido menores las bandas laterales de ruido de HP 8640B se observan más simétricas. Otra definición de la inestabilidad del oscilador está dada por la densidad espectral de fluctuaciones de frecuencia. Normalmente se la especifica por Hertz.

$$S_{\Delta f}(f_m) = \frac{\Delta f_{rms}^2(f_m)}{BW \Delta f_{rms}} (\text{Hz}^2/\text{Hz}) \quad (6)$$

El ruido de fase SSB, la densidad espectral de fluctuaciones de fase, y la densidad espectral de las fluctuaciones de frecuencia están relacionados matemáticamente.

$$S_\phi(f_m) = \frac{S_{\Delta f}(f_m)}{f_m^2} (\text{rad}^2/\text{Hz}) \quad (7)$$

$$L(f_m) = \frac{S_{\Delta f}(f_m)}{2f_m^2} \quad (8)$$

3.1.5 FM residual y PM Residual

Un barrido de frecuencia angosto del espectro de un oscilador real muestra una portadora dispersa. Esto se conoce como modulación de frecuencia residual (FM) o FM incidental. Si se detecta la señal del oscilador con un discriminador de frecuencia, entrega una banda base. Dado que la frecuencia y la fase se relacionan, se puede definir la PM residual. La PM residual está relacionada con el ruido de fase SSB por

$$\Delta \phi^2 = 2 \int_{f_a}^{f_b} L(f_m) df_m (\text{rms}) \quad (9)$$

donde f_a y f_b son las frecuencias de interés inferior y superior de la banda base en el sistema que se corresponden con los desplazamiento de frecuencias en RF. Por ejemplo, en la FM estéreo comercial las frecuencias de la banda de interés son de 30 Hz a 15 kHz. La FM residual está relacionada con el ruido de fase SSB por

$$\Delta f^2 = 2 \int_{f_a}^{f_b} f_m^2 L(f_m) df_m (\text{rms}) \quad (10)$$

La PM residual y la FM residual están directamente relacionadas con la performance del sistema.

Por ejemplo, en un sistema que utiliza modulación de FM, el último máximo valor posible de la relación S/N detectada de banda base, con una elevada relación en la entrada de C/N está dada por

$$\left. \frac{S}{N} \right|_{ultimate} = 10 \log \frac{\Delta f_{sig,rms}^2}{\Delta f^2} \quad (11)$$

donde $\Delta f_{sig,rms}$ es la desviación deseada de la señal. Por ejemplo, con una desviación de la señal deseada de 53 kHz rms, para obtener una relación de la S/N máxima de 60 dB requiere una FM residual de 53 Hz o mejor. Este valor es aproximado ya que depende de las frecuencias de pre-énfasis y de de-énfasis de la banda base que se utilizan en radiodifusión de FM para mejorar la relación S/N.

Una ventaja de la FM y PM residual como especificaciones de ruido, es su relación directa con la performance del sistema.

La FM y PM residual se pueden medir con un equipo de prueba menos caro que el que hace falta para la medición del ruido de fase SSB. La razón por la cual se prefiere el ruido de fase SSB para la especificación es que la integración del ruido de fase SSB revela el ruido residual, mientras que la determinación del ruido de fase SSB de los datos de la FM residual o de la PM residual requiere asumir una determina curva para la característica del ruido de fase SSB.

3.1.6 Ruido de dos puertos

La perturbación ruidosa de la fase de la señal de salida del oscilador considerada anteriormente se conoce como ruido de fase absoluto. Cuando una señal se transfiere a través de un dispositivo ruidoso de dos puertos se induce ruido de AM y de PM en la señal, produciendo nuevamente bandas laterales. Este ruido del dispositivo se lo llama ruido de dos puertos o ruido aditivo. Generalmente, el ruido de dos puertos es menor que el ruido de fase absoluto. A diferencia del ruido de fase absoluto, la componente de AM del ruido de dos puertos es comparable en magnitud a ruido de PM. A menos que se indique lo contrario, en este capítulo, el término ruido de fase se refiere al absoluto y no al ruido de dos puertos.

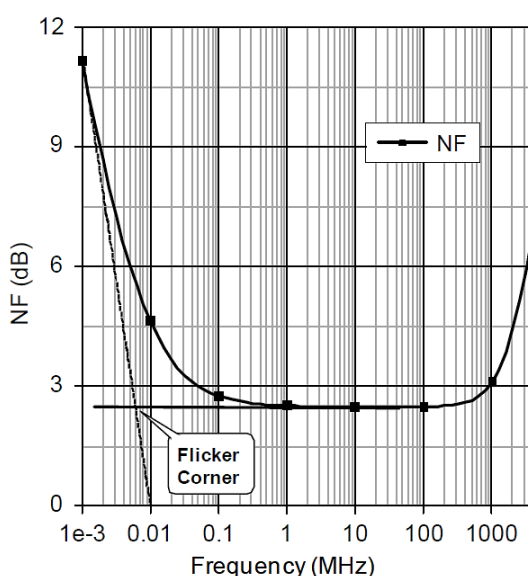


Fig. 3.4 Figura de ruido de dos puertos de un circuito amplificador con transistor bipolar y realimentaciones resistivas serie y paralelo. Se observan los efectos de los ruidos flicker (ruido 1/f) a la izquierda y de alta frecuencia a la derecha.

