

Metodología de Diseño de Osciladores Distribuidos de Microondas

Diego Rincón Reyes

Proyecto de grado para optar al título de
Maestría en Ingeniería Electrónica

Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Universidad de Los Andes
Bogotá, D.C, Colombia
Julio 2004

Metodología de Diseño de Osciladores Distribuidos de Microondas

Aprobado por:

Néstor Peña Traslaviña, Asesor

Fecha de aprobación _____

*A mis padres,
y a quienes han aportado en mi
formación personal y profesional.*

AGRADECIMIENTOS

Deseo agradecer al Grupo de Electrónica y Sistemas de Telecomunicaciones, que gracias sus discusiones y aportes me ayudaron a llevar a cabo esta investigación, de igual forma quiero agradecer a todos los colegas que me apoyaron a conducir este trabajo a buen término.

TABLA DE CONTENIDO

DEDICACIÓN	iii
AGRADECIMIENTOS	iv
LISTA DE TABLAS	vii
LISTA DE FIGURAS	viii
RESUMEN	x
I INTRODUCCIÓN	1
1.1 Condiciones de oscilación	3
1.2 Osciladores de dos puertos	6
1.3 Condición de oscilación generalizada	7
1.4 Estabilidad de un oscilador	12
II ANALISIS NO LINEAL DE OSCILADORES DE MICROONDAS . .	17
2.1 Formulación de las ecuaciones en análisis de balance armónico	18
2.1.1 Medidas línea-dispositivo	20
2.1.2 Balance armónico modificado	21
2.2 Aspectos prácticos del diseño de osciladores	21
2.2.1 Múltiples resonancias	21
2.2.2 Estabilidad en frecuencia	22
2.2.3 Salidas harmónicas y espúreas	22
2.2.4 Ruido de Fase	22
2.2.5 Pushing and Pulling	24
III AMPLIFICADORES DISTRIBUIDOS	26
3.1 Análisis de retardo de grupo	29
IV OSCILADORES DISTRIBUIDOS	32
4.1 Sintonización	34
4.1.1 Sintonización con varactores	35
4.1.2 Sintonización con retardo balanceado	36
4.1.3 Sintonización con compensación	37

4.1.4	Control activo de la carga	38
4.1.5	Ruido de fase en osciladores distribuidos	39
V	SIMULACIÓN	42
VI	CONCLUSIONES	51
Apéndice A	— SIMULACIÓN DE OSCILADORES DE MICROONDAS	
	EN ANSOFT DESIGNER 1.0	52

LISTA DE TABLAS

LISTA DE FIGURAS

1	(a) Circuito de microondas; (b) Gráfica de señal de flujos	3
2	Diagrama para un oscilador de un puerto.	4
3	Modelo de un oscilador de dos puertos	6
4	Redes pasiva y activa definidas por sus parámetros S	8
5	Redes pasiva y activa definidas por sus parámetros Z	9
6	Circuito de un oscilador con un FET cargado en sus dos puertos.	10
7	Circuito de un oscilador con un FET cargado en sus tres puertos.	11
8	Modelo de un oscilador con una impedancia pasiva	12
9	Variación de la impedancia de un oscilador	16
10	Circuito particionado en redes lineales, no lineales y fuentes	18
11	Potencia de ruido vs frecuencia para un amplificador con una señal de entrada aplicada	23
12	Densidad espectral de potencia del ruido de fase en la salida de un oscilador (a) Respuesta para $f_h \geq f_\alpha$ (bajo Q) (b) Respuesta para $f_h \succ f_\alpha$ (alto Q)	24
13	Amplificador Distribuido básico	27
14	Oscilador Distribuido Básico	32
15	Sintonización con varactores inherentes	36
16	Sintonización con retardo balanceado	37
17	Sección de sintonización de la línea del drain	37
18	Sección de sintonización de la línea del gate	38
19	Esquema de un control activo por compensación	38
20	Control activo de carga	39
21	Oscilador Distribuido realimentado con un capacitor	39
22	Amplificador distribuido con inductores	43
23	Respuesta en frecuencia del amplificador distribuido con inductores.	43
24	Síntesis de un inductor con una línea de transmisión truncada	44
25	Amplificador distribuido utilizando líneas de transmisión	45
26	Respuesta en frecuencia de un amplificador distribuido con líneas de transmisión.	45
27	Amplificador distribuido con líneas de transmisión tipo m	46

28	Ampliación del amplificador distribuido con líneas de transmisión tipo m . .	47
29	Respuesta en frecuencia del amplificador distribuido con líneas de transmisión tipo m	47
30	Layout de un oscilador distribuido basado en el amplificador de la Figura 25	48
31	Frecuencia de oscilación del oscilador distribuido, utilizando balance armónico modificado.	48
32	Resultado de la simulación con la condición de Kurokawa	49
33	Layout de un oscilador distribuido utilizando un amplificador distribuido construido con líneas de transmisión tipo m	49
34	Frecuencia de oscilación del oscilador realimentado por el drain	50
35	Resultado de la simulación con la condición de Kurokawa	50
36	Programa que permite determinar los valores de resistencias y fuentes para polarizar transistores de microondas.	53
37	Polarización del oscilador y análisis lineal	54
38	Círculos de estabilidad y diseño de acople a la frecuencia deseada para inestabilizar el circuito.	54
39	Simulación no lineal del oscilador utilizando la condición de Kurokawa . . .	55
40	Simulación no lineal utilizando Balance armónico modificado.	55

RESUMEN

Se presenta el estado del arte de los osciladores de microondas, así como las técnicas de análisis no lineal que se emplean en su simulación. Se realiza una aproximación sistemática al análisis de osciladores distribuidos, partiendo del análisis del amplificador distribuido se deriva la condición de oscilación, así como una expresión analítica para el voltaje de salida y la frecuencia de oscilación. Esta condición de oscilación deriva en varias técnicas de sintonización: sintonización con varactores inherentes, control de la longitud efectiva, compensación por atenuación y control activo de la carga. Se presenta las expresiones del ruido de fase de un oscilador distribuido, obtenido mediante la utilización de una capacitancia equivalente distribuida. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos en la simulaciones utilizando el análisis de balance armónico, así como algunos layouts diseñados.

Capítulo I

INTRODUCCIÓN

El diseño de osciladores de microondas presenta ciertas particularidades en su diseño y caracterización debido a que la gran mayoría de los elementos de circuito utilizados en el rango de microondas actúan como elementos distribuidos, y se caracterizan por un comportamiento no lineal, por otra parte las características de estos dispositivos varía en su fabricación y ubicación en el circuito impreso. En algunas ocasiones es necesario utilizar linealizaciones cuasiestáticas para su modelamiento por medio de analizadores de redes usando matrices de parámetros S , ya sea a pequeña o grande señal.

El diseño de osciladores generalmente ha sido de la siguiente manera: se selecciona una topología y se verifica empíricamente o mediante una simulación la existencia de oscilación, en muchos casos utilizando herramientas de análisis no lineal. Tales metodologías de diseño son optimizadas utilizando diferentes criterios, dependiendo de la aplicación específica, como niveles de potencia, distorsión armónica, ruido, linealidad de la sintonización, etc [1], [2].

Existen muchas metodologías de diseño de osciladores de microondas, las más utilizadas son las que utilizan parámetros de repartición a pequeña señal, debido a su simplicidad y eficacia. El primero en plantear la condición de oscilación para un sistema realimentado fue Barkhausen [3], utilizando un análisis de sistemas lineales clásico. Un importante avance en el análisis de osciladores lo reportó Kurokawa [4], mostrando las condiciones de una oscilación estable en un circuito de un puerto. Las primeras aproximaciones de osciladores en frecuencias de microondas se produjeron utilizando dispositivos de un solo puerto fueron Kim [5] y Okamoto [6]. Jonhson [7] presentó una metodología de diseño utilizando parámetros S a grande señal, introduciendo una mayor precisión en el diseño de osciladores, dado que introducía medidas más precisas del dispositivo activo. Posteriormente G. Basawapatna [8] presentó la condición de oscilación en términos de parámetros S y mostró que, en una red

de dos puertos, cuando un puerto presenta una resistencia negativa y se hace que la parte reactiva sea cero, éste oscila y hace que el puerto de carga oscile simultáneamente. Esta condición propuesta por Basawapatna fue generalizada por A. Khanna y J. Obregon en [9]. Con base en el trabajo de Kurokawa Esdale [10] propuso las condiciones de oscilación en términos de los coeficientes de reflexión y mostró una representación gráfica de la condición de oscilación. Uno de los primeros trabajos sobre la inclusión de osciladores en modelos por computador fue presentada por Madiar [11], sin embargo, hasta el momento no existía una metodología analítica que proporcionara alguna información sobre los niveles de potencia a la salida hasta que R. Gilmore y F. Rosenbaum [12] propuso una aproximación analítica utilizando parámetros S , mejorada con una optimización no lineal en términos de la ganancia de lazo cerrado.

Otras metodologías de diseño de osciladores han sido propuestas por ejemplo: Kotzebue [13] y Ehlers [14] presentaron una metodología empírica utilizando topologías usadas extensivamente en RF (tales como Colpitts o Hartley), y presentaron topologías optimizadas para su uso en frecuencias de microondas. Aproximaciones cuasiestáticas por H. Abe [15] y mejoradas por Xuan [16], en términos del modelo no lineal de un GaAs MESFET, por otro lado Martínez presentó una metodología utilizando funciones circulares en función de gráficas de flujo de señal [17]. En cuanto a la estabilidad e inicio de oscilación Nguyen y Meyer, presentaron un trabajo muy importante basado en los parámetros concentrados y técnicas lineales de control [18], fijando criterios basados en la variación del lugar geométrico de las raíces para determinar la estabilidad del oscilador. Para aumentar los niveles de potencia se han empleado diversas técnicas para acoplar diversos osciladores [19], [20], [21], [22] y [23], usando circuitos de uno y dos puertos. El uso de resonadores con un elevado Q permitió el diseño de osciladores con un mínimo ruido de fase [24], [25] y [26], para su uso en aplicaciones móviles y sistemas de recepción. Las primeras aproximaciones en la inclusión de MEMS la ha investigado A. Dec [27], utilizando capacitancias variables sobre polisilicio como elemento de control de oscilación. En la actualidad con el uso extensivo de técnicas de balance armónico y de las herramientas CAD se ha logrado el diseño y optimización de osciladores de microondas, obteniéndose una mayor efectividad en la predicción de la

estabilidad, ruido de fase, componentes armónicas, así como posibilidad de realizar análisis de "Loadpull", análisis de Nyquist, entre otras.

1.1 Condiciones de oscilación

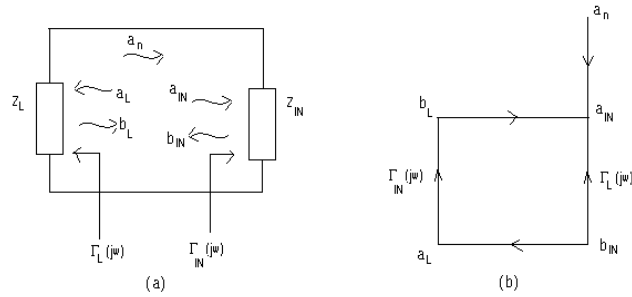


Figure 1: (a) Circuito de microondas; (b) Gráfica de señal de flujos

Para un circuito de microondas, la ganancia de lazo cerrado puede ser obtenida de la siguiente manera. Considérese el circuito mostrado en la Fig. 1(a) y su correspondiente diagrama de señal de flujo mostrado en la fig 1(b) El coeficiente $\Gamma_L(jw)$ representa el coeficiente de reflexión de la carga y $\Gamma_{IN}(jw)$ el coeficiente de reflexión de la entrada. La onda incidente a_n representa un pequeño ruido generado en el circuito. De la gráfica de flujo de señal se puede escribir:

$$a_L = \frac{a_n \Gamma_{IN}(jw)}{1 - \Gamma_{IN}(jw) \Gamma_L(jw)} \quad (1)$$

La ecuación (1) es la ganancia de lazo cerrado de la Fig 1(a), de (1) se observa que el sistema es inestable cuando $1 - \Gamma_{IN}(jw) \Gamma_L(jw)$ tiene ceros en el plano derecho, esto quiere decir que para que existan oscilaciones se debe dar que:

$$\Gamma_{IN}(jw) \Gamma_L(jw) = 1 \quad (2)$$

La impedancia de entrada del dispositivo activo Z_{IN} es, en general, una función de la amplitud del voltaje (o la corriente) y la frecuencia, por lo tanto para que ocurra oscilaciones la parte real de Z_{IN} debe ser negativa. Un diagrama general para una red de un puerto

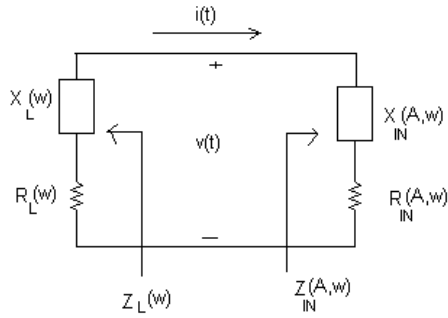


Figure 2: Diagrama para un oscilador de un puerto.

con resistencia negativa es mostrado en la 2. El dispositivo de resistencia negativa es representado por la impedancia dependiente de la amplitud y la frecuencia.

$$Z_{IN}(A, w) = R_{IN}(A, w) + jX_{IN}(A, w) \quad (3)$$

donde A es la amplitud de $i(t)$ y

$$R_{IN}(A, w) < 0$$

El oscilador es construido conectando al dispositivo una impedancia de carga pasiva, llamada

$$Z_L(w) = R_L(w) + jX_L(w) \quad (4)$$

para que una red sea estable se tiene que dar lo siguiente [2]:

$$\text{Re}[Z_{IN}(A, w) + Z_L(w)] > 0$$

Y de 2 la red oscilará, con la amplitud $A = A_o$ y la frecuencia $w = w_o$, cuando

$$\Gamma_{IN}(A_o, w_o)\Gamma_L(w_o) = 1 \quad (5)$$

Despejando se tiene:

$$R_L(w) + R_{IN}(A, w) = 0 \quad (6)$$

y

$$X_{IN}(A, w) + X_L(w) = 0 \quad (7)$$

En otras palabras, el dispositivo es inestable en el rango $w_1 < w < w_2$ si $R_{IN}(A, w) < 0$ y se cumple que para una frecuencia

$$|R_{IN}(A, w)| > R_L(w) \quad (8)$$

La frecuencia de oscilación determinada por (6) y (7) puede ser inestable dada la dependencia con la amplitud y la frecuencia. Por lo tanto es necesario encontrar otra condición que garantice una oscilación estable. La dependencia en frecuencia de $Z_{IN}(A, w)$ es despreciable para pequeñas variaciones alrededor de w_o , Kurokawa mostró que se puede obtener una oscilación estable cuando (6) y (7) son satisfechas y se cumple la siguiente condición [4]:

$$\left. \frac{\partial R_{IN}}{\partial A} \right|_{A=A_o} \left. \frac{dX_L(w)}{dw} \right|_{w=w_o} - \left. \frac{\partial X_{IN}}{\partial A} \right|_{A=A_o} \left. \frac{dR_L}{dw} \right|_{w=w_o} > 0 \quad (9)$$

En muchos casos,

$$\frac{dR_L}{dw} = 0$$

En el diseño de osciladores, la impedancia de entrada del dispositivo activo es conocida para condiciones de pequeña señal, una vía práctica para el diseño de R_L es seleccionar el valor de esta para obtener la máxima potencia del oscilador. Si la magnitud de la resistencia negativa es una función linealmente decreciente, se ha comprobado que el valor que maximiza la potencia del oscilador es [3]

$$R_L = \frac{R_o}{3} \quad (10)$$

1.2 Osciladores de dos puertos

Un diagrama de bloques de un oscilador de dos puertos con resistencias negativas es mostrado en la Figura 3. La red transistorizada es caracterizada por sus parámetros S , Z_T es la impedancia de la red de terminación, y Z_L es la impedancia de carga. Obsérvese la notación usada en la Figura 3, que muestra que en un oscilador cualquier puerto puede ser usado como puerto de terminación. Una vez es seleccionado el puerto de terminación, el otro puerto es referido como el puerto de entrada. La red de acople de la entrada es conectada al puerto de entrada.

