
XIII Congreso Argentino de Acústica
VII Jornadas de Acústica, Electroacústica y Áreas Vinculadas

Buenos Aires, 29 y 30 de octubre de 2015

AdAA2015-A010

**Realimentación negativa y audibilidad
de la distorsión en amplificadores**

Federico Miyara

Laboratorio de Acústica y Electroacústica, Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura, Universidad Nacional de Rosario. E-mail: fmiyara@fceia.unr.edu.ar

Abstract

When negative feedback is applied to a nonlinear amplifier, the first few harmonics of the response to a sinusoidal input are considerably reduced but the upper harmonics may be increased. This might be a problem if these harmonics happen to fall in a spectral region of high hearing sensitivity. In this paper a study has been done by simulating the audibility of the full spectrum of the response. To this end the masking pattern caused by the fundamental tone calculated by the Terhardt model is considered. Amplifiers with quadratic, cubic, and hyperbolic tangent nonlinearity are analyzed considering the effect of different feedback levels on the harmonic and intermodulation distortion. It is concluded that in all cases a sufficiently strong negative feedback linearizes the amplifier to the point of rendering inaudible the distortion caused jointly by the amplifier and feedback.

Resumen

Al realimentar negativamente un amplificador no lineal se obtiene un amplificador cuyos primeros armónicos ante una entrada senoidal se reducen pero en cambio pueden aparecer armónicos de orden superior de mayor nivel. Esto podría constituir un problema en caso de que dichos armónicos cayeran en una región espectral de gran sensibilidad auditiva. En este trabajo se realiza un estudio por simulación de la audibilidad del patrón completo de armónicos. Para ello se tiene en cuenta el patrón de enmascaramiento causado por el tono principal calculado mediante el modelo de Terhardt. Se estudian amplificadores con no linealidad cuadrática, cúbica y tangente hiperbólica y se analiza el efecto de diferentes niveles de realimentación tanto en lo que respecta a distorsión armónica como por intermodulación. Se concluye que en todos los casos una realimentación negativa suficientemente intensa linealiza el amplificador hasta el punto de tornar inaudibles la distorsión causada conjuntamente por el amplificador y la realimentación.

1 Introducción

Estudiaremos el efecto de la realimentación de un amplificador en la distorsión que éste presenta a causa de sus alinealidades y, particularmente, la audibilidad de dicha distorsión. En primera aproximación, la realimentación reduce la distorsión en un factor estimado de $1 + a\beta$, donde a es la ganancia directa y β es la ganancia de la realimentación (Gray et al., 1993). En un análisis más riguroso, la realimentación de un sistema no lineal es capaz de generar armónicos de alta frecuencia que si bien tienden rápidamente a 0 con la frecuencia, podrían superar el umbral de audibilidad en algunas frecuencias (Bonello et al., s/f).

Dado que dicho umbral se ve afectado por el enmascaramiento que produce el tono fundamental, comenzaremos el estudio planteando un modelo de enmascaramiento.

2 Enmascaramiento

El umbral en silencio en decibeles a la frecuencia f se puede calcular con el modelo de Terhardt (Terhardt et al., 1982)

$$L_{TH} = 3,64 \left(\frac{f}{1000} \right)^{-0.8} - 6,5 e^{-0,6 \left(\frac{f}{1000} - 3.3 \right)^2} + 0,001 \left(\frac{f}{1000} \right)^4. \quad (1)$$

Este umbral se muestra en la figura 1.

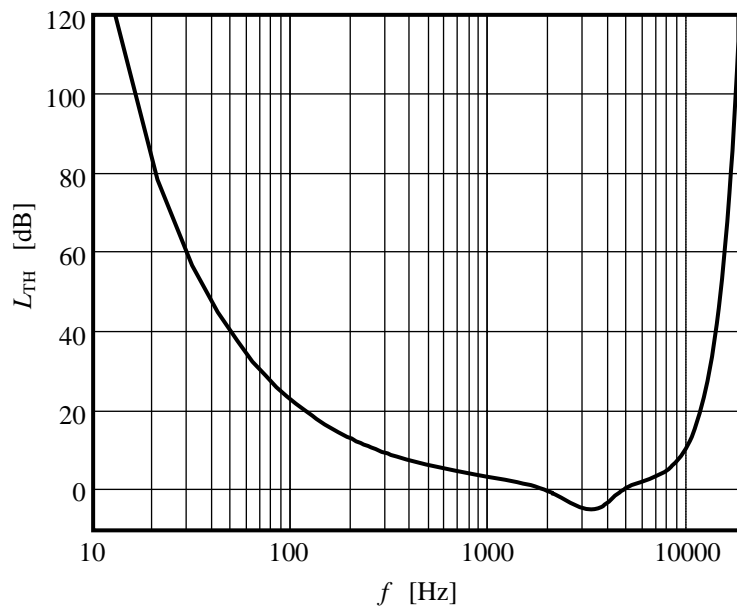


Figura 1. Umbral de audición en silencio.

Al incorporar un tono de cierta intensidad, el umbral en las proximidades del tono se incrementa. Se ha observado que si se transforma la escala de frecuencia f en una escala de índice de banda crítica (*critical band rate*) z dada por la fórmula de Zwicker,

$$z = 13 \arctan\left(0,76 \frac{f}{1000}\right) + 3.5 \arctan\left(\left(\frac{f}{7500}\right)^2\right), \quad (2)$$

el enmascaramiento en decibels puede modelarse sencillamente mediante dos rectas que bajan hacia ambos lados de z partiendo del nivel del tono máscara menos 18 dB:

$$E = L_m - 18 + s_m (z - z_m). \quad (3)$$

Las pendientes de s_m de dichas rectas dependen de la frecuencia f_m y el nivel L_m del tono máscara y de si la frecuencia es menor o mayor que f_m :

$$s_m = \begin{cases} 27 & f \leq f_m \\ -24 - 230/f_m + 0.2 L_m & f > f_m \end{cases} \quad (4)$$

El umbral enmascarado es la superposición energética del umbral en silencio y el umbral dado por la ecuación (3)

$$U = 10 \log\left(10^{E/10} + 10^{L_{TH}/10}\right). \quad (5)$$

En la figura 2 se muestra el umbral enmascarado causado por un tono de 200 Hz y 80 dB volviendo a expresar el umbral en función de f en lugar de z .

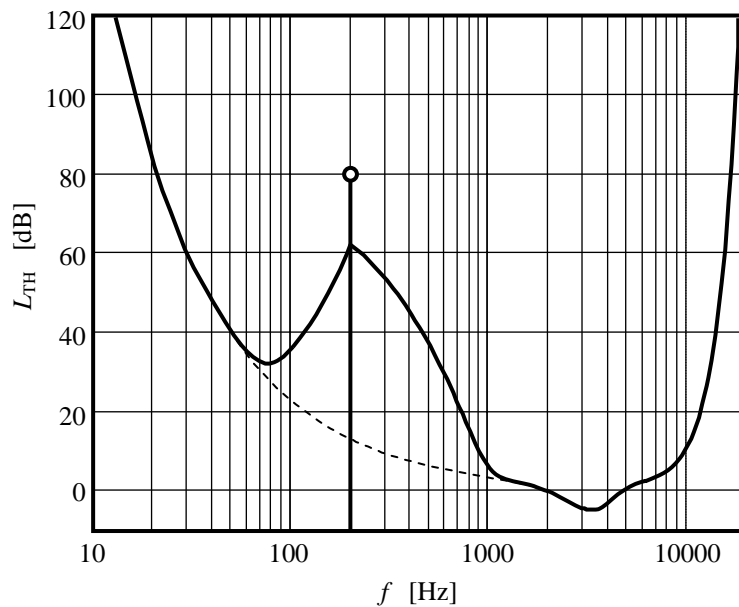


Figura 2. Umbral de enmascaramiento producido por un tono de 200 Hz y 80 dB. En línea de trazos, umbral en silencio.