En la Fig. 3.4 se muestra el factor de ruido de dos puertos en decibeles de un circuito amplificador con transistor bipolar y realimentaciones resistivas serie y paralelo. De 1 a 100 MHz el ruido blanco produce una figura de ruido plana de 2,5 dB. Por encima de 100 MHz los efectos de alta frecuencia causan la figura de ruido aumente. Por debajo de 1 MHz, el ruido de parpadeo del dispositivo hace que la figura de ruido aumente. La intersección entre la figura del ruido flicker con la figura de ruido plano se la conoce como la frecuencia esquina de flicker. En este caso la esquina se ubica en 6 kHz.

3.1.7 Perturbaciones acústicas

La vibración y otras fuerzas de aceleración en un oscilador pueden perturbar la fase y la frecuencia de oscilación. La Fig. 3.5 muestra el espectro de la 1GHz de una señal producida por un HP8640B, con un pequeño vibrador mecánico apoyado sobre la misma mesa de laboratorio que el generador HP8640B. Al tocar la mesa se percibe una vibración moderada. Los niveles de las bandas laterales, entre 400 a 1000 Hz de la frecuencia central del oscilador, se incrementan en un 10 a 15 dB. En este caso, las bandas laterales están compuestas de múltiples frecuencias discretas. Estos se conocen como bandas laterales acústicas. Las bandas laterales acústicas son deterministas para una excitación sinusoidal o parcialmente no determinísticas para el caso de rodamientos ruidosos. En la aviación y otros entornos móviles, es común que las bandas laterales de ruido estén dominadas por las perturbaciones acústicas. En algunas aplicaciones, el ruido inducido por los ventiladores (coolers), verdaderamente limita la performance de un oscilador.

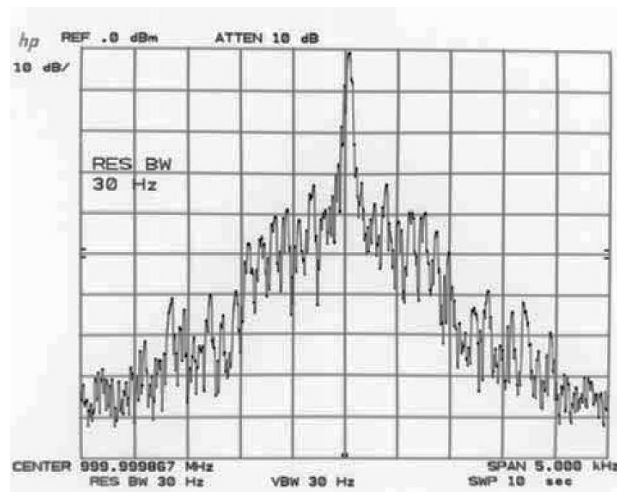


Fig. 3.5 Un espectrograma muestra una señal de 1 GHz generada por un HP8640B donde se observa las bandas laterales inducida acústicamente.

3.2 Predicción del ruido de fase

Esta sección presenta las técnicas para estimar el ruido de fase SSB de los osciladores. El método clásico descrito por D. B. Leeson [5] es sencillo e intuitivo para la minimización del ruido de fase de los osciladores. Este método está basado en la teoría lineal invariante en el tiempo (LTI). Algunos señalan que ciertas limitaciones de esta teoría son aliviadas mediante la aplicación de la teoría lineal variante en el tiempo (LTV).

3.2.1 Teoría lineal invariante en el tiempo

D.B. Leeson dio una derivación heurística, presentado sin pruebas formales el ruido de fase de la salida de un oscilador. Una prueba formal fue ofrecida por Sauvage [8]. Leeson estipulaba que un oscilador es lineal y que

los resultados requieren solo correcciones de menor importancia para tener en cuenta los efectos no lineales. También afirmaba que los componentes de AM son mucho menores que las componentes de FM excepto a frecuencias lo suficientemente alejadas de la portadora. Suponiendo un simple resonador serie o uno paralelo en la red de realimentación, la expresión para la densidad espectral de potencia de las fluctuaciones de fase es

$$S_{\phi}(\omega_m) = S_{\Delta\phi} \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{2Q\omega_m} \right)^2 \right] \quad (12)$$

donde $S_{\Delta\phi}$ es la componente de ruido aditivo de tensión, que es plana e igual a FkT/P_S para el ruido blanco y se incrementa hacia frecuencias más bajas a 6 dB/octava para el ruido flicker. F es un factor empírico débilmente correlacionado con el ruido del dispositivo, k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura de funcionamiento y P_S es la potencia de salida. Q es el Q cargado del circuito a lazo abierto del oscilador realimentado. Agregando un término para tener en cuenta el ruido flicker, la ecuación de Leeson en decibeles queda

$$L(f_m) = 10 \log \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \left(1 + \left(\frac{f_0}{2Q_L f_m} \right)^2 \right) \left(\frac{FkT}{P_S} \right) \right] \quad (\text{dBc/Hz}) \quad (13)$$

donde

f_c es la frecuencia esquina de flicker

f_m es el desplazamiento (offset), modulación o frecuencia banda base

f_0 es la frecuencia de la portadora

Q_L es el lazo abierto cargado Q

F es un factor empírico correlacionado con el ruido dispositivo

k es la constante de Boltzmann

T es la temperatura de funcionamiento, y

P_S es la potencia de salida

Dado que F es un factor empírico y f_c está solo indirectamente relacionada con la frecuencia esquina de flicker del dispositivo, el poder de predicción cuantitativo de la ecuación es limitado.

