

COMUNICACIONES OPTICAS

ENLACES FOTONICOS DE MICROONDAS

II

(RUIDO Y DISTORSION)

Universidad Autónoma de Baja California UABC
FACULTAD DE INGENIERIA ENSENADA
Dr. Horacio Luis Martínez Reyes

FIGURA DE RUIDO

Es importante conocer el ruido para conocer la mínima señal que se puede enviar por el enlace contribuyendo al máximo SFDR para enlaces fotónicos de RF.

La potencia de ruido a la salida del enlace n_{out} esta relacionada al ruido a la entrada del enlace n_{in} por la figura de ruido, NF, definida por:

$$NF = 10 \log_{10} \left(\frac{s_{in} / n_{in}}{s_{out} / n_{out}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{n_{out}}{g_t n_{in}} \right)$$

Donde: $n_{in} = k T_o \Delta f$ y $T_o = 290K$ (27)

s_{in} y s_{out} son las potencias de las señales de RF a la frecuencia ω a la entrada y a la salida del enlace, k es la constante de Boltzmann y Δf es el ancho de banda del ruido. Cuando las terminales de la entrada y la salida son acopladas, s_{out}/s_{in} es la ganancia del enlace g_t .

De la ec (27) se puede observar que:

1. Cuando no hay ruido agregado por el enlace, la NF mínima es 0 dB
2. NF no depende de la potencia s_{in}

n_{out} es mayor que $g_t n_{in}$ debido a las contribuciones de ruido adicional del láser, el detector y los elementos de circuito. Por lo tanto, la ec. (27) se puede reescribir como:

$$n_{out} = g_t n_{in} + n_{add} \quad \text{y} \quad NF = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{n_{add}}{g_t n_{in}} \right) \quad (28)$$

Desde un punto de vista alternativo, el efecto de ruido n_{add} en la ec. (28) se puede considerar como un ruido adicional equivalente a la entrada el cual es n_{add}/g_t . La ec (28) se puede generalizar para incluir el ruido agregado a cualquier punto en el enlace $n_{add,i}$

$$NF = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{\sum_i n_{add,i} / g_i}{n_{in}} \right) \quad (29)$$

G_i es la ganancia entre la entrada del enlace y la fuente de ruido adicional

Fuentes de ruido y sus modelos

Las fuentes de ruido en enlaces fotónicos son estadísticamente independientes, tal que la potencia del ruido total de todas esas fuentes es la suma de las potencias de ruido independientes.

Ruido térmico

Cuando se utiliza algún resistor en un circuito, este genera ruido térmico, también conocido como ruido Johnson. Es un ruido blanco,, que significa que la potencia de ruido por unidad de ancho de banda es una constante, independiente de la frecuencia. Para limitar la contribución de la potencia de ruido por tal fuente de ruido de banda ancha, se coloca un filtro eléctrico de ancho de banda Δf en el circuito. El ruido debido a una resistencia R se considera como un generador de corriente de ruido en paralelo con un resistor R sin ruido, la corriente de ruido del ruido térmico es:

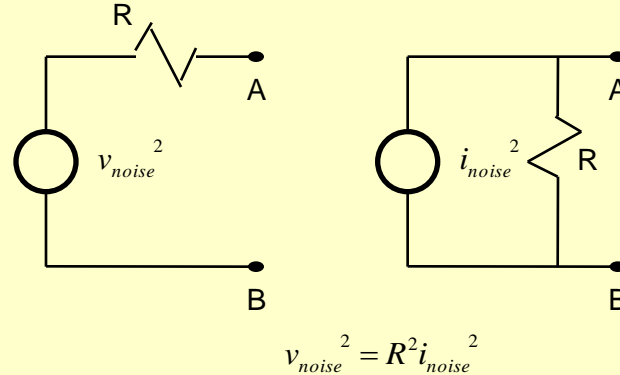
$$\overline{i_t^2} = \frac{4kT\Delta f}{R} \quad (30)$$

T es la temperatura en grados kelvin. Hay también una representación de esta fuente en voltaje

En la figura se muestran las fuentes equivalentes de ruido de voltaje y de corriente.

$$\overline{v_{noise}^2} = R^2 \overline{i_{noise}^2}$$

fuentes de ruido
equivalentes



Para cualquier impedancia compleja, el ruido térmico es generado en la parte resistiva de la impedancia. Cuando hay una carga acoplada R , la potencia de ruido a la carga es

$$(\overline{i_t^2} / 4) R = kT \Delta f$$

Ruido de disparo

El ruido de disparo es generado cuando una corriente eléctrica con valor promedio I_D se genera por una serie de eventos aleatorios independientes, e.g. la fotocorriente en un detector. Es una fuente de ruido blanco. Con un filtro de ancho de banda Δf , el ruido de disparo se representa por una media cuadrática de un generador de corriente de ruido de disparo (en paralelo con un generador de corriente I_D sin ruido).

$$\overline{i_{sn}^2} = 2q\overline{I_D}\Delta f \quad (31)$$

Donde q es la carga de un electrón. Este ruido es proporcional a I_D . De esta forma, el ruido de disparo puede ser mayor al ruido térmico si la corriente es grande. Esto representa una desventaja de utilizar grandes P_L en enlaces fotónicos.