3 Realimentación de un amplificador no lineal

Consideremos un amplificador no lineal cuya función de transferencia a lazo abierto es

$$y = f(x). \quad (6)$$

Aplicamos una realimentación como la indicada en la figura 3 con una constante de realimentación β .

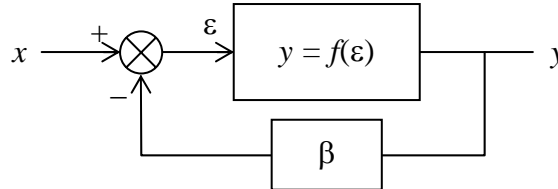


Figura 3. Un amplificador no lineal realimentado.

Se cumple

$$y = f(\epsilon) = f(x - \beta y). \quad (7)$$

Consideraremos diversos casos típicos de alinealidades.

4 Alinealidad cuadrática

El caso más simple de alinealidad es una transferencia cuadrática (Miyara, 2014), como lo es la respuesta de un transistor de efecto de campo (FET). En este caso podemos escribir

$$f(\epsilon) = a\epsilon \left(1 + \alpha \frac{\epsilon}{X_M} \right), \quad (8)$$

donde a es la ganancia en pequeña señal, α es el factor de desviación cuadrática con respecto a una respuesta perfectamente lineal y X_M es la máxima amplitud aprovechable en la entrada del amplificador a lazo abierto. Reemplazando en (7)

$$y = a(x - \beta y) \left(1 + \alpha \frac{(x - \beta y)}{X_M} \right) = a(x - \beta y) + \frac{a\alpha}{X_M} (x - \beta y)^2. \quad (9)$$

Ésta es una ecuación cuadrática en y cuya solución explícita es

$$y = \frac{x}{\beta} + \frac{(1 + a\beta)X_M}{\beta} \frac{1 - \sqrt{1 + \frac{4a\beta\alpha}{(1 + a\beta)^2} \frac{x}{X_M}}}{2a\beta\alpha}. \quad (10)$$

Se ha elegido el signo $(-)$ frente a la raíz ya que el $(+)$ da una solución anómala que tiende a ∞ cuando α tiende a 0 mientras que el $(-)$ tiende al resultado correcto para una realimentación perfectamente lineal ($\alpha \rightarrow 0$). En este caso el resultado es una expresión cerrada para la salida y en función de la entrada x . Si aplicamos una señal senoidal

$$x(t) = X_o \sin \omega t, \quad (11)$$

al amplificador sin realimentar, de (8) se obtiene una señal que sólo contiene hasta el segundo armónico. Al cerrar el lazo de realimentación, sustituyendo (11) en (10) resulta que $y(t)$ es una señal periódica cuya serie de Fourier contiene infinitos armónicos. La realimentación ha introducido, así armónicos inexistentes.

4.1 Simulación

4.1.1 Distorsión armónica

A efectos del estudio se simuló primero el caso de un tono de 200 Hz y 80 dB aplicado a un amplificador con alinealidad cuadrática como el correspondiente a la ecuación (8) cuya distorsión total armónica máxima sin realimentación es del 12 %. Para el caso de alinealidad cuadrática se cumple

$$THD_{\text{máx}} = \frac{\alpha}{2}. \quad (12)$$

de donde resulta $\alpha = 0,24$. Para simplificar se tomó $X_M = 1$ y se trabajó con ganancia $a = 1000$ y diferentes valores de β entre 0,01 y 10. A fin de alcanzar la mayor distorsión se tuvo en cuenta una amplitud de entrada X_o tal que la señal de error fuera igual a X_M , es decir

$$X_o = X_M(1 + a\beta). \quad (13)$$

Para la simulación se implementaron scripts de Matlab disponibles solicitándolos al autor.

En la figura 4 se muestran el tono y el segundo armónico causado por la alinealidad. Según se puede apreciar, este armónico es perfectamente audible ya que supera el umbral de enmascaramiento causado por la fundamental.

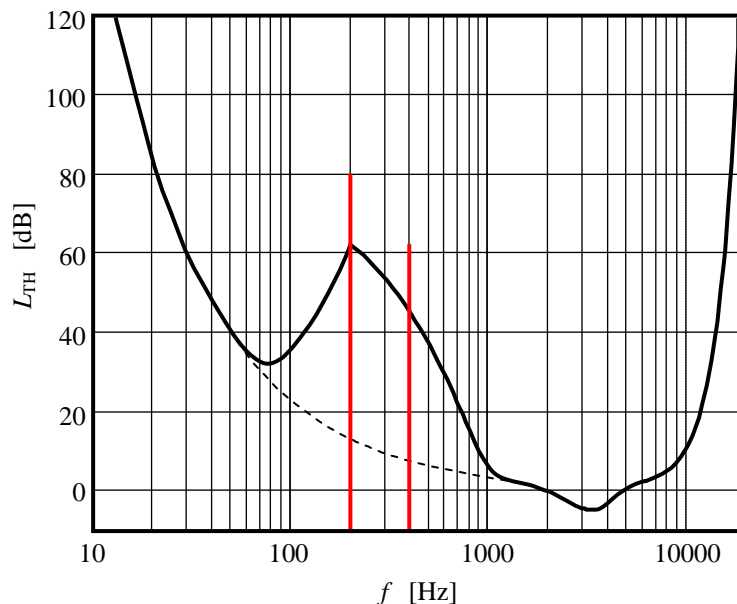


Figura 4. Un tono de 200 Hz y 80 dB y el segundo armónico causado por una alinealidad cuadrática con $\alpha = 0,24$ a lazo abierto. Se indican el umbral en silencio y el umbral de enmascaramiento producido por el tono.

Reemplazando (11) en (10) se obtiene la señal de salida, a la cual se le puede calcular el espectro FFT. Eligiendo $N = F_s$ el espectro tendra una resolución exactamente igual a 1 Hz, por lo que los armónicos estaran representados por líneas individuales. Se aplica entonces un factor de escala para que el tono X_o pase a corresponder a 80 dB, para lo cual se multiplicara por

$$K = \frac{20 \times 10^6 \times 10^{80/20}}{X_o} \quad (14)$$

Los resultados se muestran en las figuras 5 a 7, en las que se comparan los armónicos con el umbral enmascarado. Se puede observar que para $a\beta = 10$ el segundo armónico se reduce volviéndose inaudible, pero aparecen nuevos armónicos creados por la realimentación que superan al umbral enmascarado en el rango entre 600 Hz y 1200 Hz. En este caso el efecto de la realimentación es perjudicial.