Sin embargo, el ruido de fase predicho por la ecuación de Leeson correlaciona relativamente bien con los datos de osciladores ensayados.

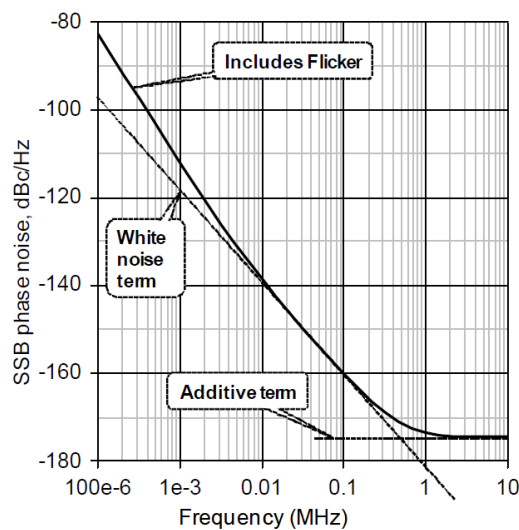


Fig. 3.6 Típico ruido de fase SSB versus desplazamiento desde la portadora

La Fig. 3.6 es un gráfico de ruido de fase SSB según lo predicho por la Ec.13 con una frecuencia de portadora de 100 MHz, una frecuencia esquina de flicker de 6 kHz, un Q cargado de 100, un factor de ruido del amplificador

de 1,77 (2,5 dB) y 0 dBm de potencia de salida. Para un desplazamiento de frecuencia superior a la mitad del ancho de banda del resonador, $f_o/2Q$, el ruido de fase SSB es plano con frecuencia según lo determinado por el tercer término de la Ec. 13.

Generalmente, el ruido AM domina en esta región de frecuencia. Para un desplazamiento de frecuencia menor que $f_o/2Q$, el ruido de fase SSB aumenta proporcional a f_m^{-2} como está determinado por el segundo término de la Ec. 13. Para un desplazamiento de frecuencia menor que la esquina flicker, el ruido de fase SSB aumenta proporcional a f_m^{-3} donde el primer término proporciona el factor f_m^{-1} . Para frecuencias de desplazamiento muy cercanas a la de la portadora, se produce un paseo aleatorio (random walk) con una pendiente total de ruido de f_m^{-4} .

3.2.2 Extensiones a la teoría

Para simplificar, el ruido de fase predicho por la ecuación de Leeson se lo llama ruido Leeson. Sin embargo, el ruido de fase de un oscilador, tanto determinístico como no determinístico está generado también por otros mecanismos además de las perturbaciones de fase de la etapa de sostenimiento predichos por Leeson. Los mismos se consideran a continuación.

3.2.2.1 Pushing

Un cambio en la tensión de alimentación cambia la polarización y las características de la función de transferencia de un amplificador. Un cambio en la fase origina un desplazamiento de la frecuencia del oscilador. Por lo tanto, el ruido en la tensión de la fuente de alimentación se traduce en ruido de fase en el espectro de salida del oscilador.

Este ruido es predecible, y está basado en la sensibilidad de la frecuencia de un oscilador a los cambios estáticos producidos en la tensión de alimentación. El pushing se determina midiendo la frecuencia de oscilación para tensiones de alimentación encima y por debajo de la tensión nominal. La desviación de fase de la portadora está dada por

$$\theta_d = \frac{2K_p V_{ns}}{f_m} \quad (14)$$

donde K_p es la sensibilidad de la frecuencia a la tensión de alimentación en Hz/V y V_{ns} es la tensión de ruido de la fuente. Luego el nivel de ruido SSB vale

$$L(f_m) = 20 \log \frac{\theta_d}{2} \quad (15)$$

Si V_{ns} es una señal discreta las bandas laterales son determinísticas. Si V_{ns} es ruido con unidades de V/Hz entonces las bandas laterales no son determinísticas.

3.2.2.2 Ruido por modulación de varactor

Es común que los osciladores se sintonicen por un capacitor variable controlado por tensión, llamados diodo varactor o diodo varicap. Entonces cualquier ruido en la tensión de sintonización modula a la portadora. Sin embargo, aunque la tensión de sintonización no tuviera ruido, todos los varactores poseen ruido interno. La resistencia efectiva de ruido, R_{enr} , para varactores de silicio con juntura abrupta e hiperabrupta va de 300 ohm a 10 kohm. Esta resistencia no es la resistencia serie efectiva usada para modelar el Q sin carga del varactor. La

resistencia serie efectiva usada para modelar el Q descargado del varactor es normalmente menor de 10 ohm. El concepto de resistencia efectiva de ruido es pobremente entendido por los fabricantes de varactores, quienes no la especifican en las hojas de datos.