Ejemplo: ruido de disparo a $I_D = 1$ mA es igual al ruido térmico de un resistor de 50 ohms a 290 °K.

Ruido de Intensidad Relativo RIN

Hay fluctuaciones de intensidad del láser causadas por emisiones espontáneas aleatorias. Esas fluctuaciones se conocen como rin, el cual se define como:

$$rin = \frac{\overline{\delta p_1^2 \Delta f}}{P_L^2} \quad (32)$$

Donde:

$\overline{\delta p_1^2}$ Es la media cuadrática de la densidad espectral de las fluctuaciones en intensidad

$\overline{P_L^2}$ Es el promedio cuadrático de la potencia del láser

Generalmente el rin se representa en términos de RIN, donde:

$$RIN = 10 \log_{10}(rin) \quad (33)$$

El espectro del RIN no es plano, por lo tanto, no es un ruido blanco. Sin embargo, por simplicidad, la mayoría de los análisis de enlaces se considera que el RIN es una constante en el ancho de banda de interés. El RIN difiere del tipo de láser y del tipo de fibra multimodo o monomodo.

Ejemplo: lasers de estado solido, RIN = -170 dB; diodos laser, RIN = -145 dB para $\Delta f = 1$ Hz

$\overline{P_L^2}$ y $\overline{\delta p_1^2}$ Producen corrientes en la resistencia de carga después de la detección y se utiliza el mismo circuito por lo que, de la ec. 32:

$$\overline{i_{rin}^2} = rin \cdot \overline{I_D^2} \cdot \Delta f \quad (34)$$

Por lo que, el ruido de disparo es proporcional a I_D . Por lo que el ruido RIN es dominante a grandes potencias promedio del láser.

Análisis de la figura de ruido de enlaces representativos

Para encontrar la figura de ruido de un enlace, se necesita calcular el n_{add} a la salida del ruido equivalente, $\Sigma n_{i,add}/g_i$

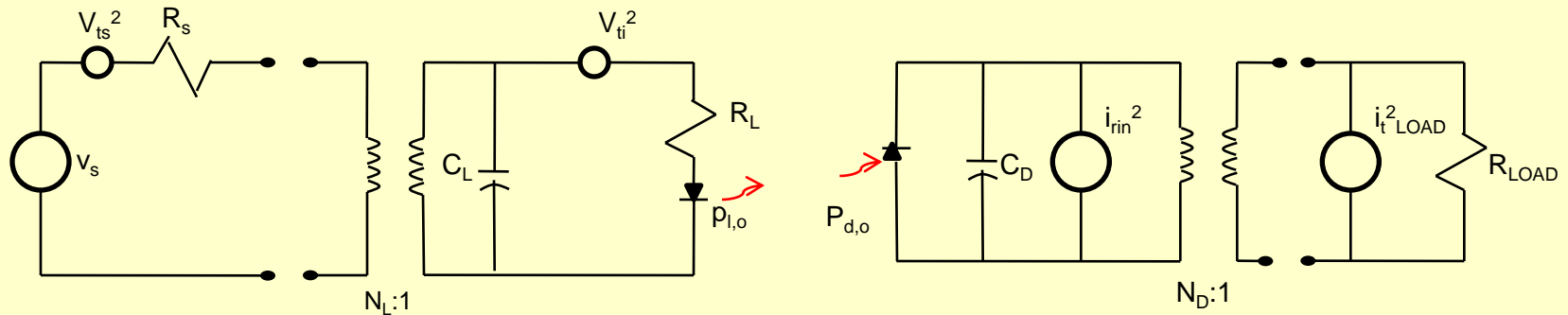
La NF de un enlace depende de las fuentes de ruido, su localización y la configuración de circuito del enlace.

Cuando el n_{add} es causado principalmente por una fuente de ruido dominante, las otras fuentes pueden ser despreciadas.

NF de un enlace con ruido RIN dominante utilizando un laser modulado directamente.