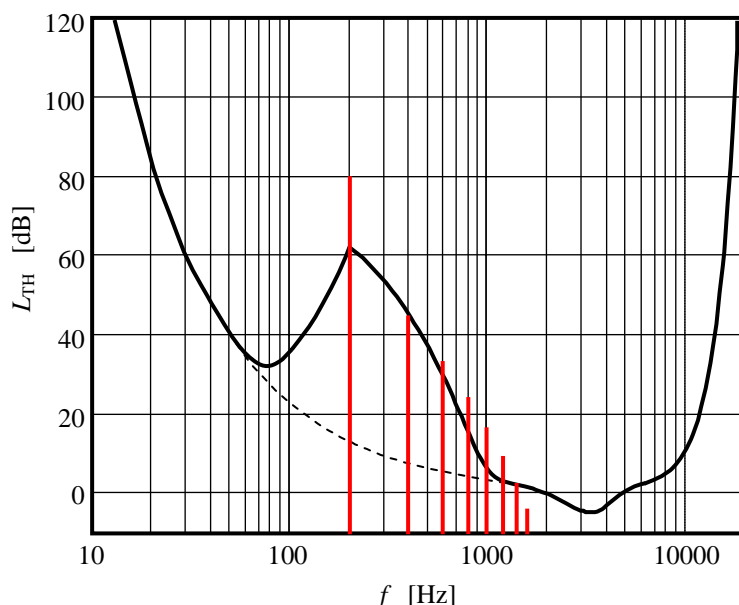


Figura 5. Un tono de 200 Hz y 80 dB y los armónicos causados por una alinealidad cuadrática con $\alpha = 0,24$ con una realimentación con $a\beta = 10$. El segundo armónico se redujo pero aparecen varios armónicos por encima del umbral de enmascaramiento producido por el tono principal.

Para $a\beta = 100$ tanto el segundo armónico producto de la alinealidad a lazo abierto como los armónicos creados por la realimentación se tornan inaudibles. Para $a\beta = 1000$ y mayor los armónicos caen muy por debajo del umbral enmascarado por la fundamental.

En conclusión, una realimentación pequeña ($a\beta = 10$) puede resultar más perjudicial que la ausencia total de realimentación (ya que el segundo armónico corresponde a una distorsión auditivamente benigna). Pero una realimentación suficientemente elevada (en este caso superior a $a\beta = 70$) lleva los armónicos que ella misma genera por debajo de la audibilidad, por lo tanto la realimentación negativa implica una mejora.

Cabe agregar que en estos ejemplos se tomó una alinealidad bastante alta (con $\text{THD} = 12\%$). Si se parte de dispositivos más lineales el efecto de la realimentación es todavía más beneficioso.

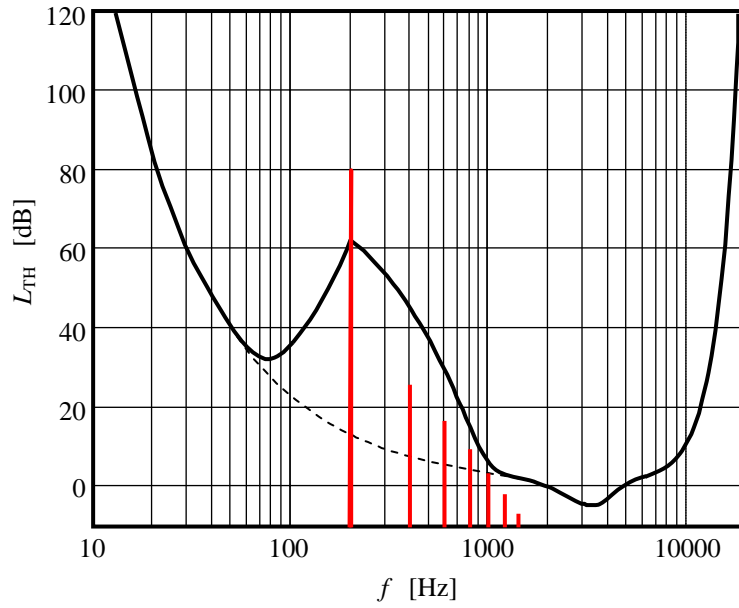


Figura 6. Un tono de 200 Hz y 80 dB y los armónicos causados por una alinealidad cuadrática con $\alpha = 0,24$ con una realimentación con $a\beta = 100$. Todos los armónicos están por debajo del umbral de enmascaramiento producido por el tono principal.

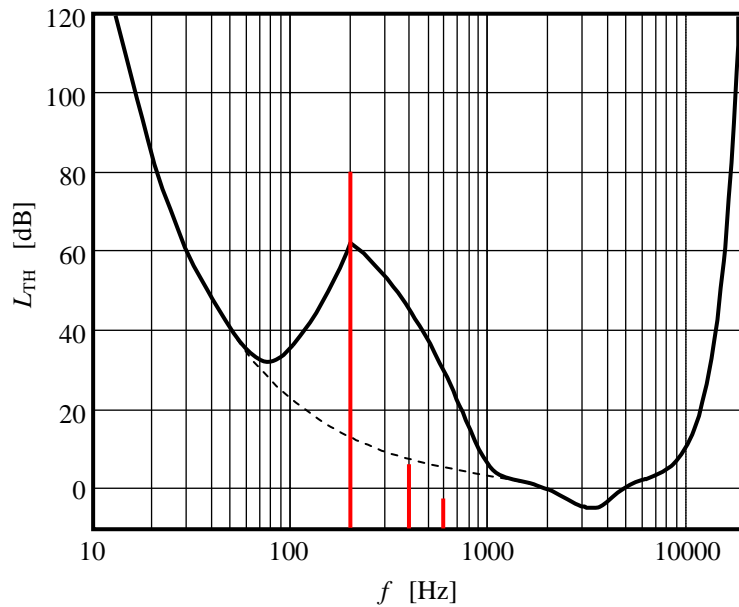


Figura 7. Un tono de 200 Hz y 80 dB y los armónicos causados por una alinealidad cuadrática con $\alpha = 0,24$ con una realimentación con $a\beta = 1000$. Todos los armónicos caen por debajo del umbral de enmascaramiento producido por el tono principal.

4.2 Distorsión por intermodulación

En segundo lugar se simuló la distorsión por intermodulación causada por varios tonos en fase superpuestos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB respectivamente.

En la figura 8 se muestran los tonos de entrada, los parciales generados por el amplificador sin realimentar y los parciales generados por el amplificador realimentado con $a\beta = 10$. Nuevamente se aprecia que sin realimentación la alinealidad cuadrática genera unos pocos productos de intermodulación mientras que, al realimentar, estos se multiplican.