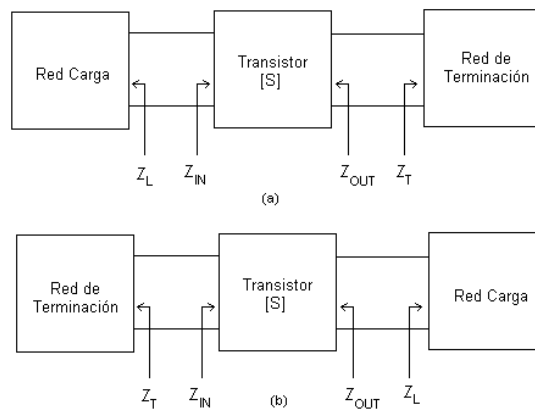


Figure 3: Modelo de un oscilador de dos puertos

Cuando los dos puertos son potencialmente inestables, una Z_T apropiada permite a la red de dos puertos presente en un puerto una resistencia negativa con impedancia Z_{IN} , como se muestra en la Figura 2. Las condiciones para una condición estable son dadas por: (6), (7) y (9). Para iniciar la oscilación, el valor de R_L es seleccionado de acuerdo con (10) (por ejemplo, $R_L = R_o/3$ o, en general $R_L = |R_{IN}(0, w)|/3$).

Cuando el puerto de entrada es puesto a oscilar, el puerto de terminación también oscila. El hecho de que ambos puertos oscilen puede ser probado como sigue: El puerto de entrada oscila cuando:

$$\Gamma_{IN}\Gamma_L = 1 \quad (11)$$

Se puede mostrar que [8]:

$$\Gamma_{OUT}\Gamma_T = 1 \quad (12)$$

lo cual muestra que el puerto de terminación también está oscilando.

Un procedimiento de diseño con una red de dos puertos es como sigue: (a) Use un transistor potencialmente inestable en la frecuencia de oscilación w_o ; (b) Diseñe el puerto de terminación para hacer $|\Gamma_{IN}| > 1$. Una realimentación serie o paralelo puede ser utilizado para aumentar $|\Gamma_{IN}|$; (c) Diseñe la red de la carga para resonar en Z_{IN} , y para satisfacer la condición de inicio de oscilación

$$X_L(w_o) = -X_{IN}(w_o) \quad (13)$$

y

$$R_L = \frac{|R_{IN}(0, w)|}{3} \quad (14)$$

Este procedimiento de diseño es popular dada su alta eficacia. Sin embargo, la frecuencia de oscilación puede cambiar de su valor diseñado. Esto ocurre debido a que la potencia de oscilación aumenta hasta que el valor de la resistencia negativa es igual a la resistencia de carga y X_{IN} varía en función de A(es función de la potencia). Asimismo, esto no asegura que la oscilación producirá una potencia óptima.

1.3 Condición de oscilación generalizada

Un oscilador puede ser considerado como una combinación de un puerto activo y una red multipuerto pasiva (la red embebida), como se muestra en la Fig4. Para el dispositivo activo, el desarrollo presentado a continuación fue adaptado de [9]:

$$[b_i] = [S][a_i] \quad (15)$$

y para la red embebida:

$$[b'_i] = [S^*][a'_i] \quad (16)$$

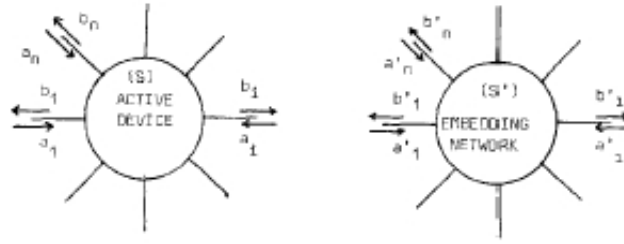


Figure 4: Redes pasiva y activa definidas por sus parámetros S

Cuando el dispositivo activo y la red embebida son conectada tal que el puerto i es conectado al i' , se tiene

$$[b_i] = [a_i] \quad (17)$$

y

$$[b_i] = [a'_i] \quad (18)$$

Utilizando las ecuaciones 15-18, se puede escribir:

$$[a'_i] = [S][S^*][a'_i] \quad (19)$$

o

$$\{[S][S^*] - [1]\}[a'_i] = 0 \quad (20)$$

donde $[1]$ es una matriz unitaria; ahora puesto que $[a'_i] \neq 0$

$$|M| = [S][S^*] - [1]$$

es una matriz singular o

$$|M| = 0 \quad (21)$$

lo cual representa la condición generalizada de oscilación.

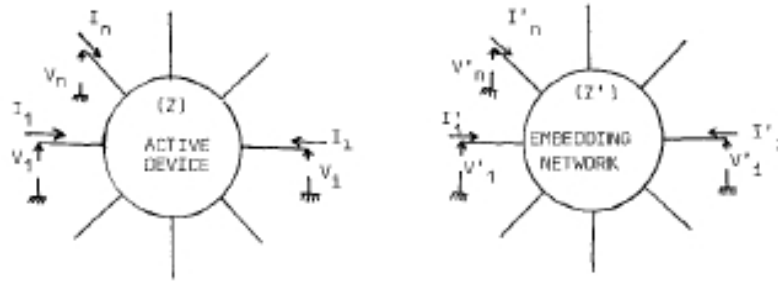


Figure 5: Redes pasiva y activa definidas por sus parámetros Z

Para el caso de una red multipuertos definida por sus parámetros de impedancia o admitancia (figura 5), se tiene:

Para el dispositivo activo:

$$[V] = [Z][I] \quad (22)$$

y para la red embebida:

$$[V'] = [Z'][I'] \quad (23)$$

Cuando el dispositivo activo y la red embebida son conectada tal que el puerto i es conectado al i' , se tiene

$$[I] = -[I'] \quad (24)$$

y

$$[V] = [V'] \quad (25)$$

Utilizando las ecuaciones 15-18, se puede escribir:

$$\{[Z] + [Z']\}[I] = 0 \quad (26)$$

ahora puesto que $[I] \neq 0$, la matriz

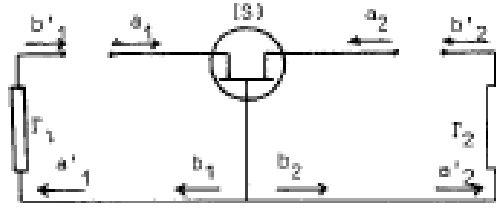


Figure 6: Circuito de un oscilador con un FET cargado en sus dos puertos.

$$[Z] + [Z]$$

es una matriz singular o

$$|[Z] + [Z]| = 0$$

lo cual representa la condición generalizada de oscilación.

En la Fig6, para el dispositivo activo:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

y para el circuito embebido:

$$[S] = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 \\ 0 & \Gamma_2 \end{bmatrix}$$

de la condición de oscilación en 21

$$\begin{aligned} |M| &= [S][S] - [1] \\ &= \begin{vmatrix} S_{11}\Gamma_1 - 1 & S_{12}\Gamma_2 \\ S_{21}\Gamma_1 & S_{22}\Gamma_2 - 1 \end{vmatrix} = 0 \end{aligned}$$

con lo que se obtiene

$$(S_{11}\Gamma_1 - 1)(S_{22}\Gamma_2 - 1) - S_{21}\Gamma_1 S_{12}\Gamma_2 = 0$$

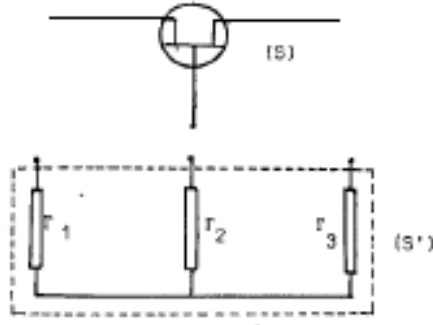


Figure 7: Circuito de un oscilador con un FET cargado en sus tres puertos.

Esta ecuación resulta en las bien conocidas condiciones de oscilación:

$$\frac{1}{\Gamma_1} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_2}{1 - S_{22}\Gamma_2}$$

$$\frac{1}{\Gamma_2} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_1}{1 - S_{11}\Gamma_1}$$

Para el caso de un oscilador de tres puertos cargado por tre impedancias:

En la Figura7 de $|M| = [S][S'] - [1]$ para ser singular se tiene:

$$\begin{vmatrix} S_{11}\Gamma_1 - 1 & S_{12}\Gamma_2 & S_{13}\Gamma_3 \\ S_{21}\Gamma_1 & S_{22}\Gamma_2 - 1 & S_{23}\Gamma_3 \\ S_{31}\Gamma_1 & S_{32}\Gamma_2 & S_{33}\Gamma_3 - 1 \end{vmatrix} = 0$$

o

$$\frac{S_{21}\Gamma_1 S_{12}\Gamma_2}{(S_{11}\Gamma_1 - 1)(S_{22}\Gamma_2 - 1)} + \frac{S_{13}\Gamma_3 S_{31}\Gamma_1}{(S_{11}\Gamma_1 - 1)(S_{33}\Gamma_3 - 1)} + \frac{S_{23}\Gamma_3 S_{32}\Gamma_2}{(S_{22}\Gamma_2 - 1)(S_{33}\Gamma_3 - 1)} + \frac{\Gamma_1\Gamma_2\Gamma_3(S_{12}S_{23}S_{31} + S_{21}S_{32}S_{13})}{(S_{11}\Gamma_1 - 1)(S_{22}\Gamma_2 - 1)(S_{33}\Gamma_3 - 1)} = 1$$

Esta es la misma relación que si se obtuviera mediante el cálculo clásico mediante la siguiente relación:

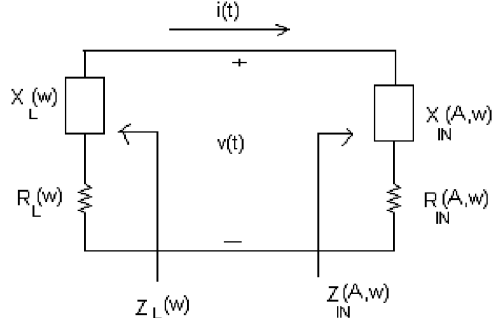


Figure 8: Modelo de un oscilador con una impedancia pasiva

$$S_{J11}\Gamma_1 = S_{J22}\Gamma_2 = S_{J33}\Gamma_3 = 1$$

Donde S_{J11} es el coeficiente de reflexión modificado con la carga en los puertos dos y tres con los correspondiente coeficientes Γ_2 y Γ_3 .

1.4 Estabilidad de un oscilador

En la Fig. 8 se muestra un circuito de un puerto, sobre un rango de frecuencias estrecho al rededor de la frecuencia de oscilación, se asume que la resistencia de entrada $R_{IN}(A, w)$ donde $0 < R_{IN}(A, w)$ y la reactancia $X_{IN}(A, w)$ del dispositivo activo son función solamente de la amplitud de $i(t)$. La corriente que fluye a través del circuito es

$$i(t) = A(t) \cos(\omega t + \phi(t)) = \Re\{A(t)e^{j\omega t + \phi(t)}\} \quad (27)$$

Donde A y ϕ son funciones que varía lentamente con el tiempo. La parte activa del dispositivo es representada por $Z_{IN}(A)$ y la carga por $Z_L(w)$: La condición de oscilación requiere que la suma de impedancias en el lazo cerrado sea cero:

$$Z_{IN}(A) + Z_L(w) = 0 \quad (28)$$

En una notación fasorial la corriente es

$$I = Ae^{j\phi} \quad (29)$$

de tal forma que el voltaje que cae sobre el lazo cerrado es

$$v(t) = \Re\{[Z_L(w) + Z_{IN}(A)]I\} \quad (30)$$

$$0 = [R_L(w) + R_{IN}(A)]A \cos(\omega t + \phi(t)) \quad (31)$$

$$-[X_L(w) + X_{IN}(A)]A \sin(\omega t + \phi(t)) \quad (32)$$

La variación de la corriente con respecto al tiempo es encontrada tomando la derivada de la ecuación 27

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -A \left(\omega + \frac{d\phi}{dt} \right) \sin(\omega t + \phi) + \frac{dA}{dt} \cos(\omega t + \phi) \\ &= \Re \left[j \left(\omega + \frac{d\phi}{dt} \right) + \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right] A e^{j\omega t + \phi} \end{aligned} \quad (33)$$

Comúnmente, en el análisis de corriente alterna, $\frac{d}{dt}$ es equivalente a $j\omega$ en el dominio de la frecuencia. Entonces, con una variación en la amplitud y la fase, la derivada es equivalente a:

$$\frac{d}{dt} \rightarrow j\omega' = j \left[\omega + \frac{d\phi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right]$$

Realizando una expansión en series de Taylor de $Z(\omega')$ al rededor de ω_o es

$$Z \left(\omega + \frac{d\phi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right) \approx Z(\omega_o) + \frac{dZ}{d\omega} \left(\frac{d\phi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right)$$

utilizando la ecuación anterior, se puede obtener la siguiente expresión para el voltaje:

$$\begin{aligned} \Re\{[Z_L(w) + Z_{IN}(A)]I\} &= \\ &\left[R_L(\omega_o) + R_{IN}(A) + \frac{dR}{d\omega} \frac{d\phi}{dt} + \frac{dX}{d\omega} \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right] A \cos(\omega t + \phi) - \\ &\left[X_L(\omega_o) + X_{IN}(A) + \frac{dX}{d\omega} \frac{d\phi}{dt} - \frac{dR}{d\omega} \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right] A \sin(\omega t + \phi) \end{aligned}$$

Multiplicando la ecuación anterior por $\cos(wt + \phi)$ y posteriormente por $\sin(wt + \phi)$, y utilizando las propiedades de ortogonalidad se tienen las dos siguientes ecuaciones.

$$0 = R_L(w_o) + R_{IN}(A) + \frac{dR}{dw} \frac{d\phi}{dt} + \frac{dX}{dw} \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \quad (34)$$

$$0 = -X_L(w_o) - X_{IN}(A) - \frac{dX}{dw} \frac{d\phi}{dt} + \frac{dR}{dw} \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \quad (35)$$

Multiplicando 34 y 35 por $\frac{dX}{dw}$ y $\frac{dR}{dw}$ y posteriormente sumando se podrá eliminar el término $\frac{d\phi}{dt}$. Efectuando un procedimiento similar, también es posible eliminar $\frac{dA}{dt}$, obteniéndose lo siguiente:

$$0 = [R_L(w_o) + R_{IN}(A)] \frac{dX}{dw} + [X_L(w_o) - X_{IN}(A)] + \left| \frac{dZ(w)}{dw} \right|^2 \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \quad (36)$$

$$0 = [X_L(w_o) - X_{IN}(A)] \frac{dX}{dw} + [R_L(w_o) + R_{IN}(A)] + \left| \frac{dZ(w)}{dw} \right|^2 \frac{1}{A} \frac{d\phi}{dt} \quad (37)$$

Bajo condiciones de estado estable las derivadas del tiempo son cero, y la combinación de las ecuaciones anteriores produce:

$$\frac{\frac{dR}{dw}}{\frac{dX}{dw}} = \frac{R(w_o) + R_{IN}(A)}{X(w_o) + X_{IN}(A)} = -\frac{X(w_o) + X_{IN}(A)}{R(w_o) + R_{IN}(A)}$$

la única forma de satisfacer esta ecuación es bajo la condición impuesta en 28. Sin embargo, supóngase que existe una pequeña perturbación en la amplitud de la corriente de δA de la corriente en estado estable A_o . Basado en la ecuación 28 y haciendo una expansión en series de Taylor, las componentes resistivas y reactivas se convertirán:

$$\begin{aligned} R_L(w_o) + R_{IN}(A) &= R_L(w_o) + R_{IN}(A) + \delta A \frac{dR_{IN}(A)}{dA} \\ &= \delta A \frac{dR_{IN}(A)}{dA} \end{aligned} \quad (38)$$

$$X_L(w_o) + X_{IN}(A) = \delta A \frac{dX_{IN}(A)}{dA} \quad (39)$$

Ahora, substituyendo en la anterior ecuación produce la siguiente ecuación diferencial:

$$0 = \delta A \frac{dR_{IN}(A)}{dA} \frac{dX(w)}{dw} - \delta A \frac{dX_{IN}(A)}{dA} \frac{dR(w)}{dw} \quad (40)$$

$$+ \left| \frac{dZ(w)}{dw} \right|^2 \frac{1}{A_o} \frac{d\delta A}{dt} \quad (41)$$

o

$$0 = \delta AS + \alpha \frac{d\delta A}{dt} \quad (42)$$

donde

$$S = \frac{\partial R_{IN}(A)}{\partial A} \frac{dX(w)}{dw} - \frac{\partial X_{IN}(A)}{\partial A} \frac{dR(w)}{dw} > 0 \quad (43)$$

y

$$\alpha = \left| \frac{dZ(w)}{dw} \right|^2 \frac{1}{A_o}$$

la solución de la ecuación diferencial es

$$\delta A = C e^{-St/\alpha}$$

La cual es estable si $S > 0$. La condición de estabilidad de Kurokawa para pequeños cambios en la amplitud de la corriente es dada entonces en 43 . Como un ejemplo, considérese la estabilidad de un circuito cuya impedancia cambia como se muestra en la Fig 9. A medida que la amplitud de la corriente aumenta, $R_d(A)$ y $X_d(A)$ aumentan.

$$\frac{\partial R_d(A)}{\partial A} > 0$$

$$\frac{\partial X_d(A)}{\partial A} > 0$$

A medida que la frecuencia aumenta, la resistencia del circuito pasivo, $R(w)$ decrece y la reactancia $X(w)$ aumenta.

$$\frac{dR(w)}{dw} < 0$$

$$\frac{dX(w)}{dw} > 0$$

de la ecuación 43 el circuito producirá una oscilación estable en la intersección entre $Z(w)$ y $-Z_d(A)$. Si existe una pequeña variación en la amplitud, el circuito retornará a un punto resonante con A_o , w_o .