El ruido térmico debido a R_s y R_L se representan por la fuente de voltaje de ruido equivalente en serie con la resistencia. El ruido RIN se muestra como una fuente de ruido de corriente en paralelo con el fotodetector.

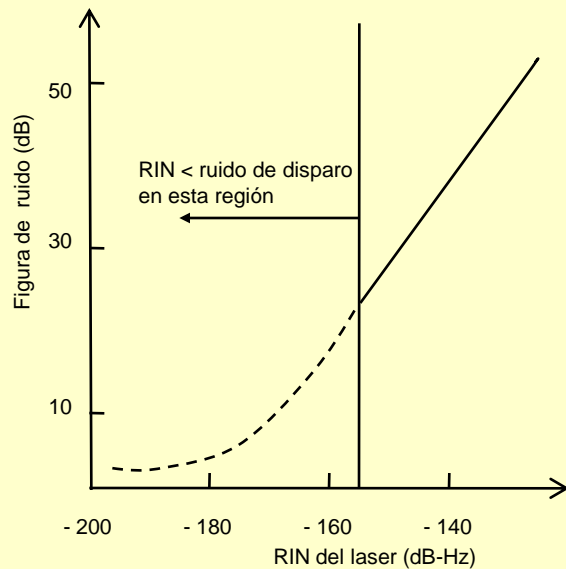
$$\begin{aligned} \overline{v_{ts}^2} &= 4kTR_s\Delta f & \overline{v_{ti}^2} &= 4kTR_L\Delta f \\ \overline{i_{tLOAD}^2} &= 4kT\Delta f / R_L & \overline{i_{rin}^2} &= rin\overline{I_D^2}\Delta f \end{aligned} \quad (35)$$



Circuito equivalente de un enlace RF para el calculo de la NF con ruido RIN dominante y un laser directamente modulado

El RIN típico de un laser es < -150 dB/Hz y la corriente promedio del detector es 1 mA. Así, $i_{rin}^2 = 1 \times 10^{-21} > i_{sn}^2 = i_1^2 = 3.2 \times 10^{-22} \text{ A}^2/\text{Hz}$. Obteniendo un valor razonable para la NF basada en solo dos contribuciones para n_{add} . Una es el ruido térmico de R_L . Debido a que la fuente de ruido se localiza en el mismo lazo de la fuente de modulación, tiene la misma ganancia de entrada a salida que la fuente. Su contribución a n_{add} es $g_t kT \Delta f$. La otra contribución es el ruido RIN. Como esta localizado a la salida del enlace antes del transformador. Su contribución a n_{add} es $N_D^2 i_{rin}^2 R_{LOAD} \Delta f$. Por lo que:

$$NF = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{g_t kT + \overline{i_{rin}^2} N_D^2 R_{LOAD}}{g_t kT} \right) = 10 \log_{10} \left(2 + \frac{\overline{i_{rin}^2} R_{LOAD}}{N_1^2 s_1^2 s_d^2 kT} \right) \quad (36)$$



La figura muestra a la ecuación 36 con: $s_l = 0.2 \text{ W/A}$, $s_d = 0.8 \text{ A/W}$, $T = 290$, y $R_{\text{LOAD}} = 50 \text{ ohms}$.

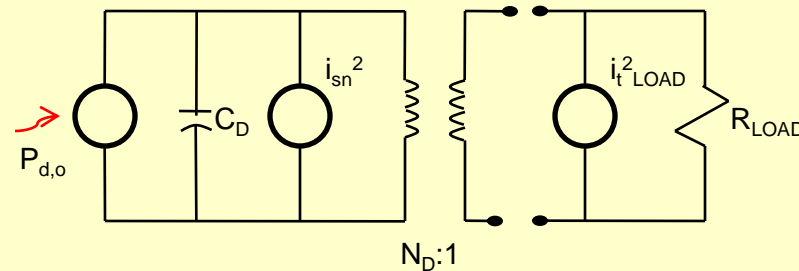
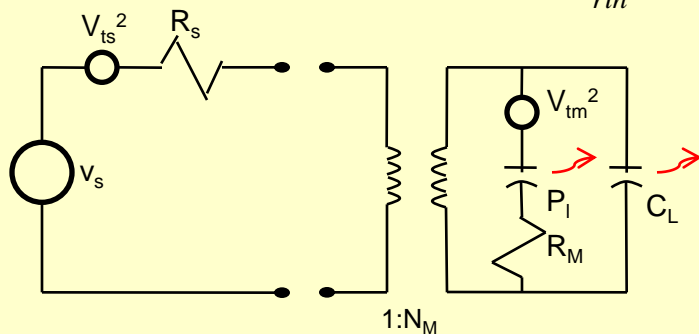
La NF aumenta con el RIN. Para una I_D de 1 mA, el ruido de disparo debería ser igual al RIN para -168 dBm. En consecuencia el enlace es dominado por el ruido de disparo para RIN menor a -168 dBm. Y el análisis debe ser modificado. Aun para valores pequeños de RIN y ruido de disparo, la NF nunca es menor a 3 dB [=10log₁₀(2)].