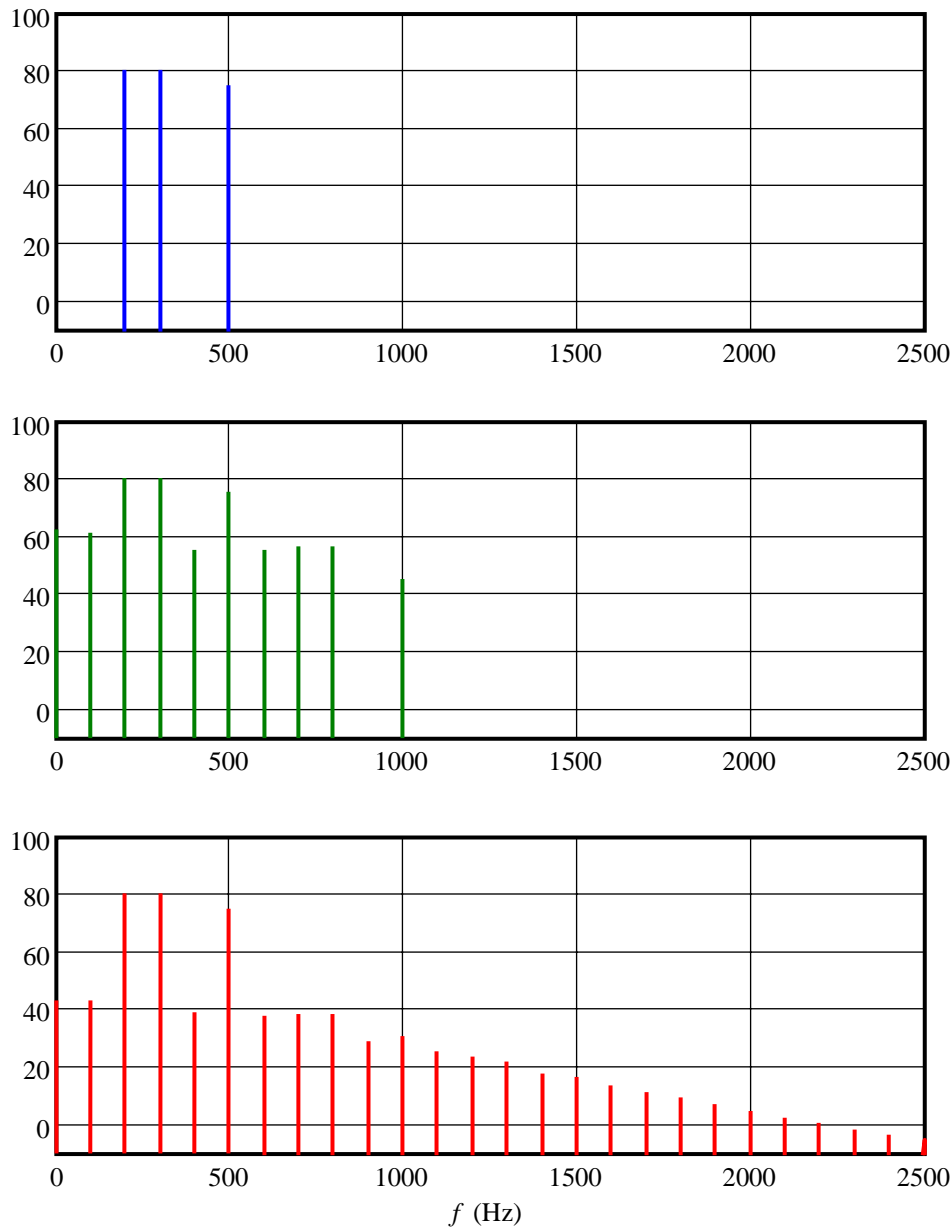


Figura 8. Arriba, tonos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB. Centro, productos de intermodulación causados por una alinealidad cuadrática con $\alpha = 0,24$ (respuesta normalizada a ganancia 1). Abajo, productos de intermodulación al realimentar con $a\beta = 10$.

En la figura 9 se muestran estos últimos comparados con la curva de enmascaramiento producida por los tonos principales.

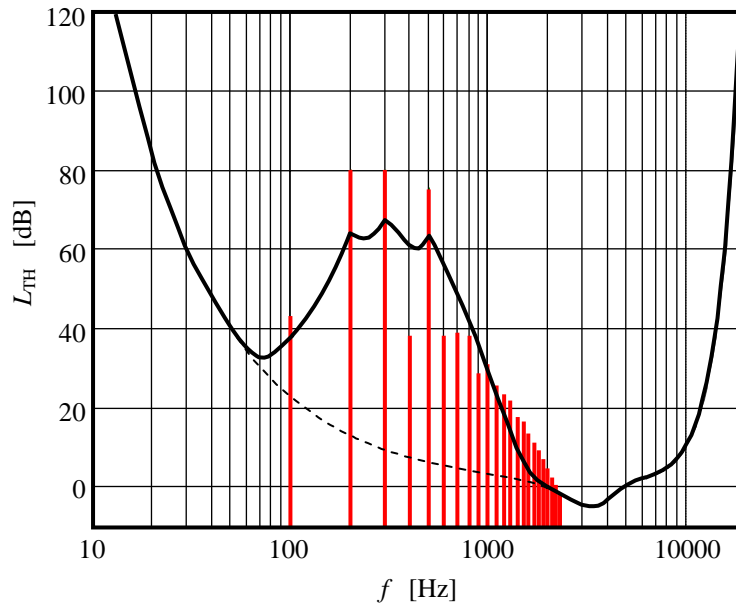


Figura 9. Tonos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB y los productos de intermodulación causados por una alinealidad cuadrática con $\alpha = 0,24$ y una realimentación con $a\beta = 10$. Existen numerosos parciales que exceden el umbral de audibilidad enmascarado.

Según se puede observar, aparecen numerosos productos de intermodulación entre 1000 Hz y 2500 Hz que resultan audibles por estar encima del umbral de enmascaramiento causado por los tonos principales, por lo cual la realimentación produce en este caso un efecto audible. Como los parciales se encuentran muy próximos entre sí, se percibe una rugosidad característica que quita nitidez y limpieza al sonido.

Si los tres tonos se desfasaran 90° (cosenos en lugar de senos), los picos coincidirían obteniéndose la máxima amplitud posible para unas dadas amplitudes de los tonos, por lo tanto se requieren menores amplitudes para alcanzar la máxima amplitud aprovechable X_M en la entrada del amplificador. El resultado es que para igual nivel máximo la distorsión por intermodulación se reduce, volviéndose inaudible.

5 Alinealidad cúbica

Consideremos ahora el caso de una transferencia cúbica como lo es aproximadamente la respuesta de un amplificador complementario a transistores bipolares (BJT). En este caso podemos escribir

$$f(\varepsilon) = a\varepsilon \left(1 + \alpha \left(\frac{\varepsilon}{X_M} \right)^2 \right), \quad (15)$$

donde en general $\alpha < 0$ para que el modelo represente correctamente el comienzo de la saturación. Pero además debe cumplirse que

$$X_M < \varepsilon_{\text{máx}}, \quad (16)$$

donde $\varepsilon_{\text{máx}}$ es el valor donde la función cúbica alcanza un máximo y comienza a decaer. Derivando $f(\varepsilon)$ respecto a ε e igualando a 0 se obtiene que

$$\varepsilon_{\text{máx}} = \frac{X_M}{\sqrt{-3\alpha}}, \quad (17)$$

por lo que debe ser

$$-\frac{1}{3} < \alpha < 0. \quad (18)$$

Este requisito se cumple en general ya que $|\alpha|$ suele ser pequeño para amplificadores con distorsión relativamente baja.

La salida del amplificador realimentado es

$$y = a(x - \beta y) \left(1 + \alpha \left(\frac{x - \beta y}{X_M} \right)^2 \right). \quad (19)$$

Operando, puede reescribirse en términos de $x - \beta y$,

$$(1 + a\beta)(x - \beta y) + \frac{\alpha a\beta}{X_M^2} (x - \beta y)^3 - x = 0. \quad (20)$$

Ésta es una ecuación cúbica incompleta de la forma

$$z^3 + pz + q = 0 \quad (21)$$

donde

$$z = x - \beta y, \quad (22)$$

$$p = \frac{1 + a\beta}{\alpha a\beta} X_M^2, \quad (23)$$

$$q = -\frac{x}{\alpha a\beta} X_M^2. \quad (24)$$

La resolvente es la fórmula de Tartaglia (Rey Pastor, 1935)

$$z = \sqrt[3]{u} + \sqrt[3]{v}, \quad (25)$$

donde

$$u = -\frac{q}{2} + \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}} \quad (26)$$

$$v = -\frac{q}{2} - \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}$$

Finalmente

$$y = \frac{x - z}{\beta}. \quad (27)$$

Desde el punto de vista del cálculo, la fórmula cerrada anterior ofrece algunas dificultades. Por empezar estamos interesados en una solución real, pero además el resultado debe ser tal que el error ε sea menor que X_M ya que más allá de dicho valor el modelo cúbico deja de tener validez.