La tensión de ruido producido por la resistencia efectiva es el ruido

$$V_{nv} = \sqrt{4kTR_{enr}} \quad (16)$$

y la desviación de fase pico en 1 Hz de ancho de banda es

$$\theta_d = \frac{\sqrt{2}K_v V_{nv}}{f_m} \quad (17)$$

donde K_v es la constante de la ganancia del VCO expresada en Hz/V. El ruido de fase SSB está dado nuevamente por la Ec. 15. El ruido de fase total SSB de un oscilador controlado por varactor es la suma de potencia del ruido de fase debido a Leeson, el ruido pushing, y el ruido de modulación del varactor. De la Ec. 17 es evidente que la degradación del ruido de modulación de varactor es más severa para osciladores con ancho de banda de sintonización absoluto más amplio. Este ruido es el limitante en osciladores con constantes de ganancia de 50 MHz/V o mayor.

VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR SURFACE MOUNT MODEL: DCRO1317-5

OPTIMIZED BANDWIDTH

136 - 174 MHz

FEATURES:

- ▶ Exceptional Phase Noise Performance
- ▶ Small Size, Surface Mount
- ▶ Lead Free Patented REL-PRO® Technology
- ▶ Planar Resonator Construction

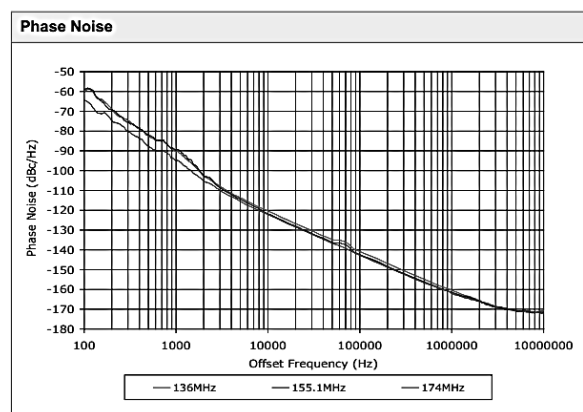


Fig. 3.7 Característica de ruido de fase SSB del oscilador controlado por tensión Synergy DCRO1317-5

En la Fig. 3.7 y la Fig. 3.8 se muestran dos módulos osciladores, de aproximadamente la misma gama de frecuencias. El primero es un VCO, probablemente controlado por un diodo varicap, y el segundo es un OCXO de frecuencia fija. Observe que el ruido de fase térmico plano, vale en ambos dispositivos aproximadamente lo mismo -170dBc, pero en el VCO el ruido de fase comienza a crecer aproximadamente dos décadas antes que en el OCXO. Esto se debe al ruido producido por el diodo varactor necesario para realizar la sintonía del VCO y el Q cargado del circuito.

Sin embargo si el VCO es parte de un sintetizador con PLL, y el lazo esta enganchado, su ruido de fase tiende a aproximarse al ruido de fase del oscilador fijo de referencia.

3.2.2.3 Ruido de buffer

Los amplificadores separadores, denominados en inglés buffer, se utilizan para aislar la carga evitando que la variación de la misma pueda influir en la amplitud, la fase o la frecuencia del oscilador. Un amplificador separador degrada la performance del ruido de fase cuando su ruido térmico, referenciado a su entrada, excede el

ruido de salida del oscilador. El ruido de buffer referenciado a su entrada, y luego referenciado a la portadora del oscilador viene dado por

$$L(f_m) = 10 \log \frac{F_{buf} kT}{P_S} \quad (18)$$

OVEN CONTROLLED CRYSTAL OSCILLATOR PLUG-IN MODEL: OXO120-1-349

FEATURES:

- Exceptionally Low Phase Noise
- Fast Warm-up Time
- Low Power Consumption
- Tight Frequency Stability
- Excellent Long-Term Stability
- El. Frequency Tuning Input
- Reference Voltage Output
- Small CO-8 package



Phase Noise O.30.800784-LF - 120.000 MHz

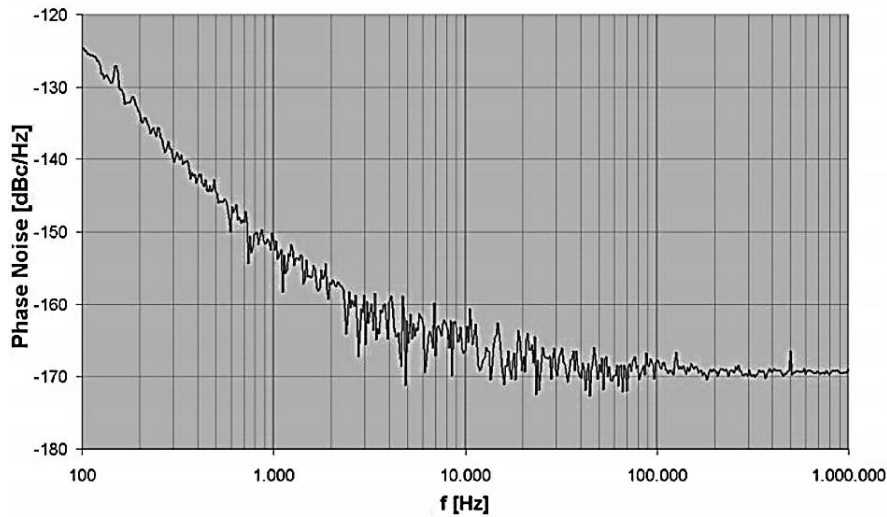


Fig. 3.8 Característica de ruido de fase SSB del módulo oscilador con cristal controlado por horno Synergy OXO120-1-349