Si existe una pequeña perturbación en la fase en vez de ser en la corriente, el criterio de estabilidad es:

$$S = \frac{\partial X_{IN}(\phi)}{\partial \phi} \frac{dX(w)}{dw} + \frac{\partial X_{IN}(\phi)}{\partial \phi} \frac{dR(w)}{dw} > 0 \quad (44)$$

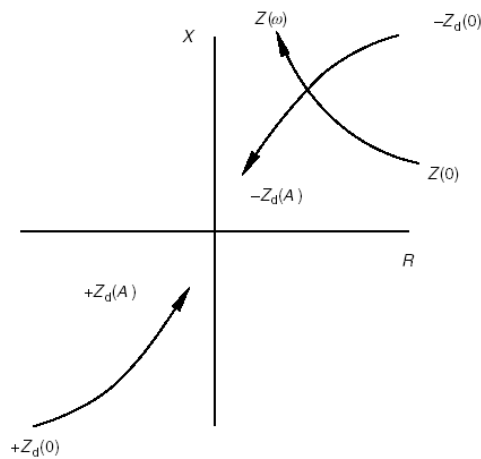


Figure 9: Variación de la impedancia de un oscilador

Capítulo II

ANÁLISIS NO LINEAL DE OSCILADORES DE MICROONDAS

Las técnicas de diseño de osciladores, en su mayoría, solamente garantiza que el circuito oscilará. Porque en su mayoría están caracterizados por sus parámetros S a pequeña señal, lo cual no hace posible caracterizar la potencia de salida ni la carga óptima. Lo cual implica hacer estimaciones crudas en el diseño de redes de salida. Por tanto, es necesario utilizar las técnicas de análisis no lineal para definir la carga y predecir la potencia de salida. Adicionalmente la frecuencia de oscilación determinada a través del modelo lineal es aproximada, cuando se utiliza un resonador de bajo Q , la frecuencia de oscilación puede cambiar significativamente. Finalmente, también es necesario realizar simulaciones que permitan verificar el comportamiento en cuanto al ruido de fase, sensibilidad de la polarización, los cuales son fundamentalmente no lineales.

En principio el análisis de los osciladores fue formulado en función de parámetros concentrados y modelos no lineales de sus componentes de alta frecuencia (diodos, transistores, capacitores, resistencias, etc), acompañados con un análisis lineal de los elementos distribuidos. Una de las primeras técnicas de análisis de circuitos en microondas fue el análisis transiente, el cual ha sido reemplazado por el de balance armónico y en menor medida las series de volterra. Uno de los precursores del análisis de osciladores en microondas utilizando dispositivos de un puerto fue Solbach [28], el cual presentó un modelo no lineal de osciladores con diodos Gunn y TRAPPAT. Por otra parte Curtice [29], fue uno de los primeros en evaluar el método de balance armónico en la solución de circuitos de microondas, posteriormente Vai presentó un modelo más depurado usando herramientas de Diseño Asistido por Computador [30]. Chang y Steer [31], presentaron la primera modificación del análisis de balance armónico para la solución de osciladores de microondas utilizando la

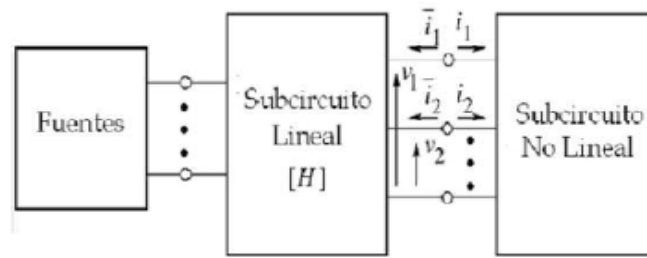


Figure 10: Circuito particionado en redes lineales, no lineales y fuentes

condición de Kurokawa para encontrar la frecuencia de oscilación. Anzil y Russer presentaron una modificación para calcular el ruido de fase utilizando el método de perturbaciones en las ecuaciones de error del método de balance armónico [32], el cual fue mejorado por Rizzoli et al. [33] teniendo en cuenta ruido térmico, y algunas características estadísticas de los elementos no lineales. Por otra parte, Yagoub et al [34], D´agostino [35] y Rohdes [36] aportaron incluyendo optimización, análisis estadístico y computación paralela, respectivamente. En 1997 Rizzoli basado en criterios de control clásico presentó una estrategia basado en el criterio de Nyquist para establecer la estabilidad de un circuito de microondas y predecir la oscilación [37]. Debido al incremento de las capacidades informáticas Rizzoli y Constanzo presentaron una primera aproximación de la optimización de un oscilador utilizando simulación electromagnética para los elementos lineales y de balance armónico para los elementos activos [38]. En la actualidad, debido la existencia de computadores que tienen una alta capacidad de cálculo, la tendencia es hacia la simulación global de circuito que involucren varias disciplinas como lo presenta Rizzoli et al en [39], para una mejor predicción del comportamiento de los circuitos de microondas, optimización, validación de diseños, reducción de costos de fabricación, etc.

2.1 *Formulación de las ecuaciones en análisis de balance armónico*

El método de balance armónico busca igualar las componentes en frecuencia de la corriente en la interfaz de dos subcircuitos -uno lineal y uno no lineal- como se muestra en la Figura 10. Los bordes en la interfaz lineal y no lineal define los nodos, de tal forma que la corriente

que fluye en la interfaz de un circuito debe ser igual a la que fluye en el otro circuito. Igualando las componentes en frecuencia en cada interfaz, se construye un conjunto de ecuaciones para la corriente en términos del voltaje, llamada la función de error. Esta función de error es solucionada asumiendo un voltaje y posteriormente iterando este voltaje hasta llevar la función de error a cero. Esta técnica ha emergido como una herramienta práctica y eficiente para el análisis y diseño de circuitos no lineales en estado estable con una excitación sinusoidal. Se le dió el nombre de balance armónico porque fue visto como un método de balanceo de corrientes entre subcircuitos lineales y no lineales. Además, el balance armónico es usualmente considerado como un método de dominio mixto, porque los dispositivos no lineales son evaluados en el dominio del tiempo mientras que los dispositivos lineales son evaluados en el dominio de la frecuencia.

Si el circuito total tiene N nodos y si v es el vector de voltajes, entonces aplicando la LKC en cada nodo se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones [1]:

$$f(v, t) = i[v(t)] + \frac{d}{dt}q[v(t)] + \int_{-\infty}^t y(t - \tau)v(\tau)d\tau + i_S(t) = 0 \quad (45)$$

Las cantidades i y q son la suma de las corrientes y cargas proveniente de los nodos de las no linealidades, y es la matriz de respuesta al impulso del circuito lineal, e i_S son las fuentes de corriente externas.

En el dominio de la frecuencia, la integral de convolución se convierte en un producto YV , donde V contiene los coeficientes de los voltajes en cada nodo y en cada armónico, e Y , es una matriz de admitancias de la porción lineal del circuito. Entonces la ecuación (45) se convierte:

$$F(V) = I(V) + \Omega Q(V) + YV + I_S = 0 \quad (46)$$

donde Ω es la matriz con las frecuencias en las que se desea obtener la solución del sistema. Los dos primeros términos en la ecuación (46) se calculan en el dominio del tiempo mediante el modelo no lineal y los otros en términos de la frecuencia.

$$F(V) = \mathcal{F}(\mathcal{F}^{-1}V) + \Omega \mathcal{F}q(\mathcal{F}^{-1}V) + YV + I_S = 0 \quad (47)$$

La solución de la ecuación (47) puede ser obtenida por diferentes métodos: (a) el método de relajación, en donde la función de error es llevada a cero ajustando los fasores de corriente y voltaje en iteraciones sucesivas y (b) el método de gradiente que es usado para minimizar la función objetivo usando un método de Newton o método de búsqueda de mínimos.

Varios problemas aparecen cuando se intenta analizar osciladores mediante el balance armónico: la primera es que el fenómeno de saturación que limita la amplitud de la oscilación debe ser modelado cuidadosamente. En particular la corriente de canal, así como las capacitancias del canal. El segundo problema es bastante serio, el análisis de balance armónico es usado principalmente cuando un circuito no lineal es excitado por una fuente externa. En el análisis de un oscilador, sin embargo, la frecuencia de oscilación no es conocida, este es un valor que el análisis debe determinar. Claramente, la frecuencia de oscilación debe ser una variable independiente del proceso de balance armónico. Finalmente, la fase de la oscilación es indeterminada. Una solución al problema anterior, es el uso del análisis en el dominio de tiempo. En este caso, lo cual involucra la integración numérica de ecuaciones diferenciales no lineales. Este proceso sufre de las limitaciones estándares para el análisis en el dominio del tiempo.

2.1.1 Medidas línea-dispositivo

Este análisis puede ser realizado con cualquier simulador estándar de balance armónico. El proceso es como sigue: (a) Se diseña un oscilador como en cualquiera de los casos expuestos en las secciones anteriores, usando un modelo no lineal; (b) Se conecta una fuente y un medidor de potencia/impedancia a el puerto de salida; (c) Se excita el puerto de salida, y se varia la potencia; (d) Se encuentra el punto donde la potencia es máxima, y se determina la impedancia con este nivel de potencia; (e) Se diseña una red de salida que provea la impedancia medida al dispositivo.

La principal desventaja de este método es el pobre tratamiento de las terminaciones en el análisis de balance armónico. En el análisis, el puerto es terminado en todos los armónicos con una resistencia alta, en general esta situación no es real. Otro problema es que no se tiene en cuenta los problemas de un buffer u otro tipo de carga, este método puede ser

aplicado solo a la etapa del oscilador.

2.1.2 Balance armónico modificado

Una aproximación sencilla es usar uno o más parámetros del circuito como variables lo cual convierte la función de error 46:

$$F(V, P) = I_S(P) + Y(P)V + j\Omega Q + I_G \quad (48)$$

donde P es un conjunto de parámetros del circuito. Para el análisis del oscilador, P puede incluir la frecuencia de oscilación, recíprocamente, para síntesis, este puede incluir la capacitancia de un varactor que es ajustada para obtener la frecuencia específica de oscilación. Las componente de P , así como el voltaje pueden ser ajustados por el algoritmo del balance armónico. Es posible que las variables V y P puedan ser ajustadas simultáneamente en la solución del algoritmo, no es necesario obtener V y posteriormente optimizar P . Una ventaja de este método es que definiendo la función de error en términos de la potencia de salida o el comportamiento de los parámetros del circuito, se puede realizar optimizaciones en conjunción con el análisis armónico. Adicionalmente, para el caso del análisis, el Jacobiano incluye derivadas de la frecuencia con respecto a los voltajes del sistema, lo cual es muy útil para el análisis del ruido de fase.

2.2 Aspectos prácticos del diseño de osciladores

2.2.1 Múltiples resonancias

Las resonancias múltiples son un serio problema en el diseño de osciladores. Si un oscilador tiene una resonancia en alguna frecuencia diferente a la deseada, se podrá establecer oscilaciones a esa frecuencia de resonancia. Comúnmente, el oscilador trabaja apropiadamente en temperatura ambiente, con los valores esperados de polarización, pero cuando la temperatura ambiente cambia o los niveles de polarización, el oscilador puede saltar a frecuencias indeseables.

Estas resonancias indeseables pueden ser introducidas con los circuitos de polarización o de acoplamiento. Especialmente en altas frecuencias, donde los elementos parásitos del

encapsulado pueden introducir resonancias indeseables. La principal causa de las resonancias múltiples es la complejidad, para evitar tales problemas, el circuito debe ser hecho lo más simple posible, y debe ser analizado sobre un amplio rango de frecuencias en donde exhibe resistencia negativa.

2.2.2 Estabilidad en frecuencia

La estabilidad en frecuencia es principalmente establecida por el factor de calidad (Q) del resonador y la sensibilidad de la resonancia en frecuencia de este para los cambios de temperatura, cuando el resonador tiene un Q elevado, presenta menos cambios cuando el transistor cambia sus características con la temperatura.

2.2.3 Salidas harmónicas y espúreas

Es necesario obtener oscilaciones libres de frecuencias espúreas que no son relacionadas armónicamente con la frecuencia de oscilación. Sin embargo, dado que el transistor está polarizado en algunas ocasiones en saturación, muchos osciladores tienen salidas armónicas significantes. Igualmente al utilizar seguidores pueden producir distorsiones armónicas. En muchas ocasiones el diseñador tiene poco control sobre los niveles de armónicos, a menos que se implementen filtros en la salida.

2.2.4 Ruido de Fase

El ruido producido en dispositivo semiconductores puede modular la fase de un oscilador y crear bandas laterales de ruido en el espectro de salida. Esta desviación de fase es un serio problema en sistemas donde la fase contiene información. Puesto que algunas componentes de alta frecuencia son atenuadas por el resonador, procesos de ruido que generan ruido de baja frecuencia tales como el ruido $1/f$ tiene significativo impacto en el ruido de fase, por tanto, se prefiere en el diseño de osciladores dispositivos con bajo nivel de $1/f$, tales como BJTs, HBTs, MESFETs o HEMTs.

El ruido de fase es caracterizado por la relación de potencia entre la portadora y el ruido espectral o, equivalentemente, la densidad espectral de potencia en un ancho de banda de 1Hz, dentro de un desvío f_m de la portadora.

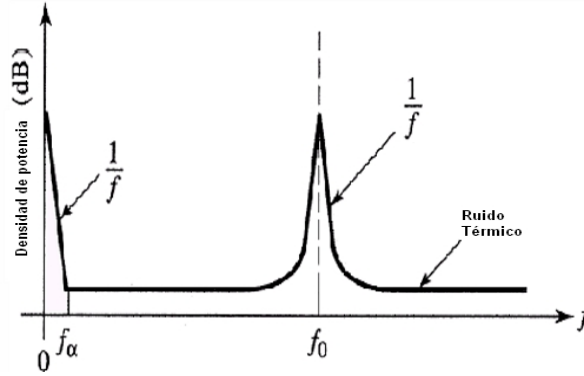


Figure 11: Potencia de ruido vs frecuencia para un amplificador con una señal de entrada aplicada

El ruido de fase puede ser minimizado no solamente con el uso de dispositivos de bajo ruido, sino con el uso de un resonador de alto Q , dado que el ruido de fase puede ser también producido por la fuente de alimentación, por esta razón es recomendada la utilización de filtros de ruido de alimentación.