Debemos distinguir dos casos, según que

$$D = \frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}, \quad (28)$$

sea mayor o menor que 0. Si $D > 0$ la raíz cuadrada es real y en ese caso las raíces cúbicas son reales. No obstante, si el argumento es negativo, Matlab da como raíz cúbica aquella con menor argumento, en lugar de la que es real negativa. Para resolverlo se debe calcular la raíz cúbica del módulo y multiplicar por el signo del radicando:

$$z = \text{sign}(u) \sqrt[3]{|u|} + \text{sign}(v) \sqrt[3]{|v|}. \quad (29)$$

Si $D < 0$ la raíz cuadrada es imaginaria. En ese caso podemos expresar

$$\begin{aligned} u &= \rho (\cos \varphi + j \sin \varphi), \\ v &= \rho (\cos \varphi - j \sin \varphi), \end{aligned} \quad (30)$$

donde

$$\begin{aligned} \rho = |u| &= \sqrt{\left(\frac{-q}{2}\right)^2 - \frac{q^2}{4} - \frac{p^3}{27}} = \sqrt{-\frac{p^3}{27}}, \\ \varphi &= \arccos\left(-\frac{q}{2\rho}\right). \end{aligned} \quad (31)$$

En principio tendríamos

$$z = 2 \sqrt[3]{\rho} \cos(\varphi/3).$$

Sin embargo se observa que esta solución corresponde a un caso anómalo después del máximo de la ganancia. Para solucionarlo se debe restar $2\pi/3$ al argumento:

$$z = 2 \sqrt[3]{\rho} \cos(\varphi/3 - 2\pi/3). \quad (32)$$

Las ecuaciones (23) a (27) junto a estas consideraciones fueron implementadas en Matlab.

5.1 Simulación

5.1.1 Distorsión armónica

A efectos del estudio se simuló primero el caso de un tono de 200 Hz y 80 dB aplicado a un amplificador con alinealidad cúbica como el correspondiente a la ecuación (15) cuya distorsión total armónica máxima (cuando la amplitud a la entrada alcanza X_M) es del 3 %. Para el caso de alinealidad cúbica se cumple

$$THD_{\text{máx}} = \frac{|\alpha|}{4}. \quad (33)$$

de donde resulta $\alpha = -0,12$. Para simplificar se tomó $X_M = 1$ y se trabajó con ganancia $a = 1000$ y diferentes valores de β entre 0,01 y 1. A fin de alcanzar la mayor distorsión se tuvo en cuenta una amplitud de entrada X_o tal que la señal de error fuera igual a X_M , es decir

$$X_o = X_M(1 + a\beta). \quad (34)$$

En la figura 10 se muestran el tono de entrada y el tercer armónico causado por la alinealidad¹ a lazo abierto. Según se puede apreciar, este armónico es perfectamente audible ya que supera el umbral de enmascaramiento causado por la fundamental.

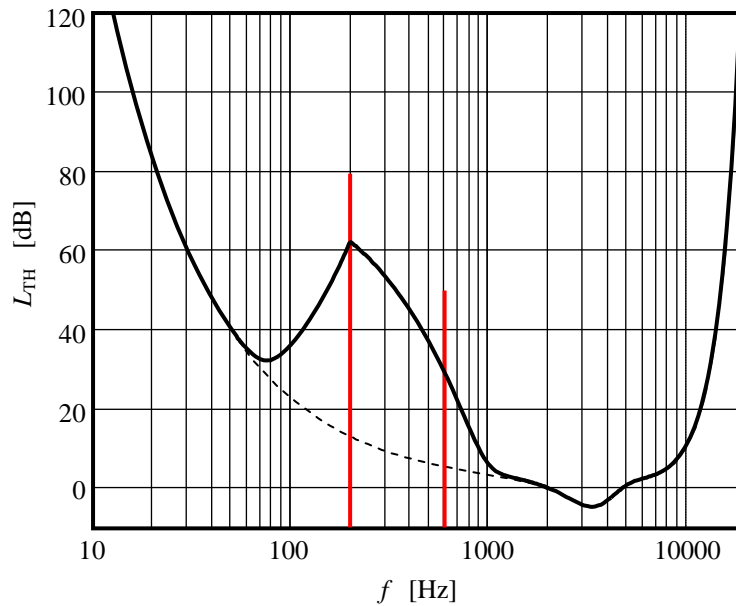


Figura 10. Tono de 200 Hz y 80 dB, y el tercer armónico causado por una alinealidad cúbica con $\alpha = 0,12$ a lazo abierto. Se indican el umbral en silencio y el umbral de enmascaramiento producido por el tono.

En las figuras 11 y 12, se comparan los armónicos con realimentación con el umbral enmascarado suponiendo que el primer armónico se ajusta a 80 dB. Se puede observar que

¹ Por ser una distorsión con simetría impar no contiene segundo armónico. Por otro lado, a diferencia de la alinealidad cuadrática, la alinealidad cúbica también modifica el primer armónico.

recién para $a\beta = 20$ el tercer armónico se reduce volviéndose inaudible, pero aparecen nuevos armónicos creados por la realimentación que superan al umbral enmascarado en el rango entre 600 Hz y 1200 Hz. En este caso el efecto de la realimentación es perjudicial. Para $a\beta = 100$ ya todos los armónicos superiores son inaudibles.

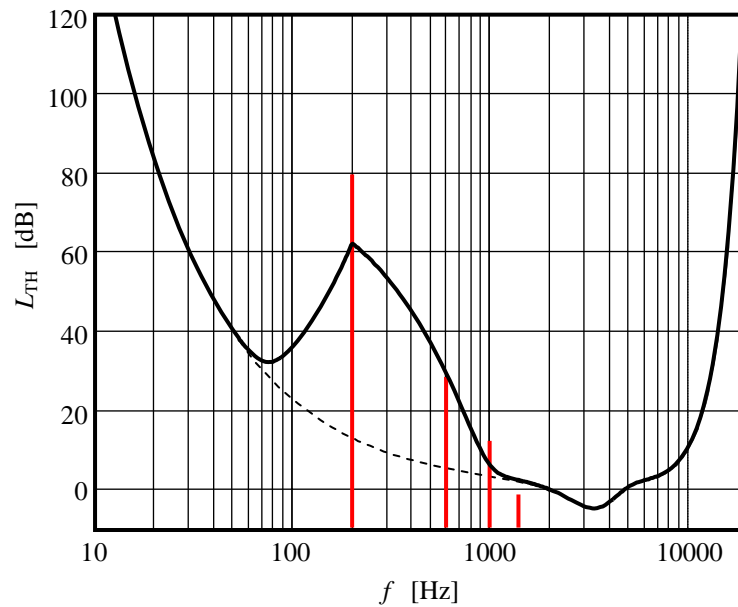


Figura 11. Tono de 200 Hz y 80 dB, y los armónicos causados por una alinealidad cúbica con $\alpha = 0,12$ y una realimentación $a\beta = 21$. El tercer armónico está por debajo del umbral enmascarado por la fundamental, pero aparece un quinto armónico audible.