3.2.2.4 Ecuación maestra de ruido

Los términos anteriores no están correlacionados y por lo tanto se suman sus potencias. Por lo tanto, el ruido de fase combinado de un oscilador es

$$L(f_m) = 10 \log \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \left(1 + \left(\frac{f_0}{2Q_L f_m} \right)^2 \right) \left(\frac{FkT}{P_S} \right) + \frac{2kT R_{enr} K_v^2}{f_m^2} + \left(\frac{K_P V_{ns}}{f_m} \right)^2 + \frac{F_{buf} kT}{P_S} \right] \quad (dBc/Hz) \quad (19)$$

donde las variables se han definido en las secciones anteriores. Esta expresión para el ruido SSB incluye términos para todas las fuentes de ruido en osciladores bien diseñados, sin excesivo margen de ganancia del lazo abierto y con componentes pasivos que sólo poseen ruido térmico.

3.2.2.5 Multiplicación de frecuencia

La multiplicación de frecuencia de la salida de un oscilador degrada la performance del ruido de fase SSB. Con un factor N de multiplicación de frecuencia,

$$L_{xN}(f_m) = L(f_m) + 10 \log N^2 + A \quad (\text{dBc/Hz}) \quad (20)$$

donde A es un factor aditivo que depende del tipo de multiplicador de la frecuencia usado. Los multiplicadores de frecuencia operan por dos principios: reactancia no lineal tal como un varactor, o conductancia no lineal como con los diodos dobladores. Los diodos dobladores de barrera Schottky tienen un factor A aditivo bajo de un decibel o menos. Los varactores reactivos y los diodos multiplicadores tipo snap son generalmente ruidosos.

3.3 Estimación de la fuente de ruido predominante

Como se describe en la Sección 3.2, muchos mecanismos pueden contribuir al ruido de fase SSB de un oscilador. Mejorar el desempeño en el ruido de fase requiere la determinación de las principales fuentes de ruido. Por ejemplo, si la fuente predominante es el ruido de modulación producido por el varactor, aumentar el cargado Q del circuito a lazo abierto no va a contribuir mucho para mejorar el ruido de fase del oscilador.

Si se conocen los parámetros, la ecuación maestra del ruido de fase, Ec. 19, se aplica para estimar cual ruido predomina. El ruido de Lesson, el ruido de modulación de varactor, el ruido pushing o el ruido buffer.

Si no se conocen los valores de los parámetros, o para confirmar, se puede anular el ruido de modulación del varactor temporalmente reemplazando el mismo por un capacitor fijo. Si es necesario un enganche de fase durante la medición del ruido de fase, se puede reducir significativamente el rango de sintonía mediante el uso de una capacidad en serie o en paralelo con el varactor.

Para anular el ruido pushing temporalmente se puede reemplazar la fuente de alimentación por una batería.

A menos que la potencia de salida del oscilador sea menor que 0 dBm o la figura de ruido del amplificador buffer sea alta, el ruido de buffer no afecta substancialmente el ruido de fase del oscilador, excepto, quizá a frecuencias bastante alejadas de la portadora. Como normalmente el buffer solo se usa para aislar al oscilador de la carga, solo con el propósito de evaluar el comportamiento de ruido del oscilador, se puede retirar o anular temporalmente.

3.4 Efectos del ruido de fase

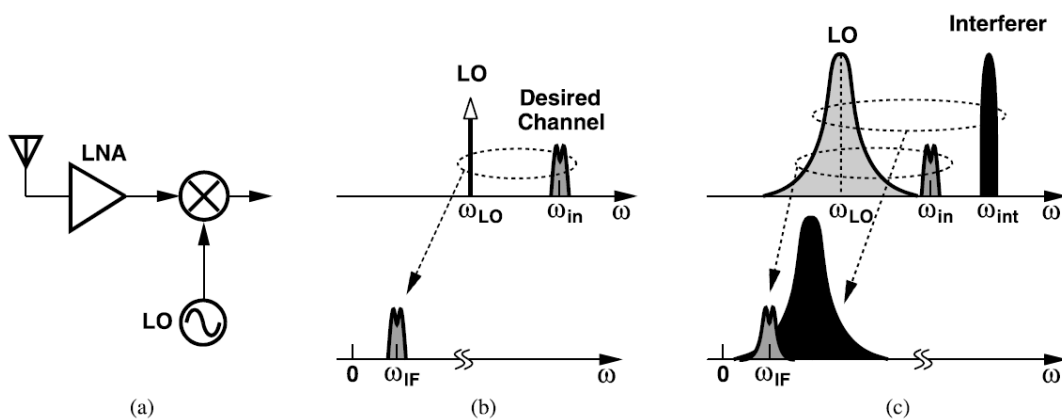


Fig. 3.9 (a) Parte frontal de un receptor. (b) Downconversion con LO ideal. (c) Downconversion con un LO ruidoso

Para entender el efecto del ruido de fase en los sistemas de RF, consideremos la parte frontal de un receptor mostrado en la Fig. 3.9(a) y analicemos el espectro downconverted.