NF de un enlace con ruido de disparo dominante utilizando un modulador externo.

Generalmente se utilizan láseres de estado solido en este tipo de enlaces con: $RIN < -175 \text{ dB/Hz}$, $PL = 10 \text{ mW}$ y $TFF = 3 \text{ dB}$, resultando $I_D = 4 \text{ mA}$ (para $s_d = 0.8 \text{ A/W}$). Así:

$$i_{sn}^2 = 1.28 \times 10^{-21} \text{ A}^2 / \text{Hz} > i_t^2 = 3.20 \times 10^{-22} \text{ A}^2 / \text{Hz} \quad \text{Para } (R = 50 \text{ ohms})$$

$$> i_{rin}^2 = 5.06 \times 10^{-23} \text{ A}^2 / \text{Hz} \quad (37)$$



Circuito equivalente

En el circuito equivalente se muestran las fuentes de ruido térmico para R_M , R_{LOAD} y R_S , con lo que:

$$NF = 10 \log_{10} \left(2 + \frac{2qI_D}{s_m^2 s_d^2 R_M kT} \right) \quad (38)$$

Como se había observado el límite teórico de la NF es de 3 dB. Sin embargo, la NF disminuye con el incremento del ruido de disparo (o I_D). Esto se debe a la combinación de la definición de la NF y la dependencia de la ganancia con la potencia óptica. En la ec. 29 la NF mueve a todas las fuentes de ruido del enlace a fuentes de ruido equivalentes a la entrada. En este caso para mover el ruido de disparo de la salida a la entrada se debe dividir por la ganancia del enlace. En un enlace modulado externamente esta ganancia es proporcional al cuadrado de la potencia óptica. Esto implica que la ganancia se incrementa más rápido que el ruido de disparo. Lo cual significa que aunque el ruido de disparo se este incrementando, el efecto de este ruido –cuando se traslada a la entrada- es reducido.

Limites de la figura de ruido NF.

Para grandes ganancias el límite de ruido es de 3 dB. La expresión general para el límite de la figura de ruido es:

$$NF_{\min} = 10 \log_{10} \left(2 + \frac{1}{g_t} \right)$$

Para el caso de baja ganancia $g_t \ll 1$, $NF \rightarrow -G_t$, este es el límite de atenuación pasiva, porque es análogo a una atenuación pasiva en la que la NF es igual a la atenuación. Se han obtenido NF de 4.2, pero el valor típico es de 15-30 dB. Las condiciones para tener 3 dB son: la fuente debe ser sin pérdidas y acoplado pasivamente al dispositivo de modulación. Con acoplamiento activo se pueden obtener $NF < 3$ dB.

DISTORSIONES EN ENLACES DE RF

Se debe considerar a la salida no solamente a la frecuencia fundamental ω sino también las frecuencias armónicas, lo que implica distorsión no lineal de la señal fundamental. Esto llega a ser importante a medida que se aumente la potencia RF de entrada de la fundamental.

Se debe considerar a la fotocorriente $i_{T,LOAD}$ entregada a la resistencia de carga R_{LOAD} . Esta corriente consiste de una fotocorriente de polarización DC, $I_{B,LOAD}$, mas la señal de RF y distorsiones. Para el análisis de distorsión, el efecto del ruido es despreciado. Matemáticamente, el voltaje de entrada consiste de un voltaje de polarización mas la señal RF, $V = V_B + v_{RF}(t)$. Se puede expresar a la relación de la fotocorriente de salida al voltaje de entrada del enlace con la función de transferencia del enlace h:

$$i_{T,LOAD}(t) = h[V_B + v_{rf}(t)] \quad (39)$$

Aproximando en series de Taylor la parte de RF para pequeña señal

$$\begin{aligned} i_{T,LOAD} &= h(V_B) + v_{rf} \left. \frac{\partial h}{\partial V} \right|_{V=V_B} + \frac{v_{rf}^2 \partial^2 h}{2! \partial V^2} \Big|_{V=V_B} + \frac{v_{rf}^3 \partial^3 h}{3! \partial V^3} \Big|_{V=V_B} + \frac{v_{rf}^k \partial^k h}{k! \partial V^k} \Big|_{V=V_B} + \dots \\ &= I_{B,LOAD} + h_1 v_{rf} + h_2 v_{rf}^2 + h_3 v_{rf}^3 + \dots + h_k v_{rf}^k + \dots \end{aligned} \quad (40)$$