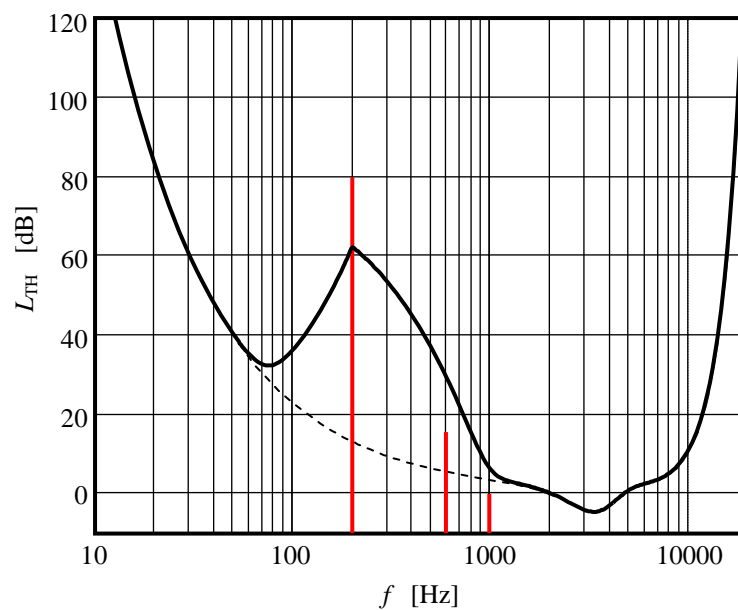


Figura 12. Tono de 200 Hz y 80 dB, y los armónicos causados por una alinealidad cúbica con $\alpha = 0,12$ y una realimentación $a\beta = 100$. Todos los armónicos se han vuelto inaudibles.

5.2 Distorsión por intermodulación

Luego se simuló la distorsión por intermodulación causada por varios tonos en fase superpuestos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB respectivamente. En la figura 13 se muestran los tonos de entrada, los parciales generados por el amplificador sin realimentar y los parciales generados por el amplificador realimentado con $a\beta = 10$. Nuevamente se aprecia que sin realimentación la alinealidad cuadrática genera unos pocos productos de intermodulación mientras que, al realimentar, estos se multiplican.

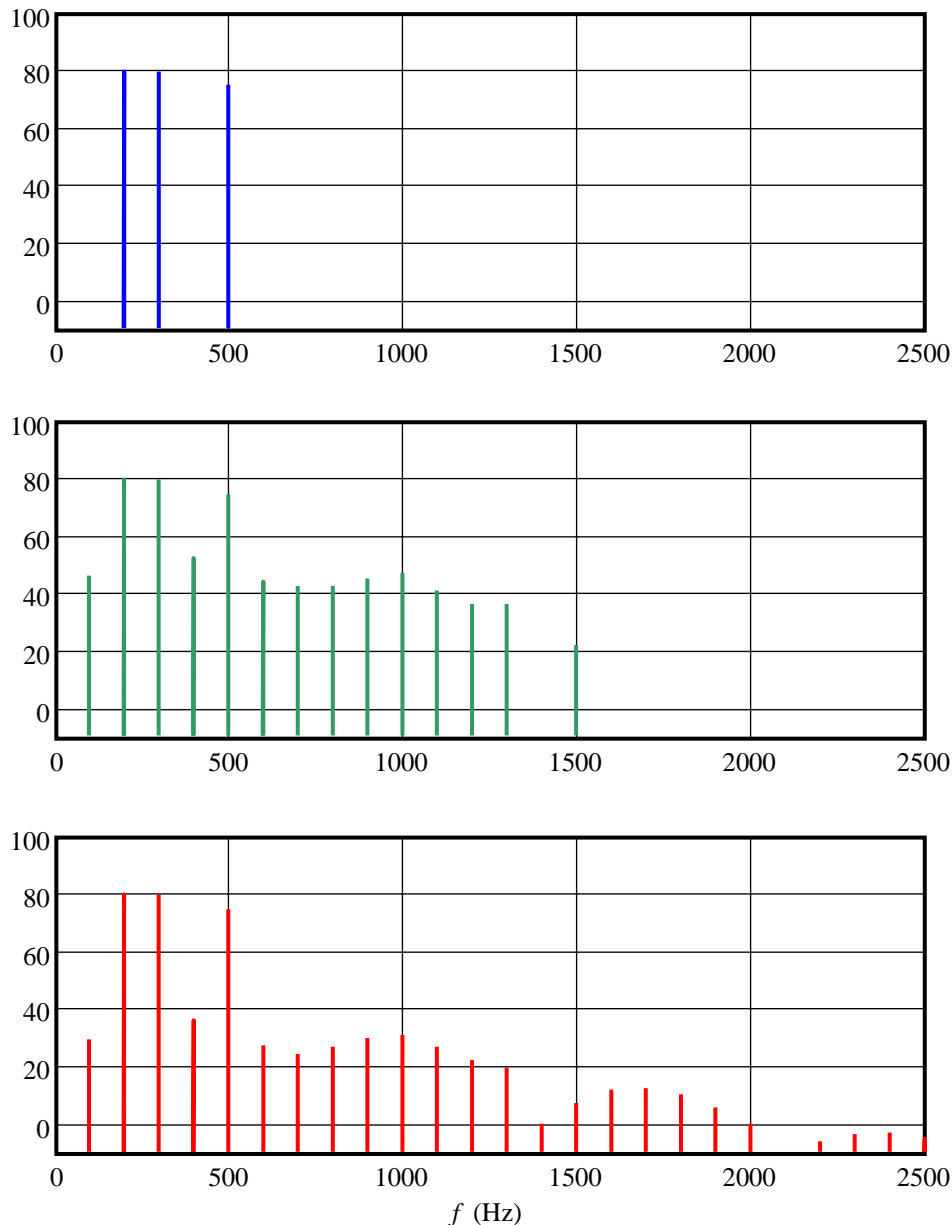


Figura 13. Arriba, tonos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB. Centro, productos de intermodulación causados por una alinealidad cuadrática con $\alpha = 0,12$ a lazo abierto (respuesta normalizada a ganancia 1). Abajo, productos de intermodulación al realimentar con $a\beta = 10$.

En la figura 14 se comparan los productos de intermodulación que se generan cuando la realimentación es relativamente baja ($a\beta = 20$) con el umbral de enmascaramiento de los tres tonos principales. Se observa que aunque la realimentación fue capaz de reducir los primeros productos de intermodulación, surge un grupo de productos de intermodulación audibles en la región entre 1500 Hz y 2000 Hz.

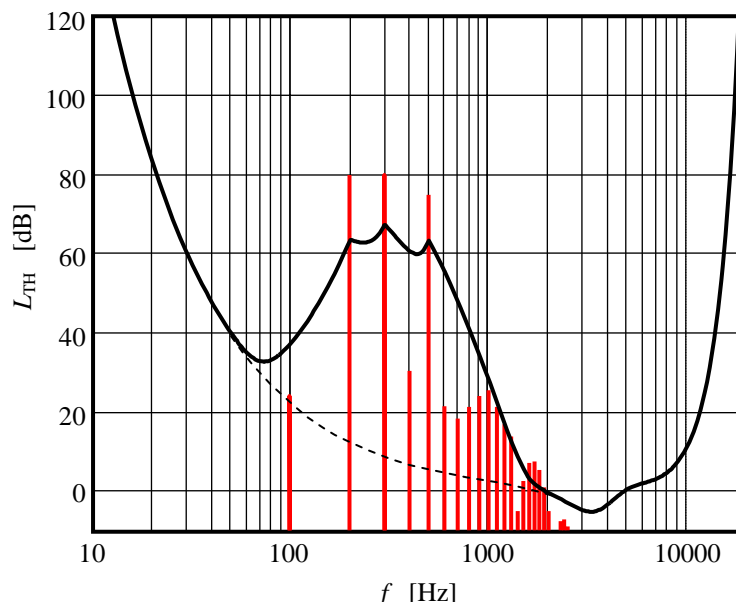


Figura 14. Tonos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB, y los productos de intermodulación por una alinealidad cúbica con $\alpha = 0,12$ y una realimentación $a\beta = 20$. Aunque los productos de intermodulación originales quedan enmascarados aparecen nuevos tonos de intermodulación audibles entre 1500 Hz y 2000 Hz.