2.2.4.1 Modelo de Leeson para el ruido de fase de un oscilador

El oscilador se puede modelar como un amplificador con una vía de realimentación, asumiendo que esta vía de realimentación tiene un elevado Q y puesto que la densidad espectral de entrada y salida están relacionadas con el cuadrado de la magnitud de la función de transferencia de voltaje, se puede mostrar que [40]:

$$\begin{aligned}
 S_{\phi}(\omega) &= \left| \frac{1}{1 - H(\omega)} \right|^2 S_{\theta}(\omega) = \frac{1 + 4Q^2 \Delta\omega^2 / \omega_o^2}{4Q^2 \Delta\omega^2 / \omega_o^2} S_{\theta}(\omega) \\
 &= \left(1 + \frac{\omega_h^2}{\Delta\omega_o^2} \right) S_{\theta}(\omega)
 \end{aligned} \tag{49}$$

donde $S_{\theta}(\omega)$ es la densidad espectral de potencia de entrada, y $S_{\phi}(\omega)$ es la densidad espectral de potencia de salida. En (49) se ha definido $\omega_h = \omega_o / 2Q$ como el ancho de banda a media potencia del resonador.

El espectro de un amplificador transistorizado con una señal sinusoidal aplicada en la entrada con un frecuencia f_o es mostrado en la Figura 11. Además del ruido término kTB , los transistores generan ruido adicional que varía con $1/f$ en frecuencias menores a f_{α} .

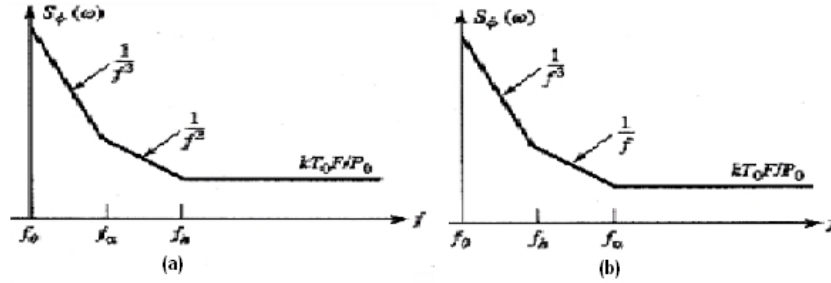


Figure 12: Densidad espectral de potencia del ruido de fase en la salida de un oscilador (a) Respuesta para $f_h \geq f_\alpha$ (bajo Q) (b) Respuesta para $f_h < f_\alpha$ (alto Q)

Esta relación $1/f$, o ruido Flicker es comúnmente causado por fluctuaciones aleatorias de la densidad de la portadora en el dispositivo activo. Debido a la no linealidad del transistor, el ruido $1/f$ modulará la señal aplicada en f_o , y aparece componentes de ruido $1/f$ alrededor de f_o . Debido que el ruido $1/f$ domina la potencia de ruido de fase en frecuencias cercanas a la portadora, es importante incluirla en el modelo.

Usando una función de la densidad de ruido flicker en la ecuación (49) se puede encontrar la densidad espectral de potencia de salida del ruido de fase [41]:

$$S_\phi(\omega) = \frac{kT_o F}{P_o} \left(\frac{K\omega_o^2\omega_\alpha}{4Q^2\Delta\omega^3} + \frac{\omega_o^2}{4Q^2\Delta\omega^2} + \frac{K\omega_\alpha}{\Delta\omega} + 1 \right) \quad (50)$$

Esta ecuación es graficada en la Figura 12. Existen dos casos, dependiendo de cual de los dos términos del medio de (50) es más significativa. En cualquier caso, para frecuencias cercanas a la portadora, el ruido decrece del orden de $1/f^3$, o -18dB/octava. Si el resonador tiene un Q relativamente bajo, tal que $f_h > f_\alpha$, entonces para frecuencias entre f_α y f_h la potencia de ruido cae con $1/f^2$, o -12dB/octava. Si el resonador tiene un Q relativamente alto, tal que $f_h < f_\alpha$, entonces para frecuencias entre f_h y f_α la potencia de ruido cae con $1/f$, o -6dB/octava.

2.2.5 Pushing and Pulling

Al cambiar la carga es posible que afecte la frecuencia de oscilación o el cambio de la fase del oscilador, este fenómeno es llamado "**Pulling**". En cierta forma el pulling es inevitable, este ocurre dado que al realizar la realimentación en el oscilador hace que aumente $S_{2,1}$ y

por lo tanto aumenta la sensibilidad de Z_T hacia la carga. Sin embargo, el pulling puede ser minimizado, con el uso de aisladores, o el uso de un resonador con un alto Q.

De igual forma, cambios en la polarización puede cambiar los parámetros S del transistor y Γ_{IN} , por lo tanto cambia la frecuencia de oscilación, este fenómeno es conocido como "**Pushing**". Una forma obvia de evitar el Pushing es mantener una adecuada regulación de la polarización, así como el pulling es minimizado con un resonador con un elevado Q el Pushing también. El pushing no siempre es indeseable, en algunas ocasiones es usado para obtener capacidades de sintonización por voltaje en una región estrecha de frecuencias (VCO).

Capítulo III

AMPLIFICADORES DISTRIBUIDOS

Un amplificador distribuido es un circuito de banda ancha que permite amplificar señales en varias décadas, adquiere un alto producto ganancia-ancho de banda absorbiendo las capacitancias parásitas de los transistores en las líneas de transmisión y sacrifica el retardo del amplificador por un mejor producto ancho de banda.

Esta clase de amplificadores fue evaluado en primera instancia en frecuencias de microondas por Strid y Gleason [42], presentando un amplificador con una ganancia constante prácticamente desde DC a 12 GHz, Niclas [43] presentó el primer modelo de la figura de ruido de este tipo de amplificadores, a pesar de que hasta ese momento, se obtenía una excelente respuesta de estas topologías, no fue sino hasta la publicación del trabajo de Beyer [44] cuando se presentó una formulación que predecía con excelente precisión el comportamiento de estos amplificadores y contaba con criterios de diseño para frecuencias de corte específicas. En un trabajo posterior de Beyer [45] presentó un trabajo utilizando técnicas de compensación de la resistencia de los transistores como técnica para controlar la ganancia. Posteriormente a estos trabajos han sido muchas las topologías y variantes para aumentar la ganancia [47], reducir el tiempo de retardo [48], reducir las pérdidas de retorno [49], reducir la figura de ruido [50], afinar el modelos de los dispositivos activos utilizados [51], incorporación de HBTs [52], reducir el tiempo de retardo [53]. En la actualidad esta topología continua siendo un área de extensa investigación [54] y [55].

El amplificador distribuido consiste de dos líneas de transmisión, la línea de transmisión del gate y del drain, y transistores que proveen la ganancia como se muestra en la Figura 13. La onda incidente (que viaja hacia la derecha de la figura) en la línea de transmisión del drain viaja en sincronización con la onda viajera en la línea del gate. Cada transistor adiciona potencia en fase a la señal en cada unión de la línea del drain. La onda incidente del gate y la onda reflejada en el drain son absorbidas por la terminaciones acopladas con la

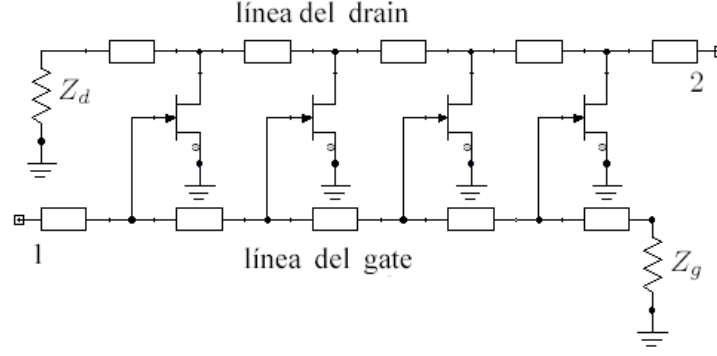


Figure 13: Amplificador Distribuido básico

impedancia característica de la línea del gate Z_g y Z_d respectivamente. Asumiendo que el número de transistores en la línea es grande y su espaciamento es menor a media longitud de onda, las capacitancias del transistor pueden considerarse como distribuidas, Z_g es dada por [56]:

$$Z_g \approx \sqrt{\frac{j\omega L_g + R_g}{j\omega(C_g + \frac{C_{in}}{l_g}) + G_g}} \quad (51)$$

donde L_g , R_g , C_g y G_g son las inductancias y resistencias en serie y las capacitancias y conductancias en paralelo de la línea de transmisión del gate por unidad de área, respectivamente, y c_{in} es la capacitancia de entrada a pequeña señal de la etapa de amplificación. Una expresión similar puede ser obtenida para Z_d .

$$Z_d \approx \sqrt{\frac{j\omega L_d + R_d}{j\omega(C_d + \frac{C_{out}}{l_d}) + G_d}} \quad (52)$$

donde L_d , R_d , C_d y G_d son las inductancias y resistencias en serie y las capacitancias y conductancias en paralelo de la línea de transmisión del drain por unidad de área, respectivamente, y c_{out} es la capacitancia de salida a pequeña señal de la etapa de amplificación. Las constantes de propagación también son cambiadas dada la carga del transistor

$$\gamma_g \approx \sqrt{(j\omega L_g + R_g) \left[j\omega \left(C_g + \frac{C_{in}}{l_g} \right) + G_g \right]} \quad (53)$$

$$\gamma_d \approx \sqrt{(j\omega L_d + R_d) \left[j\omega \left(C_d + \frac{C_{out}}{l_d} \right) + G_d \right]} \quad (54)$$

Se puede observar de las ecuaciones (51)-(54) que las capacitancias parásitas son absorbidas en las componentes capacitivas de las líneas de transmisión y por lo tanto contribuyen principalmente a la parte real de Z_o y la parte imaginaria de γ , los cuales no inducen pérdidas.

La ganancia del amplificador distribuido es [44]:

$$A_v = -g_m(Z_L || Z_d) e^{-(\gamma_d l_d + \gamma_g l_g)/2} \cdot \frac{e^{-\gamma_d n l_d} - e^{\gamma_g n l_g}}{e^{-\gamma_d l_d} - e^{\gamma_g l_g}} \quad (55)$$

Si se considera el caso especial cuando $\gamma l = \gamma_d l_d = \gamma_g l_g$. Esto puede conseguirse teniendo diferentes longitudes y anchos de las líneas de gate y drain en el diseño para garantizar que el producto es el mismo en las dos líneas. Entonces la ganancia de voltaje de (55) es:

$$\begin{aligned} A_v &= -n g_m(Z_L || Z_d) \cdot e^{-\gamma n l} \\ &= -n g_m(Z_L || Z_d) \cdot e^{-\alpha n l} \cdot e^{-j\beta n l} \end{aligned} \quad (56)$$

Un amplificador distribuido tiene un amplio ancho de banda para la ganancia comparado con un amplificador discreto dada su naturaleza distribuida, donde las capacitancias parásitas de los transistores son absorbidas en las líneas de transmisión como se puede apreciar en las ecuaciones (51)-(54). También, las señales de salida de los transistores son sumadas directamente en el drain de los transistores. Por lo tanto, la ganancia de voltaje total puede ser mayor que la unidad aún cuando la ganancia de cada transistor es menor que uno. El gran ancho de banda del amplificador distribuido se convierte en un precio alto del retardo. Aunque esto puede ser indeseable en ciertas aplicaciones, se usará esto para nuestra ventaja en un oscilador distribuido.

3.1 Análisis de retardo de grupo

En el análisis anterior de ganancia no se realizaron análisis en el caso de un desacople entre las terminación de las líneas de transmisión del gate y el drain Z_g y Z_d , respectivamente, en el caso en que exista un desacople, existieran ondas reflejadas en las líneas del gate y el drain con coeficientes de reflexión Γ_{gt} y Γ_{dt} respectivamente.

Por simplicidad en el análisis, se asume que las características de la impedancia de línea del drain Z_d es insensible a las variaciones de parámetros del FET, cosa diferente en el caso de la impedancia de la línea del gate Z_g . Este razonamiento es razonable en la práctica dado que la capacitancia de salida del FET C_{out} es mucho menor que la capacitancia del gate C_{in} . Bajo esta suposición, la corriente total que fluye sobre la carga salida Z_L puede ser expresada de la siguiente manera:

$$I_o \approx V_z \cdot V_1 \cdot (I_{o1} + I_{o2} + I_{o3} + I_{o4}) \quad (57)$$

donde

$$\begin{aligned} I_{o1} &= e^{-\frac{1}{2}(\gamma_g l_g + \gamma_d l_d)} \cdot \frac{e^{-N \cdot \gamma_g l_g} - e^{-N \cdot \gamma_d l_d}}{e^{-\gamma_g l_g} - e^{-\gamma_d l_d}} \\ I_{o2} &= \Gamma_{gt} e^{\frac{1}{2}(\gamma_g l_g - \gamma_d l_d)} e^{-2N \cdot \gamma_g l_g} \cdot \frac{e^{N \cdot \gamma_g l_g} - e^{-N \cdot \gamma_d l_d}}{e^{\gamma_g l_g} - e^{-\gamma_d l_d}} \\ I_{o3} &= \Gamma_{dt} e^{-\frac{1}{2}(\gamma_g l_g - \gamma_d l_d)} e^{-2N \cdot \gamma_d l_d} \cdot \frac{e^{-N \cdot \gamma_g l_g} - e^{N \cdot \gamma_d l_d}}{e^{-\gamma_g l_g} - e^{\gamma_d l_d}} \\ I_{o4} &= \Gamma_{gt} \Gamma_{dt} e^{-\frac{1}{2}(\gamma_g l_g + \gamma_d l_d)} \cdot \frac{e^{-N \cdot \gamma_g l_g} - e^{-N \cdot \gamma_d l_d}}{e^{-\gamma_g l_g} - e^{-\gamma_d l_d}} \\ V_x &= -\frac{g_m}{2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_{in} C_{in}} \cdot \frac{1}{1 - \Gamma_{gt} \Gamma_s e^{-2N \cdot \gamma_d l_d}} \end{aligned}$$

La ganancia del amplificador distribuido puede ser escrita por tanto:

$$|S_{21}|^2 = \frac{|I_o|^2 Z_L}{\frac{|V_1|^2}{4Z_s}} = 4Z_L Z_s |V_x|^2 |I_{o1} + I_{o2} + I_{o3} + I_{o4}|^2 \quad (58)$$

La ecuación (58) muestra que la ganancia puede ser expresada por la suma de cuatro componentes de corriente de salida. I_{o1} representa la onda viajera directa asumiendo ninguna reflexión de las cargas. I_{o2} y I_{o3} son causados por las ondas reflejadas dados los

desacoples (Γ_{gt} y Γ_{dt}) entre las líneas del gate-drain y las impedancias de terminación. El último término, I_{o4} , es la componente multiplicativa de las ondas reflejadas de las impedancias de terminación y es, por lo tanto, usualmente menor que I_{o2} y I_{o3} .

De esta expresión de ganancia, se pueden encontrar características interesantes especialmente en bajas y altas frecuencias. Para una interpretación más eficaz, se asumirá que las líneas del gate y el drain son líneas sin pérdidas, o $\alpha_g = 0$ y $\alpha_d = 0$, y las longitudes eléctricas del gate y el drain son iguales $\beta_g l_g = \beta_d l_d$, entonces la ecuación (57) puede ser simplificada en:

$$\begin{aligned} I_{o1} &= N e^{-jN\theta} \\ I_{o2} &= \Gamma_{gt} N e^{-jN\theta} \sin(N\theta) / \sin(\theta) \\ I_{o3} &= \Gamma_{dt} N e^{-jN\theta} \sin(N\theta) / \sin(\theta) \\ I_{o4} &= \Gamma_{gt} \Gamma_{dt} \sin(N\theta) / \sin(\theta) \end{aligned}$$

Las frecuencias de corte de las líneas del gate y el drain en donde las impedancias características van a cero, indicando que no se transmite señal, pueden ser escritas:

$$\begin{aligned} f_{Bg} &= \frac{1}{\pi l_g \sqrt{L_g (C_g + \frac{c_{in}}{l_g})}} \\ f_{Bd} &= \frac{1}{\pi l_d \sqrt{L_d (C_d + \frac{c_{out}}{l_d})}} \end{aligned}$$

De la propiedad de la función sinc, $\sin(N\theta) / \sin(\theta)$, la cual tiene valores máximos iguales a N en $\theta = n\pi$ (para n =entero) y una rápida reducción en la magnitud a medida que θ se desvía a 0 y π , esto muestra que que I_{o2} e I_{o3} tiene un importante impacto en la ganancia del amplificador distribuido en bajas frecuencias ($\theta \approx 0$) al igual que en altas frecuencias. Esto implica que I_o fluctua con la frecuencia y puede incrementarse o decrementarse de acuerdo con el signo de Γ_{gt} y Γ_{dt} en baja y en alta frecuencia.