donde

$$h_k = \frac{1}{k!} \left. \frac{\partial^k h}{\partial V^k} \right|_{V=V_B}$$

Para $V = V_B + \sqrt{2}v_s \cos \omega t$ 0 $v_{rf} = \sqrt{2}v_s \cos \omega t$

$$v_{rf}^2 = \frac{1}{2}(\sqrt{2}v_s)^2(1 + \cos 2\omega t),$$

$$v_{rf}^3 = \frac{1}{4}(\sqrt{2}v_s)^3(3\cos \omega t + \cos 3\omega t),$$

$$v_{rf}^4 = \frac{1}{8}(\sqrt{2}v_s)^2\left(\frac{6}{2} + 4\cos 2\omega t + \cos 4\omega t\right), \dots \quad (41)$$

Por lo que el termino h_k contribuye a la distorsión armónica a la frecuencia $k\omega$, también contribuye a los términos de mas baja frecuencia $(k-2)\omega t$, $(k-4)\omega t$, ..., $(k-2m)\omega t$, ... para $k > 2m$ entonces se puede reescribir:

$$\begin{aligned}
 i_{T,LOAD} &= I_{B,LOAD} + \frac{1}{2}h_2(\sqrt{2}v_s)^2 + \frac{6}{16}h_4(\sqrt{2}v_s)^4 + \dots \\
 &+ \left[h_1\sqrt{2}v_s + \frac{3}{4}h_3(\sqrt{2}v_s)^3 + \frac{10}{16}h_5(\sqrt{2}v_s)^5 + \dots \right] \cos \omega t \\
 &+ \left[\frac{1}{2}h_2(\sqrt{2}v_s)^2 + \frac{4}{8}h_4(\sqrt{2}v_s)^4 + \dots \right] \cos 2\omega t \\
 &+ \left[\frac{1}{4}h_3(\sqrt{2}v_s)^3 + \frac{5}{16}h_5(\sqrt{2}v_s)^5 + \dots \right] \cos 3\omega t + \dots \\
 &= I_{B,LOAD} + \sqrt{2}i_{LOAD} \cos \omega t + \sqrt{2}i_{2,LOAD} \cos 2\omega t + \sqrt{2}i_{3,LOAD} \cos 3\omega t + \dots \quad (42)
 \end{aligned}$$

De las ecuaciones 40 y 41:

- 1) Para la señal a la frecuencia fundamental, la relación lineal entre $i_{T,LOAD}$ y v_s (o i_1) es correcta solo cuando se desprecian las contribuciones de h_2 , h_3 , etc.
- 2) Usualmente $h_1 > h_2 > h_3$, etc. Por lo que, con un intervalo razonable de v_s , la fundamental es mucho mayor que la 2ª armónica, la cual es mayor que la 3ª armónica, etc. Por lo que, la 2ª $> 4ª$, la 3ª $> 5ª$, etc. Así, para la mayoría de los sistemas de uso lineal, solo es necesario considerar h_1 , h_2 , y h_3 .
- 3) El coeficiente mas grande para el termino $\cos n\omega t$ contiene un v_s^n . Por lo que, la potencia de la enésima armónica se incrementa al menos n veces mas rápido que la potencia de la fundamental con v_s .
- 4) Hay también un ligero cambio de polarización DC de $I_{B,LOAD}$ en función de h_2 . sin embargo, $I_{B,LOAD}$ generalmente es mucho mayor que los términos para mas altos ordenes de v_s .
- 5) Estrictamente, la ecuación 40 es valida solo si h_n es independiente del tiempo y la frecuencia. En la practica se considera h_n independiente del tiempo y la frecuencia en un ancho de banda dado. Así, similar a s_m y s_l , $h(V)$ puede ser diferente en diferentes intervalos de ω .
- 6) El tiempo promediado de la potencia RF es el tiempo promedio de $i_{T,LOAD}^2(t) R_{LOAD}$. El tiempo promedio de los términos de los productos cruzados $\cos m\omega t \cos n\omega t$ es cero. En consecuencia, el tiempo promediado de la potencia RF contenida en la fundamental y en cada armónica se puede calcular separadamente. La potencia de salida de la fundamental, p_1 , es $i_{LOAD}^2 R_{LOAD}$. La potencia de salida de la enésima armónica, p_{nHM} , es $i_{n,LOAD}^2 R_{LOAD}$.