En la figura 15 se ha incrementado la realimentación a $a\beta = 100$, Se puede ver que todos los productos de intermodulación caen por debajo del umbral de enmascaramiento y resultan, por lo tanto, inaudibles. Si bien la realimentación de un dispositivo no lineal produce contenido espectral de alta frecuencia, cuando es suficientemente intensa éste es inaudible.

6 Alinealidad tangente hiperbólica

Este tipo de alinealidad se presenta en los amplificadores diferenciales a transistores bipolares, en los cuales la relación entre la corriente de salida y la tensión de entrada es

$$i = I_o \operatorname{Th}(v_d/V_M), \quad (44)$$

donde $V_M = 2V_T \cong 50$ mV a temperatura ambiente (Gray, 1993).² La saturación sobreviene para valores de v_d cercanos a $3 V_M$ (figura 16).

² $V_T = kT/q$, donde $k = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K es la constante de Boltzmann, $q = 1,6 \times 10^{-19}$ C es la carga del electrón y T es la temperatura absoluta en K.

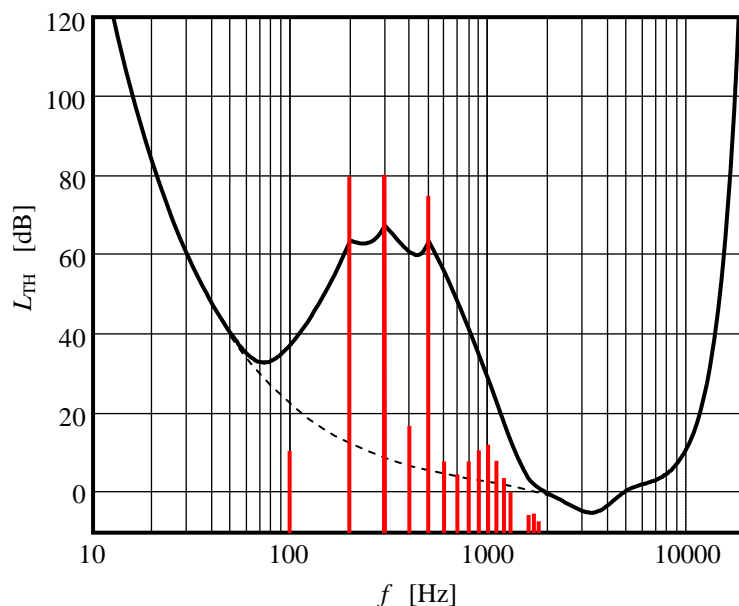


Figura 15. Tonos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB, y los productos de intermodulación por una alinealidad cúbica con $\alpha = 0,12$ y una realimentación $a\beta = 100$. Todos los productos de intermodulación quedan enmascarados.

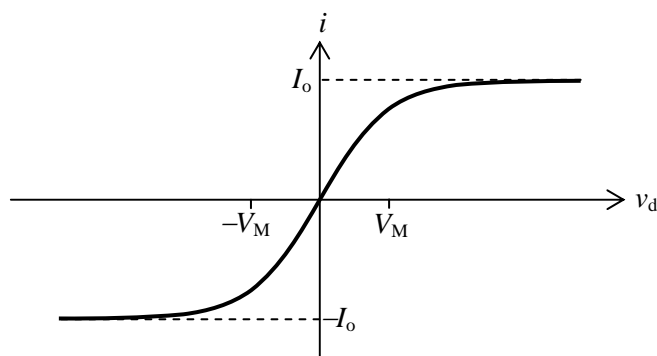


Figura 16. Respuesta de una etapa diferencial a transistores bipolares.

Este tipo de alinealidad puede ser muy severa, ya que es posible una saturación profunda. Los casos que analizaremos considerarán un rango al que generalmente no se llega en el funcionamiento normal, ya que supondremos que $X_o = X_M$.

A diferencia de los casos anteriores, en estos amplificadores la alinealidad genera, a lazo abierto, armónicos de todos los órdenes, por lo cual los armónicos de alta frecuencia no se deben sólo a la presencia de la realimentación. Al realimentar se producirá un cambio en el patrón espectral, pero ya no es posible discriminar la contribución relativa de la alinealidad del amplificador y la debida a la realimentación.

Para abreviar, consideraremos directamente el caso de la distorsión por intermodulación. En la figura 17 se muestra el caso de un amplificador con este tipo de alinealidad funcionando a lazo abierto al cual se ha aplicado el mismo tipo de señal con tres armónicos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB de los casos anteriores.

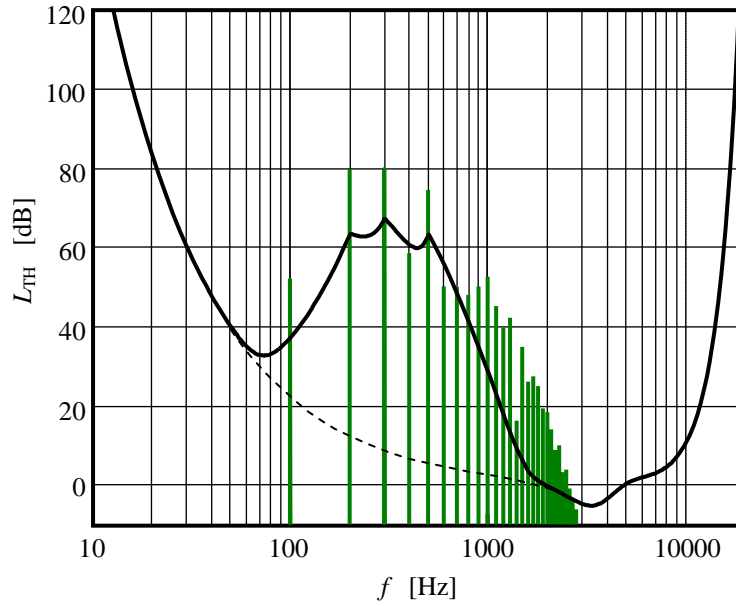


Figura 17. Tonos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB, y los productos de intermodulación por una alinealidad tangente hiperbólica a lazo abierto con $X_o = X_M$.

La cantidad y amplitud de los productos de intermodulación se debe a que estamos llevando el amplificador cerca de la saturación.

Aplicaremos ahora diferentes niveles de realimentación. En este caso no es posible obtener una expresión explícita ya que se llega a una ecuación trascendente del tipo

$$z = x - a\beta \operatorname{Th}\left(\frac{z}{X_M}\right), \quad (45)$$

donde

$$z = x - \beta y. \quad (46)$$

Esta ecuación puede, no obstante, resolverse numéricamente mediante algunas iteraciones aplicando el método de Newton-Raphson, para lo cual reescribimos (45) como

$$g(z) = z + a\beta \operatorname{Th}\left(\frac{z}{X_M}\right) - x. \quad (47)$$

Partiendo de $z_0 = 0$ se aproxima el nuevo valor tentativo z_1 de la raíz anulando la recta tangente en z_0 . El proceso iterativo queda descrito así

$$z_0 = 0$$

$$z_{k+1} = z_k - \frac{z_k + a\beta \operatorname{Th}\left(\frac{z_k}{X_M}\right) - x}{1 + \frac{a\beta}{\operatorname{Ch}^2\left(\frac{z_k}{X_M}\right)}}. \quad (48)$$