Observaciones similares se pueden hacer para la fase de I_o . La dependencia de la frecuencia se vuelve importante a medida que la fase de I_o se desvía de I_{o1} , la cual es lineal,

a medida que las contribuciones de I_{o2} y I_{o3} son más significativas. Esto implica que el retardo de grupo, el cual es la derivada de la fase con respecto a la frecuencia, se esperará que fluctúe con la frecuencia en altas y bajas frecuencias debido a las reflexiones en la carga.

Capítulo IV

OSCILADORES DISTRIBUIDOS

Un oscilador distribuido puede ser formado realimentando la salida del amplificador distribuido (nodo 2) a su entrada (nodo 1) como es mostrado en la Figura 14, Intuitivamente, la frecuencia de oscilación es determinada por el tiempo de retardo de propagación de las líneas de transmisión. Es importante resaltar que con la apropiada selección de número de transistores y su espaciamiento, un oscilador distribuido puede generar señales en cuadratura.

Como resultado de una investigación independiente Divina [60], presentó un oscilador a 4GHz sintonizable. Posteriormente a esto trabajo se ha logrado verificar que con esta topología es posible lograr ventajas significativas con respecto a otros osciladores, en cuanto a su pureza espectral y sintonización en un amplio ancho de banda. Con base en estos trabajos Hajimiri ha presentado nuevas metodologías y se han obtenido algunas caracterizaciones de esta topología, así como su condición de oscilación [62] - [67].

Rompiendo el lazo de realimentación entre los nodos 1 y 2, el oscilador distribuido se reduce a un amplificador distribuido de la Figura 13, con una impedancia de carga $Z_L = Z_g$ y una impedancia de source de $Z_S = Z_d$. Asumiendo un corto circuito en la vía de realimentación, por ejemplo, usando un capacitor, los voltaje en ac en los nodo 1 y 2

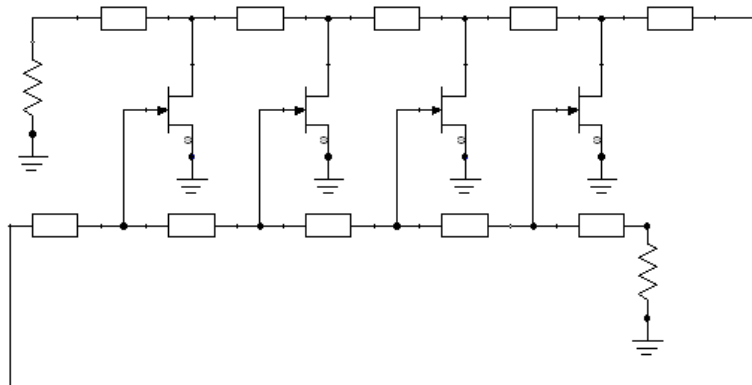


Figure 14: Oscilador Distribuido Básico

deben ser iguales en amplitud y fase en estado estable. Por lo tanto, la ganancia de grande señal entre 1 y 2 debería ser uno, la cual puede ser calculada aproximadamente por (55), reemplazando la transconductancia a pequeña señal g_m por la transconductancia a grande señal de cada transistor G_m . Entonces, la condición general de oscilación es obtenida:

$$G_m \frac{Z_d}{2} v_1 e^{-(\gamma_d l_d + \gamma_g l_g)/2} \cdot \frac{e^{-\gamma_d n l_d} - e^{\gamma_g n l_g}}{e^{-\gamma_d l_d} - e^{\gamma_g l_g}} = -1 \quad (59)$$

Esta igualdad determina la amplitud y frecuencia de oscilación. En el caso especial cuando las propiedades de propagación de ambas líneas sean iguales $\gamma l = \gamma_d l_d = \gamma_g l_g$, (12) se reduce a:

$$nG_m(Z_L || Z_d) \cdot e^{-\alpha n l} \cdot e^{-j\beta n l} = -1 \quad (60)$$

Asumiendo que la impedancias son reales para las líneas del gate y el drain, el último término del lado izquierdo de la ecuación (13) deberá ser -1, por lo tanto $n l \beta = \pi$. Sabiendo que $\beta = 2\pi f / v_{phase}$, la frecuencia de oscilación es:

$$f_o \approx \frac{v_{phase}}{2nl} \approx \frac{1}{2nl\sqrt{LC}} \quad (61)$$

donde $v_{phase} \approx 1/\sqrt{LC}$ es la velocidad de fase en la línea, y L y C son las inductancias y capacitancias por unidad de longitud de la línea de transmisión cargada. Algunas observaciones se pueden hacer:

1. Esta expresión indica que la longitud total de la línea de transmisión es $2nl$ en el oscilador, sin embargo la señal solamente viaja a través de una longitud igual a nl desde el nodo 1 al 2. El factor de 2 es causado por el desvío de la fase de 180° de la ganancia de los transistores. Por otra parte, si $\gamma_d l_d \neq \gamma_g l_g$, la frecuencia de oscilación puede ser determinada los retardos de propagación en las líneas del gate y el drain

$$\begin{aligned} f_o &\approx \left(\frac{nl_g}{v_g} + \frac{nl_d}{v_d} \right) \\ &\approx \frac{1}{nl_g \sqrt{L_g \left(C_g + \frac{c_{in}}{l_g} \right)} + nl_d \sqrt{L_d \left(C_d + \frac{c_{outn}}{l_d} \right)}} \end{aligned} \quad (62)$$

2. La ecuación (61) puede ser escrita como $f_o \approx 1/\sqrt{L_{tot}C_{tot}}$ donde $L_{tot} = 2nlL$ y $C_{tot} = 2nlC$ son la inductancia y la capacitancia total de las líneas del gate y el drain. Por lo tanto la frecuencia de oscilación dada por (62) es aproximadamente 2π veces más grande que la de un oscilador discreto con un tanque inductivo y capacitivo de valores L_{tot} y C_{tot} , respectivamente.
3. $f_o \approx \pi f_c/2n$, donde $f_c = 1/l\sqrt{LC}$ es la frecuencia de corte de la línea de transmisión cargada y representa la frecuencia en la cual la señal no se transmite a través de la línea. Esto implica que para valores dados de frecuencia, un número elevado de transistores, y por lo tanto pequeñas secciones de líneas de transmisión l , resultando en un elevada relación entre f_o y f_c y por tanto una frecuencia cercana a la predicha por (61)-(62).

La magnitud de la ecuación (60) puede ser resuelta para G_m y de tal forma determinar la amplitud. Nótese que, para la amplitud V_{amp} , mucho más grande que el punto de polarización, $V_{GS} - V_T$, la transconductancia de grande señal es $G_m \approx 2I_D/V_{amp}$, y por lo tanto la amplitud de la oscilación es dada por:

$$V_{amp} \approx \frac{2I_D}{G_m} \approx 2nI_D(Z_g||Z_d)e^{-\alpha nl} \quad (63)$$

donde $e^{-\alpha nl}$ son las pérdidas de toda la línea de transmisión asumiendo que $(Z_g||Z_d)$ es real. Esta expresión es válida para implementaciones con transistores MOS y bipolares cuando la amplitud de la señal de salida es grande.

El análisis anterior está basado en la asunción que la carga de todos los transistores puede ser tratado como distribuida sobre toda la longitud de las líneas de transmisión. Aunque esto solamente es válido para un gran número de pequeños transistores.

4.1 Sintonización

La sintonización de frecuencia es una característica importante si el oscilador es usado en sistemas de enganche de fase. Usualmente el rango de sintonización es considerablemente mayor

que el requerido para acomodar las variaciones de los procesos, modelamiento incompleto y por lo tanto es necesario tener un amplio rango de sintonización.

De acuerdo con (61), la frecuencia de oscilación es proporcional a la velocidad de fase de las líneas de transmisión cargadas, v_{phase} , e inversamente proporcional a la longitud de la longitud total de las líneas de transmisión, $2nl$.

4.1.1 Sintonización con varactores

La forma más directa de cambiar la velocidad de fase es introduciendo varactores a las líneas de transmisión y por tanto cambiar la velocidad de fase, $v_{phase} \approx 1/\sqrt{LC}$. Infortunadamente, esta aproximación sufre debido a una severa reducción en la frecuencia de oscilación dado el aumento de capacitancia adicionada a las líneas que no contribuye a la sintonización. Esto cancelará las ventajas obtenidas por el uso de la estructura distribuida, es decir, la frecuencia de operación. También el factor de calidad Q de los varactores se degrada significativamente en altas frecuencias lo que los hace aún más indeseables.

Afortunadamente, las capacitancias parásitas de los transistores pueden ser usadas como varactores inherentes, Por lo tanto, variando el voltaje dc sobre los transistores, se puede cambiar estas capacitancias parásitas para sintonizar la frecuencia de operación. Sin embargo, si esta es aplicada sin ningún control, los cambios en el voltaje de control cambiarán el punto de operación de los transistores, por lo tanto cambiar su transconductancia y la resistencia de salida. Esto cambiará la amplitud del voltaje de salida, el cual es un efecto indeseable.

La sintonización puede ser alcanzada ajustando el nivel dc de las líneas del drain o el gate como se muestra en la Figura 15, mientras se mantiene un punto de polarización constante usando una fuente de corriente. Es necesario introducir un capacitor de desacople C_c entre las líneas de gate y el drain para permitir el control de los voltajes dc en las dos líneas independientemente. Con esta modificación, es posible cambiar las capacitancias no lineales de los transistores (tales como C_{gs} y C_{ds}) así como sus transconductancias, g_m , cambiando los niveles de polarización.

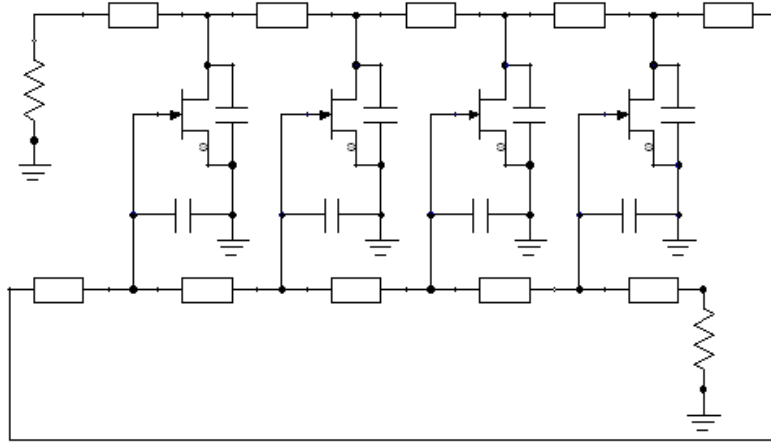


Figure 15: Sintonización con varactores inherentes

4.1.2 Sintonización con retardo balanceado

Una forma alternativa para cambiar el retardo total en el sistema es cambiar la longitud de las líneas de transmisión. A pesar que la longitud física no se puede cambiar, la longitud efectiva si es posible modificarla, ya se puede modificar las líneas por donde se propagan las señales. El concepto básico es mostrado en la Figura 16, donde el gate de M_1 y M_2 son conectados al mismo punto en la línea del gate, mientras que son separadas por una línea de transmisión l_t en el drain. Cuando M_1 está encendido y M_2 está apagado, la señal viaja a través de la línea sólida. Por otra parte cuando M_2 está encendido y M_1 está apagado, la señal viaja a través de la línea punteada. El último caso la longitud es menor que la formada por l_t . Por lo tanto, el retardo total del sistema puede ser variado seleccionando ya sea la línea sólida o la punteada, y por lo tanto la frecuencia de oscilación puede ser sintonizada de acuerdo a esta modificación.

En la Figura 17 se muestra una sección de un oscilador distribuido controlado por voltaje (DVCO) usando tal técnica. La ganancia de los transistores M_a y M_b comparten el mismo punto en la línea del gate, mientras que sus drains son conectados a la línea del drain en dos puntos diferentes. Los transistores son polarizados con fuentes de corriente I_a e I_b , y sus sources son aterrizadas en ac utilizando capacitores de desacople para mantener la ganancia en alta frecuencia mientras suprime las oscilaciones parásitas de baja frecuencia.

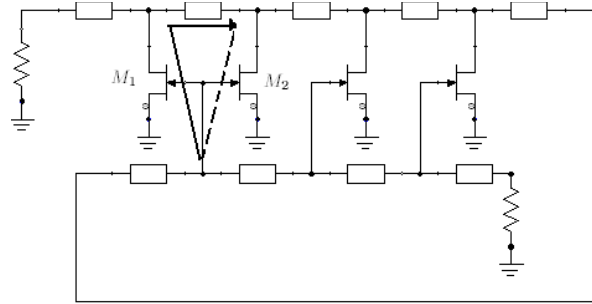


Figure 16: Sintonización con retardo balanceado

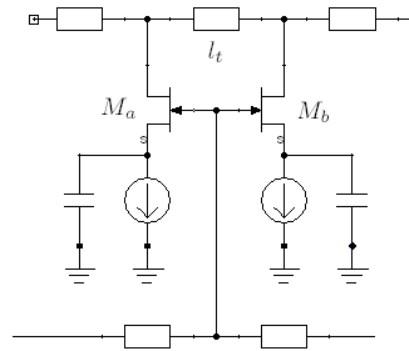


Figure 17: Sección de sintonización de la línea del drain

La corriente de polarización de cada transistor es entonces controlada independientemente de los voltajes dc en las líneas del gate y el drain. La longitud efectiva del drain puede ser cambiando variando la relación de I_a e I_b para sintonizar la frecuencia oscilación continuamente. La diferencia entre la longitud máxima y mínima de la línea del drain es controlada por l_t . Por tanto, el rango de sintonización es determinado por la relación entre l_t y la longitud total de las líneas.

4.1.3 Sintonización con compensación

Es posible controlar la ganancia y retardo de propagación utilizando técnicas de atenuación y compensación [50] y [53], mediante el uso de ya sea cargas activas para controlar los coeficientes de reflexión utilizando configuraciones cascode para inducir pérdidas o ganancia en determinada frecuencia. El esquema propuesto es mostrado en la Figura 19, donde se presenta el transistor Q_2 controlado por un transistor activado por un voltaje V_{GS} , el

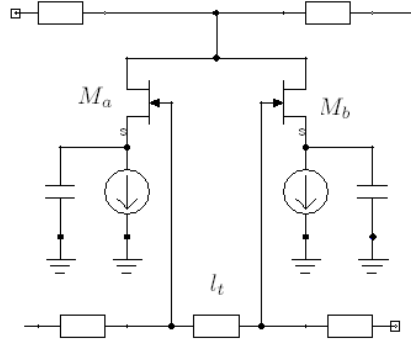


Figure 18: Sección de sintonización de la línea del gate

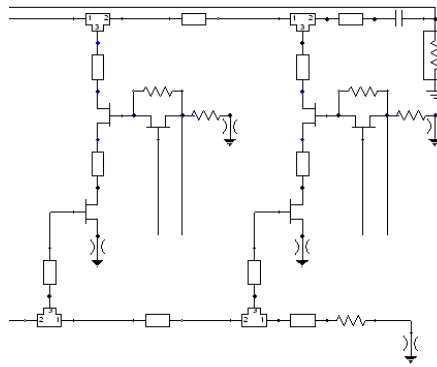


Figure 19: Esquema de un control activo por compensación

transistor Q_2 adiciona una resistencia al drain del transistor Q_1 reduciendo la amplitud de la señal inyectada en la línea del drain, por tanto reduciendo la ganancia total del sistema.