Aunque en principio una sola senoidal es suficiente en v_{rf} para caracterizar completamente las propiedades no lineales de un enlace, en general se utilizan dos o mas sinusoides para caracterizar a la distorsión.

Se considera:
$$v_{rf} = \sqrt{2}v_s (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t), \omega_1 \approx \omega_2$$

El calculo de v_{rf}^n fuera del tercer orden, similar ala ec 41, da varios términos mezclados en frecuencia, además de los armónicos de cada tono:

Segundo orden: $\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_1, 2\omega_2$; Tercer orden: $2\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_2 \pm \omega_1, 3\omega_1, 3\omega_2$.

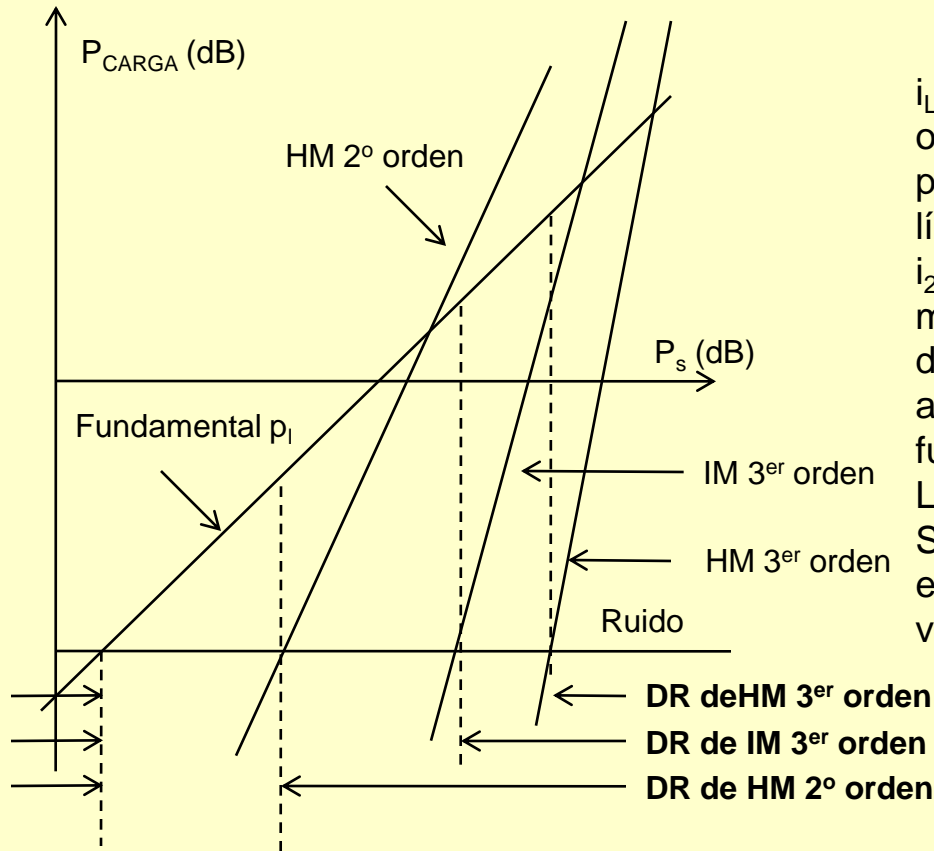
Para aplicaciones donde el ancho de banda es menor que una octava, los términos de distorsión de segundo orden caen fuera de la banda y pueden ser filtrados. De los términos de tercer orden, los términos suma también pueden ser filtrados. Esto lleva a que solo los términos $2\omega_1 - \omega_2$ y $2\omega_2 - \omega_1$ limitan a la linealidad, la cual comúnmente es referida como distorsión por intermodulación de tercer orden (3IM). Para demostrar la relación entre la armónica de tercer orden (3HM) y la distorsión 3IM, se considera el caso de la 3IM cuando los términos de quinto y mayores ordenes son despreciables. El coeficiente de $\cos(2\omega_1 - \omega_2)t$ y $\cos(2\omega_2 - \omega_1)t$ es $3/4h_3(2^{1/2}v_s)^3$. Por lo que, la amplitud 3IM de la fotocorriente para la entrada de dos tonos es simplemente tres veces la tercera armónica de la fotocorriente para una entrada de un solo tono. Consecuentemente, la potencia de salida de 3IM, p_{3IM} , es nueve veces la potencia de salida de 3HM, p_{3HM} .