En las figuras 18 a 20 se muestran los productos de intermodulación y su comparación con el umbral de enmascaramiento para realimentaciones $a\beta = 10$, $a\beta = 100$ y $a\beta = 1000$. Vemos que recién para $a\beta = 1000$ la distorsión por intermodulación cae por debajo del umbral de audición enmascarado por los tonos principales

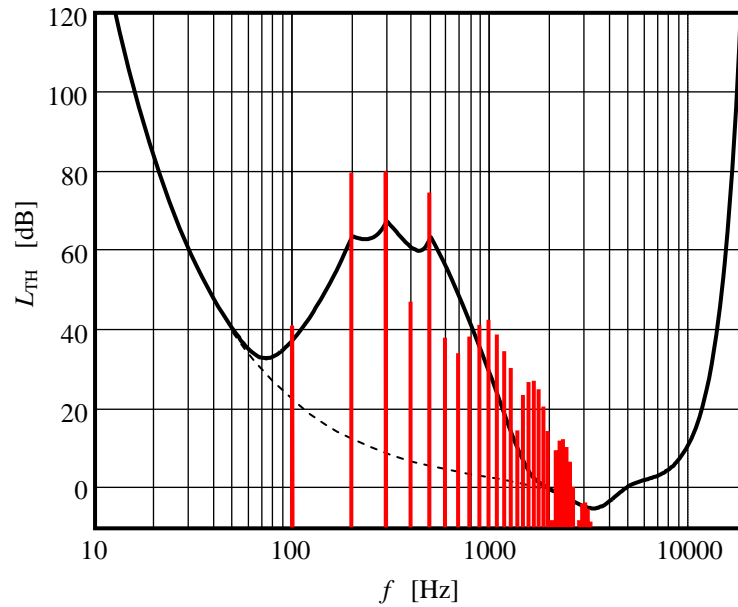


Figura 18. Tonos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB, y los productos de intermodulación por una alinealidad tangente hiperbólica con $X_o = X_M$ y una realimentación $a\beta = 10$.

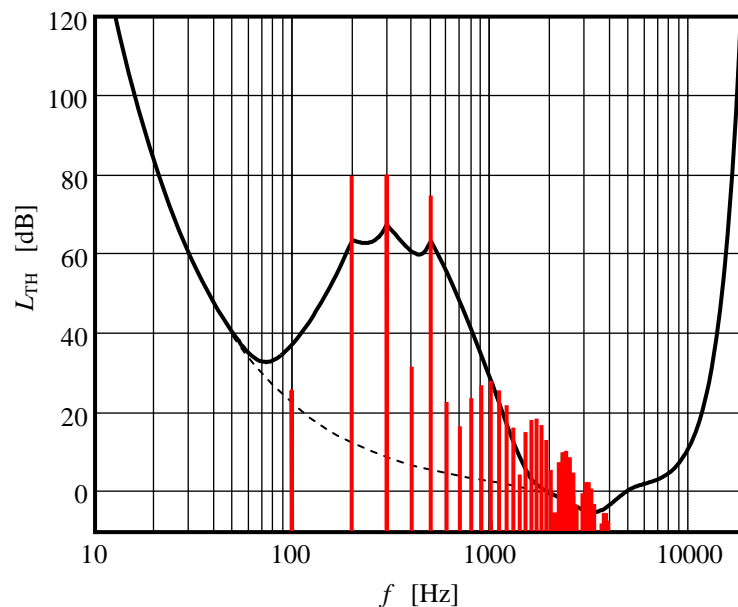


Figura 19. Tonos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB, y los productos de intermodulación por una alinealidad tangente hiperbólica con $X_o = X_M$ y una realimentación $a\beta = 100$.

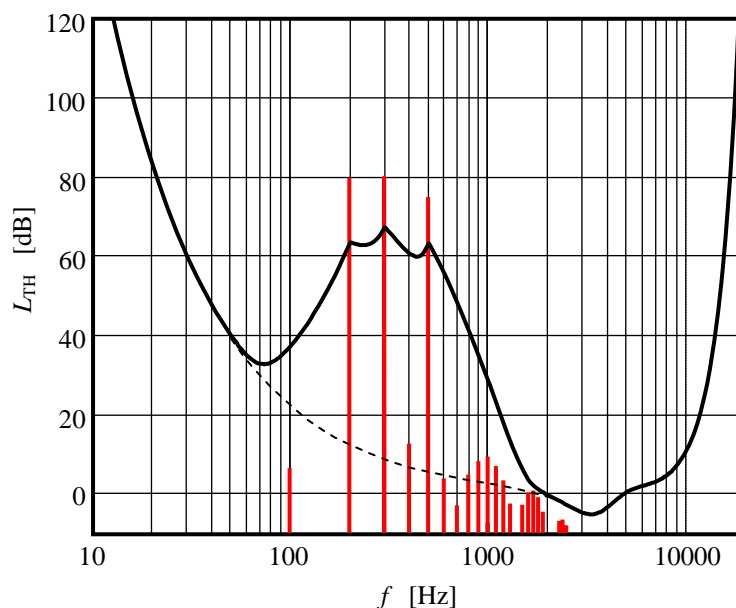


Figura 20. Tonos de 200 Hz y 80 dB, 300 Hz y 80 dB y 500 Hz y 75 dB, y los productos de intermodulación por una alinealidad tangente hiperbólica con $X_o = X_M$ y una realimentación $a\beta = 1000$.

7 Conclusiones

El estudio realizado demuestra que en todos los casos, esto es, para distorsiones cuadráticas (o de segundo armónico), cúbicas (o de tercer armónico), o tangente hiperbólica (correspondiente a etapas de entrada diferenciales de transconductancia), que cubren los casos más habituales de aplicación práctica, y aun partiendo de dispositivos con distorsión severa, es posible lograr una linealización que vuelve inaudible la distorsión armónica y por intermodulación a través de un suficiente nivel de realimentación, lo cual es posible con dispositivos como los amplificadores operacionales de altas prestaciones.

Esto permite desmitificar los reparos que se esgrimen frecuentemente en la literatura, sobre todo de índole comercial, acerca de los presuntos inconvenientes por el uso de realimentación negativa (Self, 2003). Se concluye que con suficiente realimentación negativa es posible reducir cualquier distorsión a niveles inaudibles. La única precaución es garantizar que el sistema esté adecuadamente compensado para evitar posibles inestabilidades o respuestas transitorias inadecuadas.

Agradecimiento

El autor agradece las esclarecedoras discusiones técnicas por correo electrónico con el Ing. Oscar Bonello sobre el tema del presente artículo.

Referencias

- Bonello, Oscar; Gavinowich, Daniel; Ruffa, Francisco.(s/f) “Electroacústica. Clases teóricas”. Monografía de la cátedra de Electroacústica de la FI-UBA. Edición Centro de Estudiantes “La Línea Recta”
- Gray, Paul; Meyer, Robert (1993). “Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. 3rd Edition”. John Wiley & Sons, Inc. New York, 1993
- Miyara, Federico (2014). “Distorsión en amplificadores”. Publicación interna de la cátedra de Fundamentos de Audio, FCEIA-UNR. Disponible por solicitud al autor
- Rey Pastor, Julio (1935). “Elementos de Análisis Algebraico”. Unión Poligráfica. Madrid, 1935
- Self, Douglas (2003). “Audio Power Amplifier Design Handbook” Newnes. London, 2003.
- Terhardt, Ernst; Stoll, Gerhard; Steewann, Manfred (1982). “Algorithm for extraction of pitch and pitch salience from complex tonal signals” Journal of the Acoustical Society of America, Vol 71, No 3, p 679-688