4.1.4 Control activo de la carga

Como se puede ver en (60), en el caso en que la carga tenga componentes reactivas podrá cambiar la frecuencia de oscilación, lo cual es posible dado que en los procesos de fabricación del circuitos impreso la ubicación de elementos discretos crea efectos capacitivos o inductivos indeseados, así como los mismos procesos de fabricación de los elementos discretos (resistencias y capacitancias de desacople) pueden causar elementos parásitos que a la postre crearán resonancias indeseadas. Para controlar estos efectos se han diseñados cargas activas de tal forma adicionar componentes capacitivas o inductivas según sea el caso[46], [48] y [49], en la Figura 20 se muestra un caso típico de una carga activa controlada por

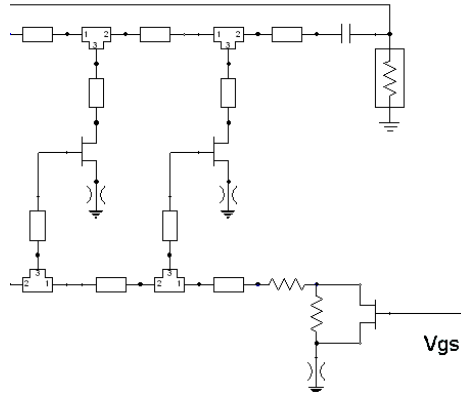


Figure 20: Control activo de carga

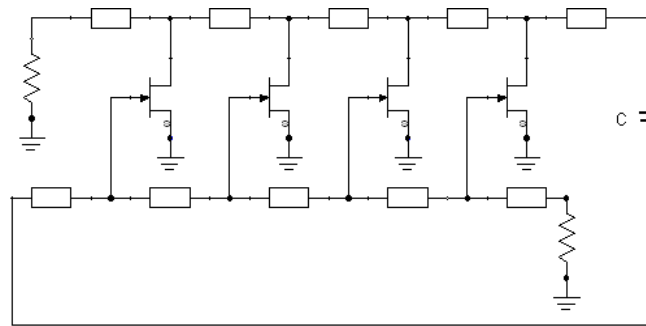


Figure 21: Oscilador Distribuido realimentado con un capacitor

voltaje.

4.1.5 Ruido de fase en osciladores distribuidos

Un oscilador distribuido es mostrado en la Figura 21. La salida en la derecha de la línea del gate es acoplada a la entrada en la izquierda de la línea del gate mediante una capacitancia el cual es un corto a la frecuencia de oscilación.

El cálculo detallado del ruido de fase de un oscilador distribuido es obtenido derivando la ecuación de Langevin para la difusión de fase. Considérese un corriene impulsiva $q\delta(t)$ inyectada en la entrada del oscilador distribuido. El voltaje en la entrada es la suma de la oscilación (con amplitud V_o) y el impulso (representado como un serie de Fourier):

$$v_{in} = V_o \cos \left(2\pi \left(\frac{v}{2nl} \right) t + \theta \right) + \sum_{n=0}^{\infty} q \frac{Z_o v}{2nl} \cos 2\pi \left(\frac{(2n+l)w}{2nl} \right) t \quad (64)$$

En esta expresión Z_o es la impedancia característica, v es la velocidad de fase, y nl es la longitud total de cada línea de transmisión. El cambio de fase es:

$$\Delta\theta = \frac{(q(Z_o v / 2nl))}{V} \sin \theta \quad (65)$$

asumiendo que la amplitud de la componente fundamental ($q(Z_o v / 2nl)$) es mucho más pequeña que la de la oscilación. Las capacitancias parásitas de los transistores filtran las componentes armónicas elevadas del impulso, tal que la amplitud total de la señal de ruido en el gate del transistor es pequeña. En primer lugar, el ruido inyectado no cambia el punto de operación del oscilador, excepto por la perturbación de fase calculada anteriormente.

Comparando la ecuación de Langevin para la fase de un oscilador distribuido, (65), con la ecuación estándar de un oscilador sinusoidal, la ecuación es la misma, excepto que la capacitancia de circuito tanque es reemplazada por la capacitancia total $C_T = 2nl/vZ_o$ distribuida a lo largo de las líneas de transmisión. El ruido de fase de un oscilador distribuido en respuesta a una corriente de ruido blanco con una densidad espectral de potencia (PSD) $i_n^2/\Delta f$ inyectada en la entrada, es por lo tanto,

$$L\{\Delta w\} = 10 \log \left(\frac{1/2}{(2nl/Z_o v)^2 V^2} \frac{i_n^2/\Delta f}{2\Delta w^2} \right) \quad (66)$$

En la región $1/f^2$, donde el factor de 1/2 es el promedio de la de función impulso de sensibilidad (ISF) para un oscilación sinoidal.

Para el oscilador distribuido mostrado en la Fig 21, el ruido térmico de la línea del drain y la terminación en la izquierda es siempre $4kT/Z_o$. Esta puede ser calculada de la ecuación de Nyquist para el ruido térmico de un resistor, porque la impedancia de la línea de transmisión acoplada es Z_o . Como resultado, el ruido de fase de un oscilador debe ser mayor a:

$$L\{\Delta w\} > 10 \log \left(\frac{kT}{V^2} Z_o \frac{f_o^2}{\Delta w^2} \right) \quad (67)$$

Para otros diseños, podría ser útil calcular el ruido generado por la línea de transmisión únicamente. El ruido térmico generado por la línea del gate se adiciona a el ruido de fase total del oscilador distribuido, los detalles del cálculo son omitidos.

El ruido de los transistores es cicloestacionario, y necesita ser ajustado por $\Gamma_{eff,rms}^2$ [69], el valor rms de el producto de la función de modulación de ruido (NMF) y la función impulso de sensibilidad (ISF). La potencia de ruido de cada transistor que se presenta en la entrada es reducida por las pérdidas de potencia a lo largo de la línea del drain, dependiendo de la posición del transistor.

El ruido de fase total presente en el oscilador distribuido es, por lo tanto,

$$\{\Delta w\} = 10 \log \left(\frac{Z_o^2 \sum \Gamma_{eff,rms}^2 \cdot i_n^2 / \Delta f}{V^2} \frac{f_o^2}{\Delta w^2} \right) \quad (68)$$

Para diseñar un oscilador distribuido mejorado, las pérdidas de potencia de las terminaciones deben ser eliminadas para incrementar el Q total, en los diseños actuales el ruido de fase es altamente independiente de las pérdidas en las líneas de transmisión, esto puede ser conseguido con el uso de cargas activas.

Capítulo V

SIMULACIÓN

A continuación se presentará la metodología de diseño de un oscilador distribuido usando un transistor MESFET fabricado por NEC (NE34018) con una frecuencia de corte mínima de 8 GHz, y un empaque SOT323 de cuatro pines. En primera instancia se encuentran las capacitancias de entrada y de salida para cada MESFET, en este caso se utiliza el modelo simplificado de MESFET, y se obtienen las capacitancias de las hojas de especificaciones dadas por el fabricante y fueron corroboradas con un análisis de pequeña señal encontrando los parámetros Y_{11} y Y_{22} . Es importante aclarar que éste transistor es unilateral prácticamente sobre todo las frecuencias consideradas en ésta simulación. Con estos valores se selecciona una configuración con cuatro transistores y se encuentran las inductancia para realizar una resonancia a la frecuencia de oscilación, en este caso de 5GHz ($L_g = 0.5nH$ y $L_d = 1.5nH$), teniendo los valores de los capacitores y de los inductores se encuentran las resistencias de terminación en cada línea de transmisión (drain y gate) utilizando las ecuaciones (51) y (52). En la Figura 22 se muestra el amplificador distribuido con inductancias y las resistencias de terminación dadas.

En la Figura 23 se muestra la respuesta de en frecuencia del análisis no lineal, los transistores fueron polarizados con $V_{DD} = 2V$ y $V_{GG} = -0.41V$, en éste caso se utilizaron como choques dos bobinas con una alta inductancia para simular un circuito abierto de banda ancha. Como se observa la frecuencia de corte es 7.2GHz y la ganancia es de 12.5dB prácticamente constante desde 0.1GHz hasta 5.2GHz.

Debido a la imposibilidad de lograr físicamente un inductor en frecuencias de microondas como el mostrado en la Figura 23, se sintetizan los inductores utilizando líneas de transmisión [44] tal y como se muestra en la Figura 24, en este caso utilizando un substrato con un $\epsilon_r = 3.2$, $h = 30mil$ utilizando la siguientes expresiones:

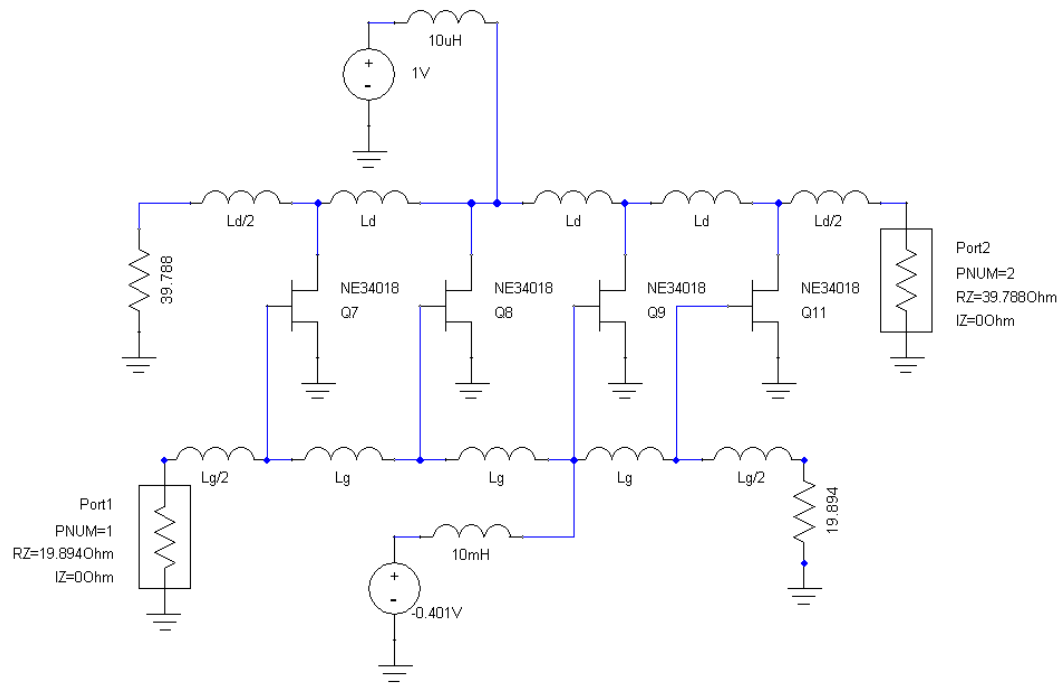


Figure 22: Amplificador distribuido con inductores

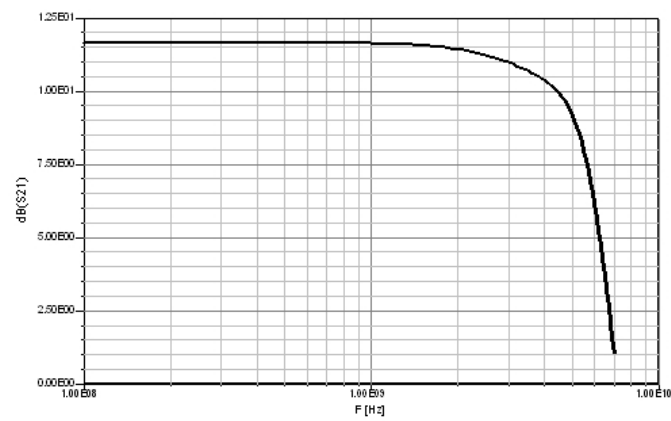


Figure 23: Respuesta en frecuencia del amplificador distribuido con inductores.

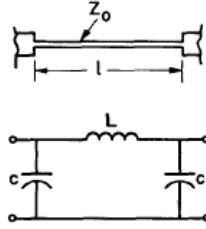


Figure 24: Síntesis de un inductor con una línea de transmisión truncada

$$L = \frac{Z_0 l}{\lambda_g f}$$

$$C = \frac{l}{2Z_0 \lambda_g f}$$

En la Figura 25 se muestra el amplificador distribuido con líneas de transmisión, en el caso de la línea del gate se tiene que el ancho es $W = 1.3443mm$ y el largo $l = 2.7374mm$, en el caso de la línea del drain se obtuvo un ancho de $W = 0.683mm$ y el largo $l = 3.297mm$ la síntesis de estas líneas de transmisión se logró realizando una pequeña iteración en orden de conseguir la mejor relación de impedancia y longitud.

En la Figura 26 se presenta la respuesta en frecuencia del amplificador distribuido con líneas de transmisión, como se observa la ganancia cambia debido a que ahora el comportamiento de las líneas de transmisión no es constante sobre todo el rango de frecuencias, como si lo era el de las inductancias. Sin embargo todavía se tiene una alta ganancia sobre la banda de interés.

A pesar de que en éste momento se dispone de un amplificador, el cual se podría realimentar para obtener la frecuencia de corte deseada, en la Figura 27 se presenta el amplificador distribuido con líneas de transmisión pero sintetizado con líneas de transmisión tipo m, el cual permite realizar una optimización, ya sea aumentar el ancho de banda o aumentar la ganancia, dado que se puede controlar de una manera más efectiva la longitud total de la línea de transmisión sin modificar la distribución física total de los amplificadores. Para el diseño de esta línea de transmisión tipo m, se dispuso de codos de dos y tres puertos y se utilizó la longitud obtenida en la figura 25.

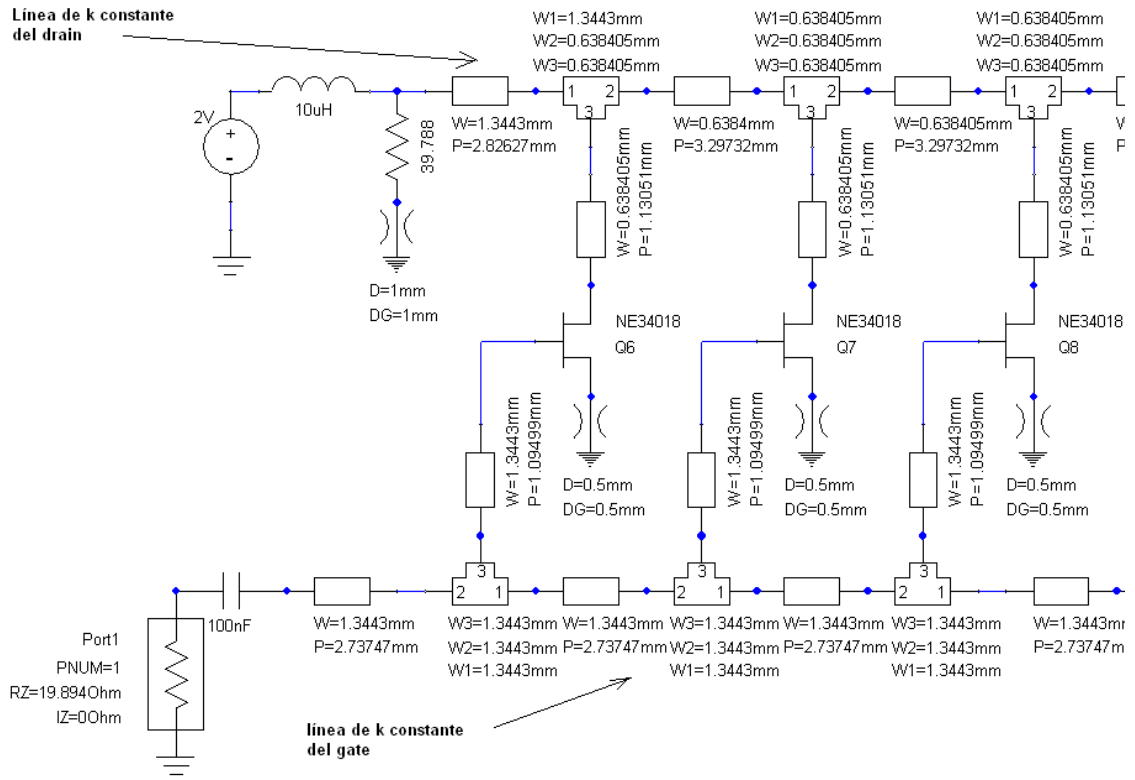


Figure 25: Amplificador distribuido utilizando líneas de transmisión

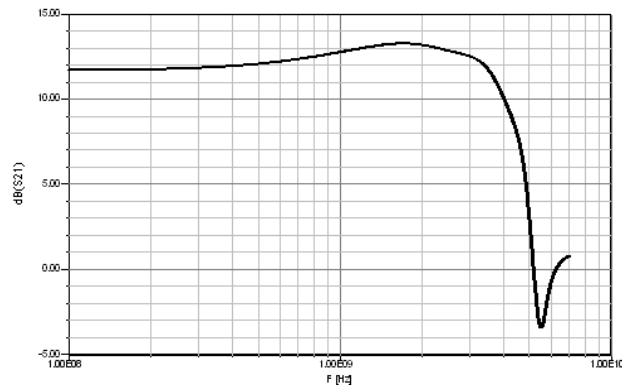


Figure 26: Respuesta en frecuencia de un amplificador distribuido con líneas de transmisión.