El calculo de $h(V)$ para cada componente en el enlace es largo y tedioso. Usualmente se identifica una componente particular que cause la mayoría de la distorsión no lineal y se tratan al resto de las componentes del enlace como perfectamente lineales. Por ejemplo, en un enlace utilizando un modulador externo, el fotodetector es mucho mas lineal que el modulador. Por lo tanto:

$$\begin{aligned}
 v_m &= A v_s, & i_{T,LOAD} &= B s_d p_{T,d} \\
 p_{T,d} &= P_L T_{M-D} T(V_B + v_{rf}), \\
 h &\cong B s_d P_L T_{M-D} T(V_B + v_{rf}), \\
 h_k &= B s_d P_L T_{M-D} \frac{1}{k!} \frac{\partial^k T}{\partial V^k} \Big|_{V=V_B} \quad (43)
 \end{aligned}$$

A y B se obtienen del análisis de circuitos de la ganancia del enlace, y $p_{T,d}$ es la potencia óptica instantánea total incidente en el fotodetector.

Ilustracion grafica del SFDR (Spurious Free Dynamic Range)



$i_{LOAD} \propto v_s$ despreciando a las contribuciones de mayor orden. La salida fundamental P_{LOAD} es casi proporcional a p_s (pendiente unitaria). La posición de la línea depende de: $s_l, s_m, s_d, P_L, v_m/v_s, i_l/v_s, i_{LOAD}/i_d$, etc. .
 $i_{2,LOAD} \propto v_s^2$ despreciando a las contribuciones de mayor orden, la segunda armónica tiene una pendiente de dos. Como $h_2 \ll h_1$ la salida de la segunda armónica, p_{H2M} inicia a un valor mucho menor que la fundamental.

Las líneas de 3HM y 3IM tienen una pendiente de tres. Sin embargo, la salida 3IM es $10\log_{10} 9$ dB mayor que el 3HM. Como los coeficientes h_n cambien, la posición vertical de esas líneas cambia.

Cuando la fundamental < ruido, la señal no se puede detectar. Cuando > ruido, la SNR se incrementa al aumentar p_s . Esta relación se conoce como SNDR (Signal to Noise Dynamic Range). Como la potencia del ruido es dependiente del BW, el SNDR también lo es. Por cada orden de magnitud que se incrementa el BW la potencia de ruido se incrementa por 10 dB, y se reduce el SNDR por 10 dB para un nivel de señal fija. Es común calcular el SNDR a BW = 1 Hz, debido a que este valor se puede escalar como se muestra en la tabla. El máximo nivel fundamental (máximo SNDR) está limitado por la compresión (reducción de ganancia). Se utiliza comúnmente el punto de 1 dB de compresión

	Ancho de banda (escalando)
SNDR	Hz
SFDR	
Segundo	Hz ^{1/2}
tercer	Hz ^{2/3}

Si las armónicas < ruido el desempeño del sistema esta dado por el SNDR. Cuando la fundamental es lo suficientemente grande para generar términos de distorsión se puede degradar el desempeño del sistema. Estos términos limitan el máximo valor de la fundamental (típicamente menor que el nivel de compresión). El nivel de la señal que genera términos de distorsión igual al ruido de piso es la máxima señal para la cual la salida del enlace esta libre de distorsión. Este es libre de intermodulación (intervalo dinámico, spur free). La dependencia del BW del SFDR depende del orden de la distorsión, debido a la dependencia de la potencia de diferentes señales de la fundamental y términos de distorsión. Como cada orden de distorsión tiene diferente dependencia de potencia, hay un SFDR para cada orden de distorsión.

Considerando un enlace en el cual la segunda armónica es la contribución dominante para la distorsión no lineal. Al incrementar p_s , la potencia de la segunda armónica se incrementa. La relación señal a armónica eventualmente es menor que la relación señal a ruido después que la salida de la segunda armónica sobrepase la salida del ruido. La relación señal a armónica que determina el desempeño del sistema es mas pequeño al incrementar p_s . Por lo tanto, el intervalo dinámico libre de la armónica de segundo orden (DR) del enlace es el intervalo de p_s (o P_{LOAD}) en dB desde el punto donde $p_{LOAD} = N$ al punto donde la potencia de la segunda armónica = N.