En la Fig. 3.9(b) se muestra el canal deseado convolucionado con el impulso ω_{LO} , produciendo un señal IF en $\omega_{IF} = \omega_{in} - \omega_{LO}$. Suponga que la señal del LO posee ruido de fase, y la señal deseada esta acompañada por una

señal grande interferente (podría ser una transmisión en el canal adyacente). Como se ilustra en la Fig. 3.9(c) la convolución de la señal deseada y la señal interferente con la señal del LO ruidoso ocasiona que la señal interferente, ensanchada por el ruido del LO corrompe la señal IF deseada. Este fenómeno se lo llama mezcla recíproca

La mezcla recíproca se vuelve crítica en receptores que no pueden filtrar en la etapa de RF las señales interferentes. Una vez que llegan al mezclador este último no hace distinciones. Entonces para evitar este problema, el ruido de fase del LO debe ser lo suficientemente pequeño, como para que cuando se integra en el ancho del canal deseado produzca una corrupción depreciable.

Ejemplo

Un receptor GSM debe soportar una interferencia localizada a tres canales de distancia del canal deseado y es 45 dB mayor. Estime el ruido de fase del LO máximo tolerable si la corrupción por mezcla recíproca debe permanecer 15 dB debajo del nivel de la señal deseada.

Solución: En la figura Fig. 3.10 se muestra un espectro downconverted. La potencia total de ruido introducida por la señal interferente en el canal deseado es igual a

$$P_{n,tot} = \int_{f_L}^{f_H} S_n(f) df \quad (21)$$

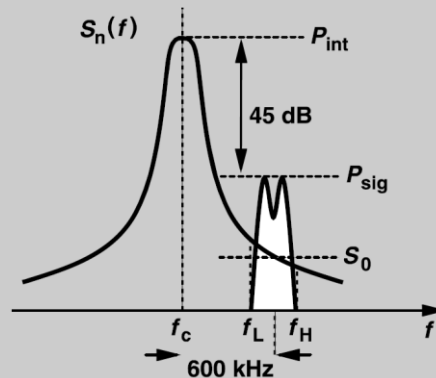


Fig. 3.10 Ejemplo de mezcla recíproca.

donde $S_n(f)$ es el espectro interferente y f_L y f_H son los límites inferior y superior del canal deseado respectivamente. Por simplicidad, asumiendo que $S_n(f)$ es relativamente plano en este ancho de banda e igual a S_0 , se obtiene $P_{n,tot} = S_0(f_H - f_L)$. Entonces

$$SNR = \frac{P_{sig}}{S_0(f_H - f_L)} \quad (22)$$

lo cual debería ser al menos 15 dB. En otras palabras,

$$10 \log \frac{S_0}{P_{sig}} = -15 \text{ dB} - 10 \log(f_H - f_L) \quad (23)$$

Dado que la señal interferente está convolucionada con el ruido de fase del LO (S_0), debe ser normalizada con P_{int} . Teniendo en cuenta que $10 \log(P_{int}/P_{sig}) = 45 \text{ dB}$, reescribimos la Ec. 23 como

$$10 \log \frac{S_0}{P_{int}} = -15 \text{ dB} - 10 \log(f_H - f_L) - 45 \text{ dB} \quad (24)$$

Si $f_H - f_L = 200 \text{ kHz}$ entonces

$$10 \log \frac{S_0}{P_{int}} = -113 \text{ dB/Hz} \quad (25)$$

el ruido de fase SSB de la señal del LO no puede mayor que -113 dB/Hz a 600 kHz de desplazamiento.

El ruido de fase en el LO también corrompe las señales moduladas en fase en los procesos de upconversion o downconversion. Como el ruido de fase no es distinguible de la modulación de fase (o frecuencia), la mezcla de una señal con un LO ruidoso en el TX o en el RX corrompe la información transportada por la señal. Por ejemplo, sea una señal QPSK que contiene ruido de fase expresada de la siguiente forma

$$X_{QPSK} = A \cos \left[\omega_c t + (2k + 1) \frac{\pi}{4} + \phi_n(t) \right] \quad k = 0, \dots, 3 \quad (26)$$

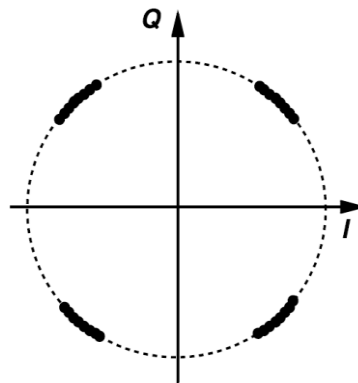


Fig. 3.11 Corrupción de una señal con modulación QPSK por el ruido de fase.

revelando que la amplitud no es afectada por el ruido de fase. Los puntos de la constelación experimentan únicamente una rotación aleatoria alrededor del origen, Fig. 3.11. Si esta es suficientemente importante, el ruido de fase y otras no idealidades pueden mover los puntos de la constelación a otro cuadrante produciendo errores en la demodulación.