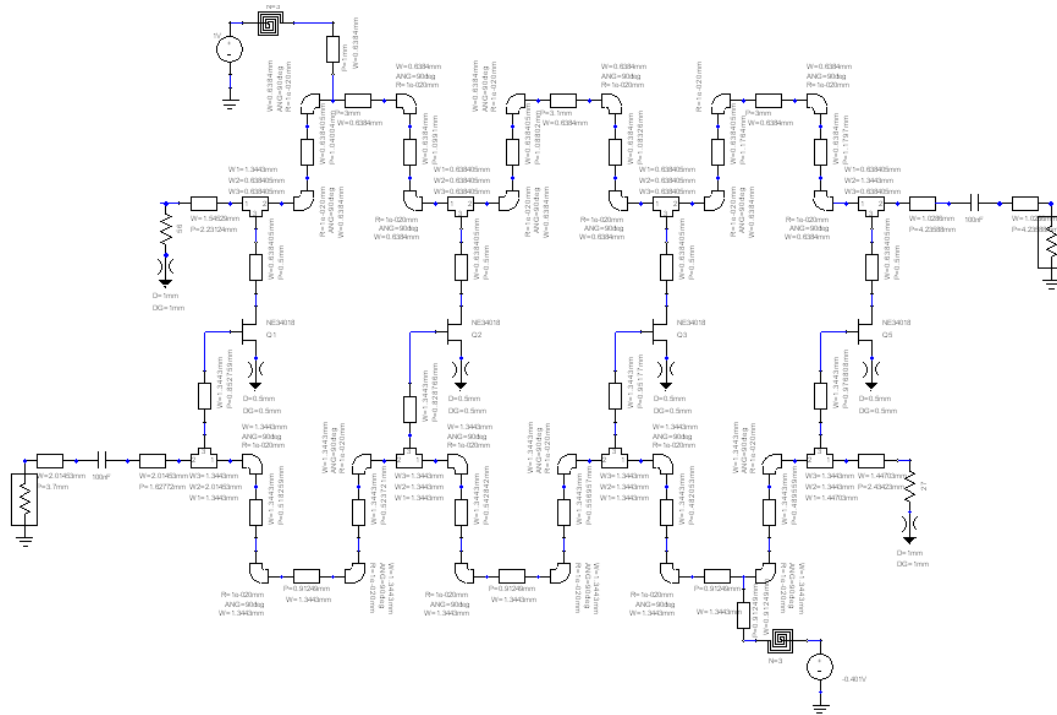


Figure 27: Amplificador distribuido con líneas de transmisión tipo m

En la Figura 29 se muestra la respuesta en frecuencia del amplificador distribuido mostrado en la Figura 27, como se observa no hubo un cambio drástico en el comportamiento, debido a que se realiza una optimización para mantener las mismas características del amplificador en la Figura 23, cambiando los anchos y largos de las líneas.

En la Figura 30 se muestra el layout del oscilador distribuido utilizando líneas de transmisión basado en el amplificador de la Figura 25, en este caso se realimentó la salida con la entrada y se produjo una oscilación en aproximadamente 5GHz. En éste caso se utilizaron inductores construidos sobre el layout para polarizar los transistores. Como se observó la topología del oscilador distribuido se cambió de tal forma que se pudiera realimentar adecuadamente la salida con la entrada, al realizar esto cambian las condiciones para la oscilación por tanto fue necesario realizar una optimización teniendo como función objetivo que se cumpliera la condición de Kurokawa a la frecuencia deseada.

En la Figura 31 se muestra la componente espectral del voltaje de salida y en la Figura 32 se presenta la variación de la frecuencia de oscilación del oscilador distribuido utilizando

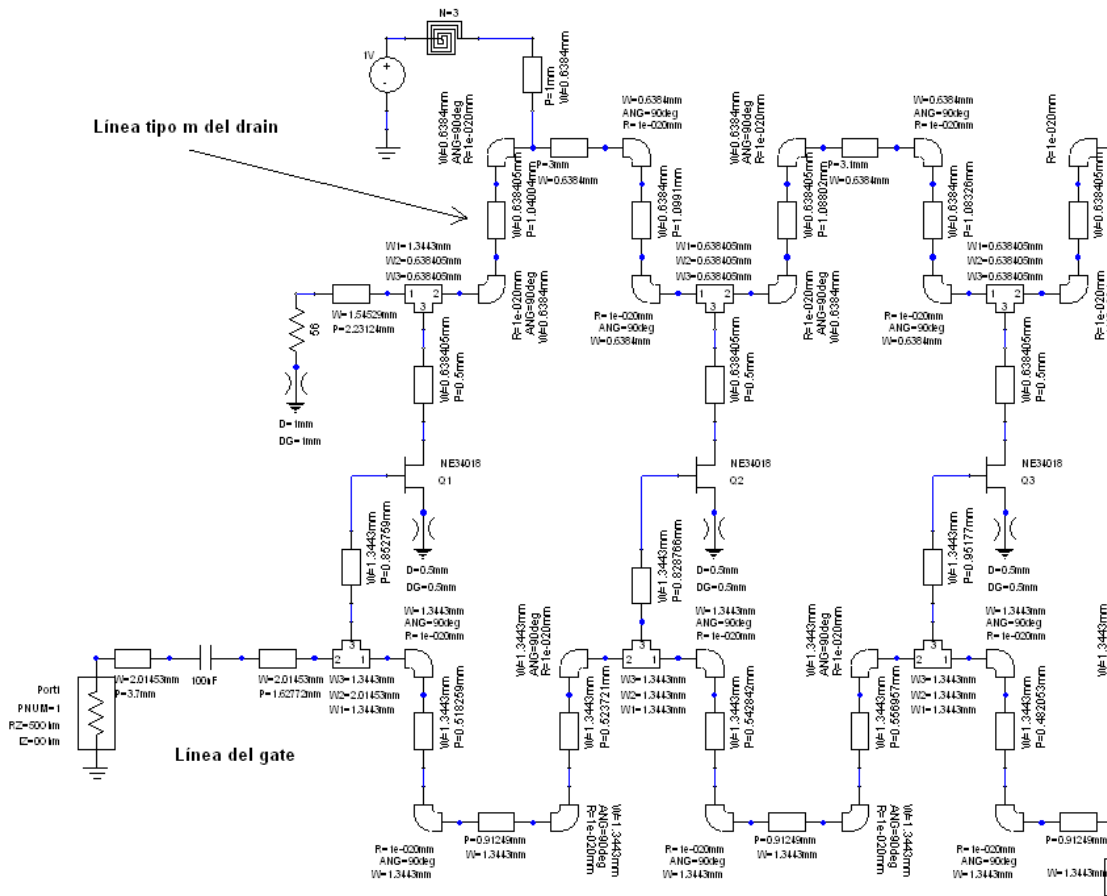


Figure 28: Ampliación del amplificador distribuido con líneas de transmisión tipo m

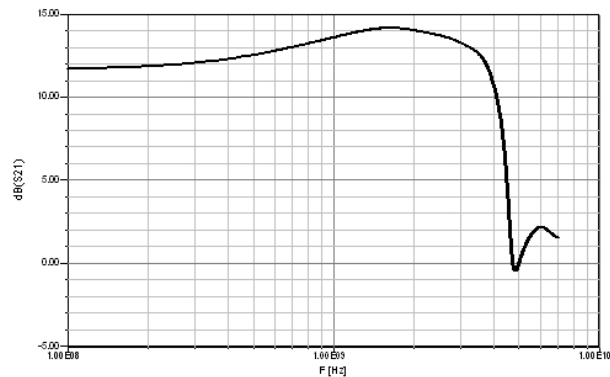


Figure 29: Respuesta en frecuencia del amplificador distribuido con líneas de transmisión tipo m

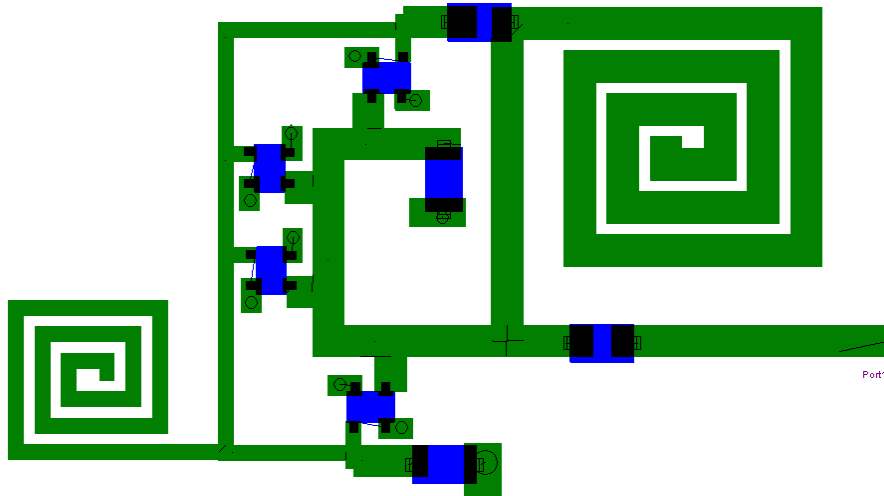


Figure 30: Layout de un oscilador distribuido basado en el amplificador de la Figura 25

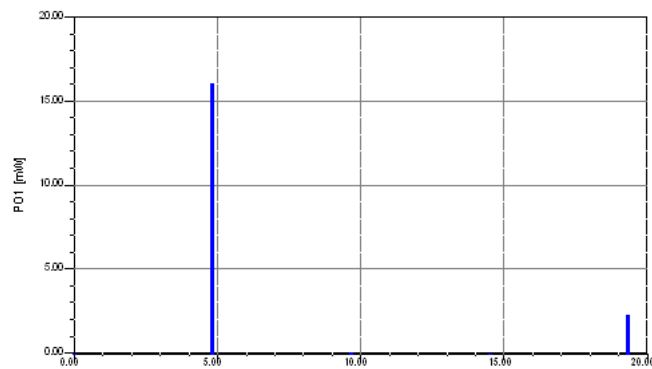


Figure 31: Frecuencia de oscilación del oscilador distribuido, utilizando balance armónico modificado.

el análisis de la condición de Kurokawa.

En la Figura 33 se presenta un oscilador distribuido realimentado por la línea del drain, usando el amplificador distribuido construido con líneas de transmisión tipo m de la Figura 27.

En la Figura 34 se presenta el espectro de la potencia de salida del oscilador distribuido realimentado por el drain, como se observa la frecuencia fundamental está en 2.6GHz, debido a que se aumentó drásticamente la longitud del drain y el gate utilizando líneas de transmisión tipo m. en la Figura 35 se presenta la variación de la frecuencia de oscilación

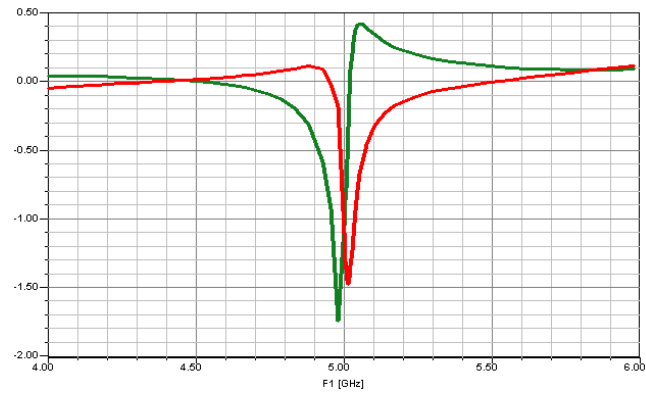


Figure 32: Resultado de la simulación con la condición de Kurokawa

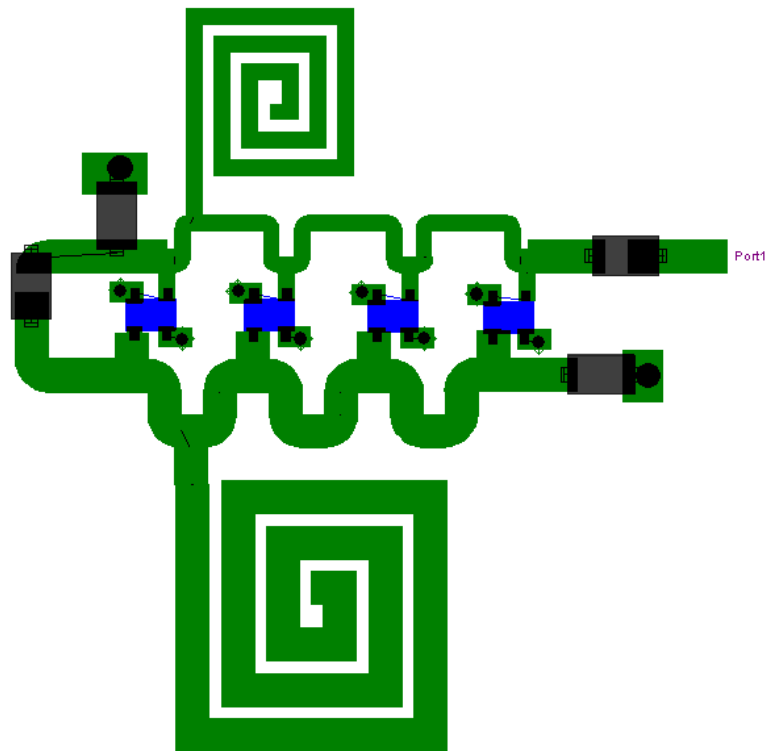


Figure 33: Layout de un oscilador distribuido utilizando un amplificador distribuido construido con líneas de transmisión tipo m

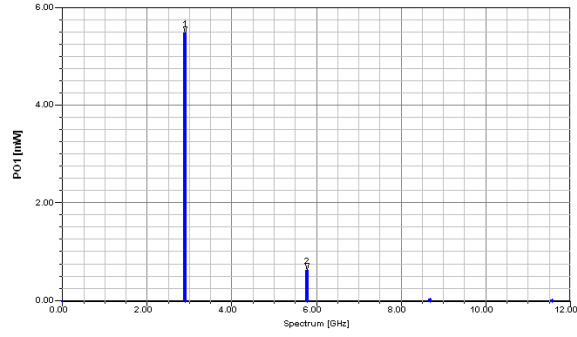


Figure 34: Frecuencia de oscilación del oscilador realimentado por el drain

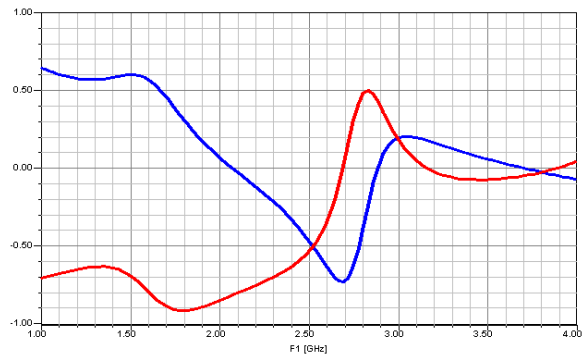


Figure 35: Resultado de la simulación con la condición de Kurokawa

del oscilador distribuido utilizando el análisis de la condición de Kurokawa.