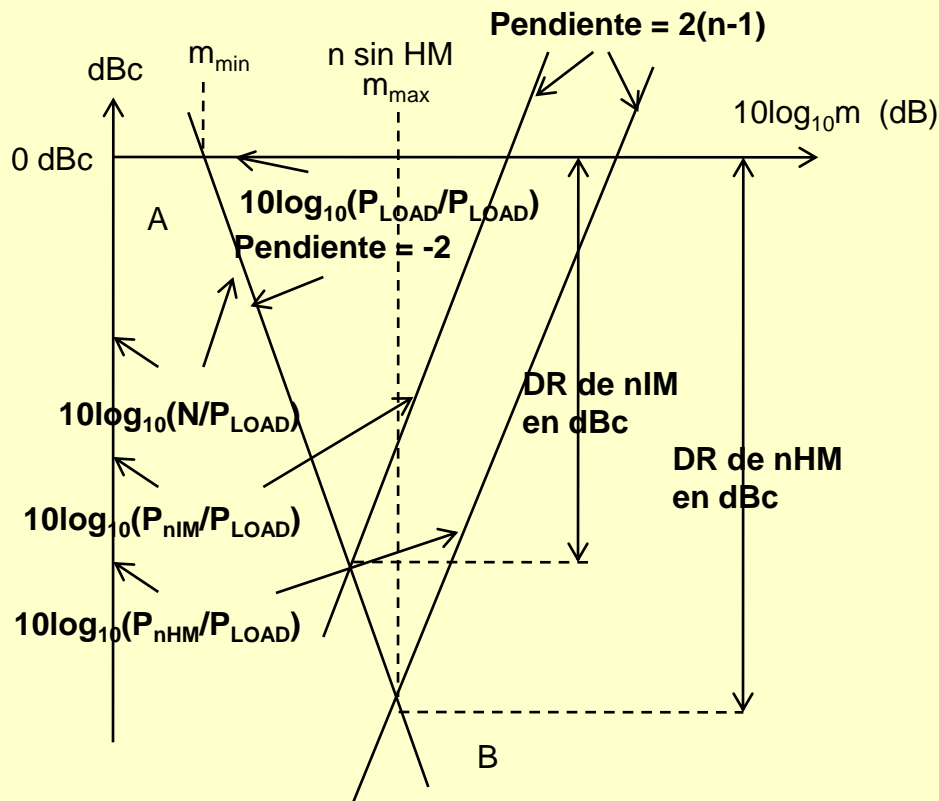
El intervalo dinámico libre de la tercera armónica es el intervalo de p_s (o p_{LOAD}) en dB de $p_{LOAD} = N$ a $p_{3HM} = N$, como se ilustra en la figura. El intervalo dinámico libre de 3IM también se muestra en la figura..

Para encontrar el SFDR de un enlace, se determinan todos los ordenes de no linealidad considerados importantes para la aplicación deseada. El SFDR es el intervalo mas pequeño de p_s (o p_{LOAD}) con el cual $p_{LOAD} = N$ y la potencia mas grande de la armónica de todos esos ordenes = N.

Representacion grafica alternativa de la distorsion de enesimo orden libre del DR

También, se puede obtener el DR considerando a la relación N a p_{LOAD} y la relación IM o armónica a p_{LOAD} . Se define al índice de modulación como:

$$m = \frac{i_{LOAD}}{I_{B,LOAD}}$$



SFDR (Spurious Free Dynamic Range) en una grafica de “ruido o potencia de distorsión no lineal (dBc) / P_{LOAD} ” vs índice de modulación m .

Para una $I_{B,LOAD}$ dada, se grafica $10\log_{10}(N/p_{LOAD})$ en dBc y $10\log_{10}(p_{nHM}$ o $p_{nIM}/p_{LOAD})$ en dBc en función de $10\log_{10}m$ en dB. Como N es independiente de i_{LOAD} y $p_{LOAD} \propto i_{LOAD}^2$, la línea que representa N/p_{LOAD} tiene una pendiente de -2. La posición vertical de esta línea de ruido depende del mecanismo de ruido dominante y su dependencia con $I_{B,LOAD}$, la NF, Δf y otros parámetros. La línea que representa $10\log_{10}(p_{nHM}/p_{LOAD})$ tiene la misma pendiente, pero es mas grande en la posición vertical. La definición del DR en dBc libre de la armónica de enésimo orden (o IM) es desde el punto A, a $N = p_{LOAD}$ (i.e., 0 dBc), al punto B el cual es la intersección de la línea $10\log_{10}(N/p_{LOAD})$ con la línea $10\log_{10}p_{nHM}$ (o p_{nIM}/p_{LOAD}). El valor de m desde A a B varia de $m = m_{min}$ a $m = m_{max}$. Como las posiciones verticales del ruido y la línea p_{nHM} o p_{nIM} cambia debido a cambios en el diseño del enlace (e.g. cambio de NF, P_L o $T(V)$), el DR libre de distorsión de enésimo orden es la coordenada vertical en dBc del punto de intersección del punto B.