Ejemplo

Determine cuales puntos en una constelación 16-QAM son más sensibles al ruido de fase.

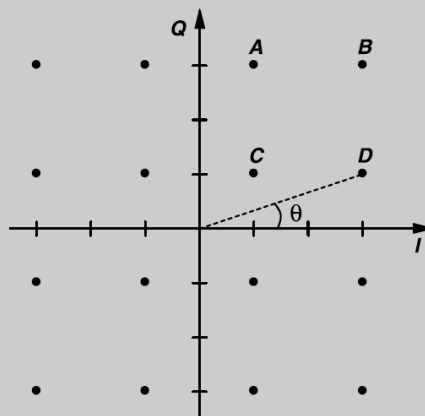


Fig. 3.12 Constelación 16-QAM para estudiar el efecto del ruido de fase.

Solución:

Considere los cuatro puntos del cuadrante de arriba a la derecha de la Fig. 3.12. Los puntos B y C pueden tolerar una rotación de 45° antes de introducirse en los cuadrantes adyacentes. Por otro lado los puntos A y D, solo pueden rotar $\theta = \tan^{-1}(1/3) = 18,4^\circ$. Entonces, los ocho puntos externos cercanos a los ejes I y Q son los más sensibles al ruido de fase.

3.5 Parámetros de ruido

La figura de ruido, es en principio, un modelo simplificado del ruido real en un sistema. Esta descripción supone un único elemento de ruido teórico presente en cada etapa. La mayoría de los dispositivos de amplificadores reales tales como transistores pueden tener múltiples contribuyentes al ruido, ruido térmico, ruido de disparo (shot), ruido 1/f o de parpadeo (flicker), como ejemplos. El efecto de la impedancia de la fuente en estos procesos de generación de ruido puede ser una relación muy compleja. La figura de ruido resultante de una medición de la figura de ruido está influenciada por la adaptación entre la fuente de ruido y la adaptación del instrumento de medición. La fuente de ruido es la impedancia de fuente para el DUT (device under test) y el DUT es la impedancia de fuente para el instrumento de medición. La figura real de ruido del dispositivo en su entorno de operación quedará determinada por la adaptación del mismo a los otros componentes del sistema. El diseño de amplificadores de bajo ruido requiere ciertos compromisos entre la ganancia de una etapa y su figura de ruido correspondiente. Para tomar estas decisiones se requiere un conocimiento de cómo la ganancia y la figura de ruido del dispositivo activo cambian en función de la impedancia o admitancia de la fuente. La figura de ruido mínima no ocurre necesariamente cuando la impedancia de la fuente es la impedancia del sistema, Z_0 , o es el conjugado de la impedancia de entrada que maximiza la ganancia. Fig. 3.13.

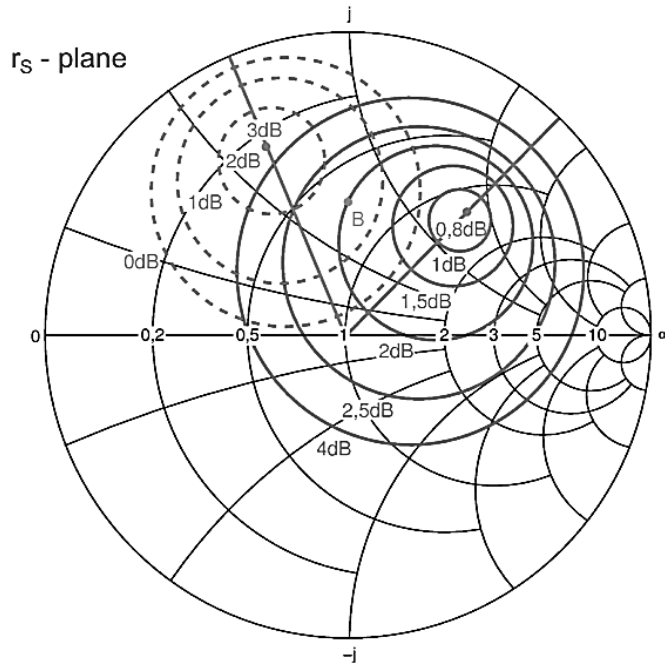


Fig. 3.13 Plano de Γ_S . En líneas continuas los círculos de figura de ruido constante y en líneas de guiones los círculos de ganancia constante. La figura de ruido mínima es 0,8 dB.

Para entender completamente el efecto de la falta de adaptación en un sistema, se necesitan dos caracterizaciones diferentes del dispositivo bajo prueba (DUT), una para el ruido y otra para la ganancia. Los parámetros S se pueden usar para calcular la ganancia disponible en un sistema perfectamente adaptado, pero no pueden ser usados para encontrar figura de ruido óptima. Para la caracterización de los parámetros de ruido se utiliza un sintonizador especial para presentar diferentes impedancias complejas al DUT.

La dependencia de la figura de ruido con la impedancia de fuente del sintonizador está descrita por

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \left(\frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_S|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)} \right) \quad (27)$$

donde Γ es coeficiente de reflexión de fuente que resulta en una figura de ruido F . En la ecuación, F_{min} es la mínima figura de ruido que ocurre cuando $\Gamma = \Gamma_{opt}$. R_n es la resistencia de ruido (describe la sensibilidad de la

figura de ruido a los cambios de la admitancia de fuente). A F_{min} , R_n y Γ_{opt} se los conoce como los “parámetros de ruido”. Cuando se traza Γ_S en una carta de Smith para un conjunto de figuras de ruido constantes, F , quedan definidos círculos de ruido constante. Los círculos de ruido constituyen un formato conveniente para mostrar la relación compleja entre la impedancia de la fuente y el factor de ruido.

3.6 Modelos de ruido para simuladores

Existen varios formatos para especificar las características de los dispositivos para los simuladores. Uno bastante difundido es el dado por el [6], las especificaciones se dan en archivos de texto como el ejemplo mostrado en la Tabla 3.1.

En la misma se describen los parámetros S versus la frecuencia en la parte superior y los parámetros de ruido en la parte inferior.

Este archivo es muy simple y solo requiere saber que el símbolo ! inicia un comentario y el símbolo # describe el formato de datos subsiguientes.

MHz S MA R 50 indica la que la frecuencia es en MHz, que los parámetros son S, que están expresados en MA módulo y ángulo, y R 50 indica que la impedancia de referencia es 50 ohm. GUM significa Ganancia Unidireccional Máxima, pero el dato no es interpretado por el simulador ya que están después de un !, es solo para ser leído por el usuario.

Los datos de ruido no necesitan un encabezado, solo es necesario que la menor frecuencia sea menor o igual a la mayor frecuencia de los parámetros S anteriores y esto ya indica el comienzo de la información de ruido. El coeficiente de reflexión óptimo de entrada y la resistencia de ruido están normalizados con la misma especificación de la línea de opciones que la usada para los parámetros de red. De izquierda a derecha, frecuencia en MHz, F_{min} en dB, luego Γ_{opt} y R_n referenciados a 50 ohm.

Tabla 3.1. Formato de archivo, según especificación Touchstone®, de los parámetros S y de ruido para el transistor BFG505 polarizado a 3 V y 2.5 mA.

```
! Filename: BFG505C.S2P Version: 3.0
! Philips part #: BFG505 Date: Feb 1992
! Bias condition: Vce=3V, Ic=2.5mA
! IN LINE PINNING: same data as with cross emitter pinning.
# MHz S MA R 50
! Freq S11 S21 S12 S22 !GUM [dB]
40 .949 -3.5 6.588 176.1 .005 86.6 .993 -2.0 ! 45.1
100 .942 -8.7 6.499 170.9 .012 83.9 .988 -4.9 ! 42.0
200 .920 -17.1 6.337 163.0 .024 79.0 .972 -9.5 ! 36.8
300 .892 -25.6 6.226 155.7 .035 74.1 .949 -13.8 ! 32.8
400 .858 -33.9 6.046 149.3 .045 69.6 .922 -17.6 ! 29.6
500 .823 -41.3 5.771 143.5 .053 65.8 .893 -21.1 ! 27.1
600 .788 -48.4 5.529 138.3 .060 62.9 .862 -24.1 ! 25.0
700 .750 -55.5 5.338 133.3 .066 60.0 .830 -26.5 ! 23.2
800 .706 -62.1 5.126 128.1 .071 57.6 .801 -28.6 ! 21.6
900 .663 -68.1 4.858 123.3 .076 55.6 .772 -30.5 ! 20.2
1000 .619 -74.2 4.605 119.0 .080 53.8 .745 -32.3 ! 18.9
1200 .539 -86.9 4.210 111.0 .088 51.6 .702 -35.9 ! 16.9
1400 .480 -99.2 3.910 103.9 .094 49.9 .675 -38.8 ! 15.6
1600 .436 -109.5 3.550 97.7 .099 49.6 .656 -40.9 ! 14.4
1800 .388 -118.1 3.232 93.3 .104 49.8 .633 -42.1 ! 13.1
2000 .337 -129.1 2.967 88.3 .107 49.2 .604 -43.8 ! 11.9
2200 .307 -142.7 2.770 83.9 .112 48.6 .577 -46.9 ! 11.0
2400 .304 -154.6 2.585 78.5 .115 48.6 .566 -51.0 ! 10.3
```

```

2600 .304 -163.0 2.386 75.5 .123 49.7 .576 -54.8 ! 9.7
2800 .288 -170.1 2.291 72.2 .129 50.2 .588 -56.5 ! 9.4
3000 .275 179.0 2.125 68.6 .131 51.1 .582 -57.3 ! 8.7
! Noise data:
! Freq. Fmin Gamma-opt rn
900 1.30 .583 19.0 .69
2000 1.90 .473 45.0 .55

```

Referencias

- [1] Randall W. Rhea, Discrete Oscillator Design, Artech, January 30, 2010.
- [2] Behzad Razavi, RF Microelectronics, Second Edition, Prentice Hall, 2011.
- [3] Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements, Agilent Technologies, Application Note 57-1, 2010.
- [4] Jeremy Everard, Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators, John Wiley & Sons Ltd, 2001.
- [5] D.B. Leeson, A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum, Proc. of the IEEE, February 1966, pp. 329-330.
- [6] Touchstone® File Format Specification Version 2.0, Ratified by the IBIS Open Forum, April 24, 2009.