Capítulo VI

CONCLUSIONES

Se ha presentado un completo estado del arte de osciladores de microondas y sus técnicas de análisis no lineal, del cual se ha desarrollado un análisis sistemático de la condición de oscilación en los osciladores distribuidos basado la realimentación del amplificador distribuido, con lo que se dedujeron diferentes técnicas de sintonización tal como la sintonización con varactores inherentes, control de la longitud efectiva, compensación por atenuación y control activo de la carga. Se realizaron simulaciones no lineales utilizando Ansoft Designer 1.0 de los amplificadores distribuidos así como de los osciladores utilizando dos estrategias novedosas de realimentación utilizando líneas de transmisión tipo π y realimentando directamente la salida a la entrada, en donde se realizaron optimizaciones para controlar la frecuencia de oscilación.

Se validaron estrategias de diseño clásicas utilizando modelos de elementos no lineales y dispositivos en donde intervenían modelos electromagnéticos.

Se realizaron simulaciones lineales y no lineales de osciladores, en donde se incluyó parametrizaciones y optimizaciones para obtener la respuesta deseada.

Se desarrollo la metodología de diseño de osciladores distribuidos de microondas en donde se puede controlar la frecuencia de oscilación y optimizar la potencia de salida.

Se plantearon varias estrategias para sintonizar la frecuencia de oscilación, entre ellas, las técnicas de compensación y de carga activa, las cuales son atractivas para reducir el ruido de fase.

Se propusieron nuevas topologías para la construcción de osciladores distribuidos, aumentando la longitud física de las líneas de transmisión sin aumentar significativamente el tamaño del oscilador.

Apéndice A

SIMULACIÓN DE OSCILADORES DE MICROONDAS EN ANSOFT DESIGNER 1.0

A continuación se presentará una breve descripción de la simulación de osciladores de microondas utilizando la herramienta computacional Ansoft Designer. Para realizar ésta simulación el lector debe estar familiarizado con las técnicas de acoples con líneas de transmisión, polarización de transistores, simulación no lineal y despliegue de gráficas con Ansoft Designer. Se simulará un oscilador de microondas utilizando la técnica descrita en [3] maximizando el Γ_{IN} .

El primer paso es la escogencia del transistor, el cual debe proveer ganancia en la frecuencia en la que se desee tener oscilación, para ello se verifican las hojas de especificaciones del transistor en la página web del fabricante. En este caso se seleccionó el transistor 2SC3356 el cual tiene una frecuencia de transición de 7GHz. A continuación se polariza el transistor, esto se puede conseguir utilizando las técnicas clásicas de polarización o utilizando programas disponibles en internet como es el caso de AppCAD del fabricante Agilent, en la Figura 36 se muestra una configuración disponible que permite una configuración de amplificación en base-común, es importante recalcar que se debe polarizar con los límites establecidos que proporciona la hoja de especificaciones.

Una vez escogida la polarización, en Ansoft se adiciona la librería de componentes no lineales, se adicionan los componentes dispuestos en la Figura 36, adicionalmente se colocan choques y capacitores de desacople para aislar la polarización de la señal de microondas. Para aumentar la inestabilidad de ésta configuración se coloca un inductor en la base tal y como se muestra en la Figura 37 y se realiza un análisis lineal en el dominio de la frecuencia para comprobar el aumento del coeficiente de dispersión del puerto 1, también se realizó una variación paramétrica de la inductancia para encontrar la inductancia que maximiza el

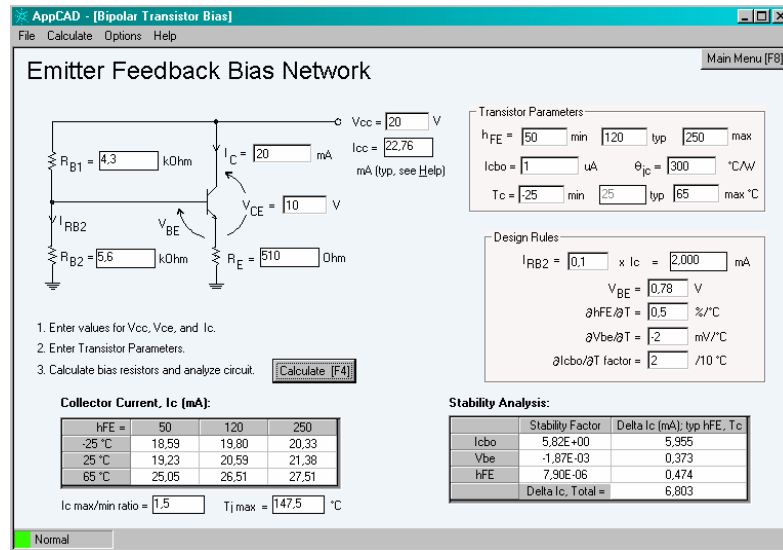


Figure 36: Programa que permite determinar los valores de resistencias y fuentes para polarizar transistores de microondas.

Γ_{IN} como se muestra en la figura 37.

Una vez maximizado el Γ_{IN} se dibujan los círculos de estabilidad de entrada y salida del circuito y se procede a realizar un acople en la región inestable tan y como muestra en la Figura 38, este acople es diseñado a la frecuencia de oscilación deseada, en este caso 2GHz. Una vez diseñado el circuito de acople se adiciona al puerto de terminación, en este caso el emisor y se procede a realizar una análisis no lineal para verificar la oscilación del circuito. Esta simulación verifica la condición de Kurokawa tal y como se mostró en la sección de Análisi no lineal de osciladores.

En la Figura 39 se muestra la parte real y la parte imaginaria de la corriente de salida del oscilador en función de la frecuencia, Ansoft Designer encuentra el momento en donde se cumple la condición y Kurokawa y muestra en un recuadro la frecuencia de oscilación, en este caso fue de 1.9544GHz. El corrimiento en la frecuencia de oscilación se debe a que el análisis no lineal incluye diferentes efectos que no se toman en cuenta en el análisis lineal. Esta herramienta se llama HB Resonant Frequency search y es necesario definir la frecuencia de inicio y la frecuencia de finalización en donde buscará la frecuencia de oscilación

Por otro lado, para encontrar la potencia de salida, así como las señales en el dominio de la frecuencia, se utiliza la herramienta Harmonic Balance Oscillator analysis, tal y como

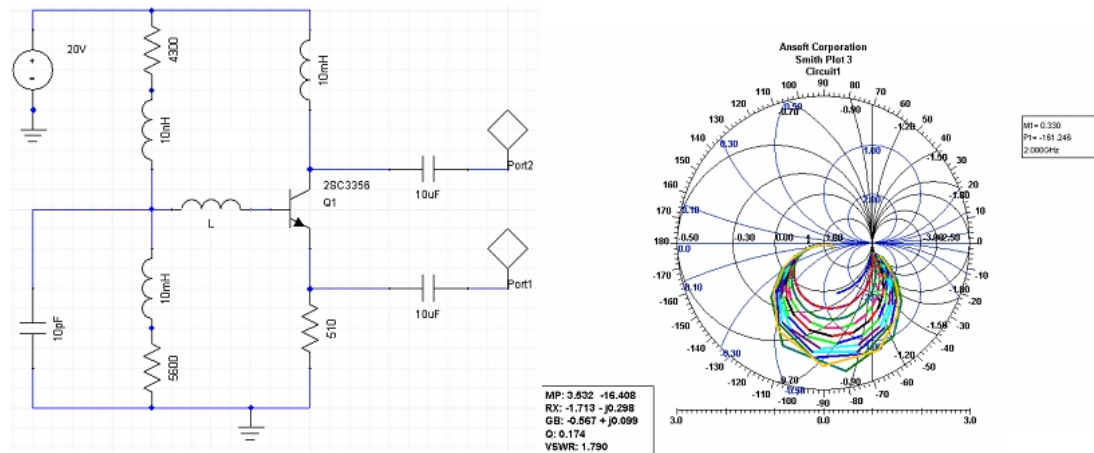


Figure 37: Polarización del oscilador y análisis lineal

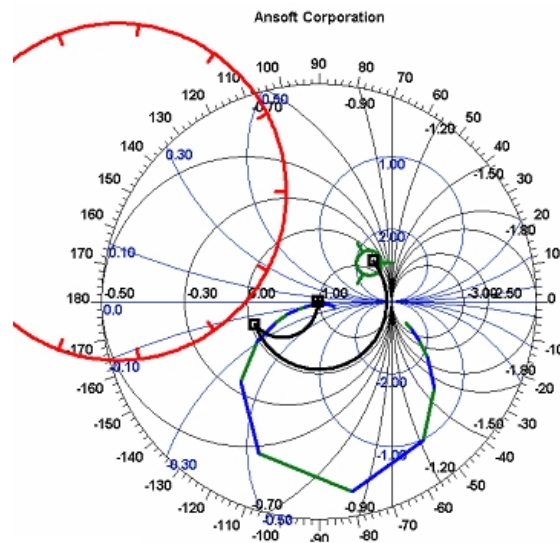


Figure 38: Círculos de estabilidad y diseño de acople a la frecuencia deseada para inestabilizar el circuito.

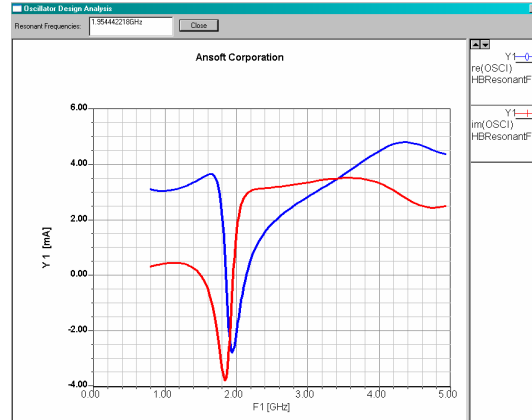


Figure 39: Simulación no lineal del oscilador utilizando la condición de Kurokawa

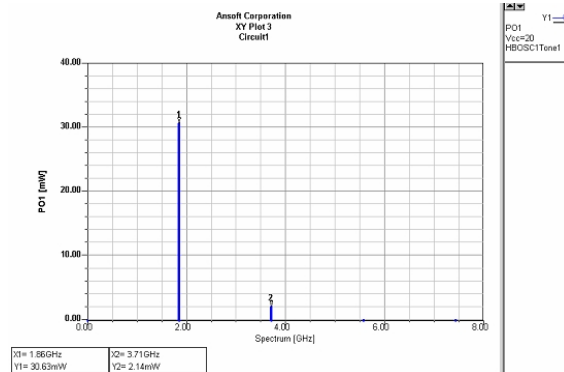


Figure 40: Simulación no lineal utilizando Balance armónico modificado.

se muestra en la Figura 40, el cual utiliza el análisis de balance armónico modificado para predecir la frecuencia de oscilación y permite visualizar la potencia, el voltaje y la corriente de salida del oscilador, adicionalmente, Ansoft Designer permite realizar una transformada de fourier inversa para visualizar la respuesta en el tiempo de la señal de salida.

REFERENCIAS

- [1] S. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Ed. Artech House, 2003
- [2] G. D. Vendelin, A. Pavio y U. Rohde, *Microwave Circuit Design: Using Linear and Nonlinear Techniques*, Ed. John Wiley and Sons, 1990
- [3] G. González, *Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*, Ed. Prentice Hall, 1997
- [4] K. Kurokawa, "Some Basic Characteristic of Broad-Band Negative Resistance Oscillator Circuits," *The Bell System Technical Journal*, Jul. 1969.
- [5] J. R. Kim, L.C. Gunderson y J. Singletary, Analysis of a Microwave Resonator Feedback oscillator, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 17, No. 3, Mar. 1971.
- [6] H. Okamoto, M. Ikeda, S. Kodatra y K. Miyazawa, High Stable, Low noise Millimeter-wave IMPATT oscillator, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 26, No. 8, Aug. 1978.
- [7] K. Johnson, Large Signal GaAs MESFET Oscillator Design, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 27, No. 3, Mar. 1979.
- [8] G. Basawapatna y R. Stancliff, A unified Approach to the Design of Wide-Band Microwave Solid-State Oscillators, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 27, No. 5, May. 1979.
- [9] A.P.S. Khanna y J. Obregon, Microwave Oscillator Analysis, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 29, No. 6, Jun. 1981.

- [10] D. Esdale y M. Howes, A Reflection Coefficient Approach to the Design of One-Port Negative Impedance Oscillators, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 29, No. 8, Oct. 1981.
- [11] A. Madiar, Analysis of a Microwave FET Oscillator Using an Efficient Computer Model for the Device, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 30, No. 6, Jun. 1982.
- [12] R. Gilmore y F. J. Rosenbaum, An Analytic Approach to Optimum Oscillator Design using S-Parameters, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 31, No. 8, Aug. 1983.
- [13] K.L. Kotzebue, A technique for the Design of Microwave Transistor Oscillators, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 32, No. 7, Oct. 1984.
- [14] E. R. Ehlers, An Empirical Technique for Microwave Oscillators, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 32, No. 5, May. 1984.
- [15] H. Abe, A GaAs MESFET Oscillator Quasi-Linear Design Method, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 34, No. 1, Jan. 1986.
- [16] Y. Xuan y C.M. Snowden, A Generalized Approach to the Design of Microwave Oscillators, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 35, No. 12, Dec. 1987.
- [17] R.D. Martínez y R. C. Compton, A General Approach for the S-Parameter Design of Oscillators with 1 and 2 Port Active Devices, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 40, No. 3, Oct. 1992.
- [18] N. Nguyen, R. G. Meyer, Start-up and Frequency Stability in High-Frequency Oscillators, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 27, No. 5, May 1992
- [19] R. Weikle, M. Kim, J. B. Hacker, M. P. Delisio, Z. B. Popovic y D. Rutledge, Transistor Oscillator and Amplifier Grids, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 80, No. 11, Nov. 1992.

- [20] R. A. York, P. Liao y J. J. Lynch, Oscillator Array Dynamics with Broadband N-Port Coupling Networks, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No. 11, Nov. 1994.
- [21] O. Boric-Lubecke, D.S. Pan y T. Itoh, RF Excitation of an Oscillator with Several Tunneling Devices in Series, *IEEE microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 4, No. 11, Dec. 1994.
- [22] S. C. Bundy, A. B. Popovic, A Generalized Analysis for Grid Oscillator Design, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No. 12, Dec. 1994.
- [23] J.J. Lynch y R. A. York, Synchronization of Oscillators Coupled Through Narrow-Band Networks, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, No. 2, Feb. 2001.
- [24] M. Prigent, M. Camiade, J. C. Nallatamby, J. Guittard y J. Obregon, An Efficient Design Method of Microwave Oscillator Circuits for Minimum Phase Noise, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*,
- [25] J. Lee, Y Lee, S. Nam, A Phase Noise Reduction Technique in Microwave Oscillator Using High Q Active Filter. *IEEE Microwave and Wireless Letters*, Vol. 12, No. 11, Nov. 2002.
- [26] L. Jia, J.G. Ma, K. S. Yeo y M. A. Do, 9.3–10.4-GHz-Band Cross-Coupled Complementary Oscillator With Low Phase-Noise Performance, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 4, Apr. 2004.
- [27] A. Dec y K. Suyama, Microwave MEMS-Based Voltage-Controlled Oscillators, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 11, Nov. 2000.
- [28] K. Solbach, Simulation Study of Harmonic Oscillators, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 30, No. 8, Aug. 1982.

- [29] W. Curtice, Nonlinear Analysis of GaAs MESFET Amplifiers, Mixers, and Distributed Amplifiers Using the Harmonic Balance Technique, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 35, No. 4, Apr. 1987.
- [30] M.K. Vai, S. Prasad, Computer-Aided Design of Monolithic MESFET Distributed Amplifiers, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 38, No. 4, Dec. 1990.
- [31] C. R. Chang, M. Steer, S. Martin, E. Reese, Computer-Aided Analysis of Free-Running Microwave Oscillators, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 39, No. 10, Oct. 1991..
- [32] W. Anzil y p. Russer, A General Method to Simulate Noise in Oscillators Based on Frequency Domain Techniques, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 41, No. 12, Dec. 1993.
- [33] V. Rizzoli, F. Mastri y D. Masotti, General Noise Analysis of Nonlinear Microwave Circuits by the Piecewise Harmonic-Balance Technique, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No. 5, May. 1994.
- [34] M.C.E. Yagoub y H. Baudrand, Optimum Design of Nonlinear Microwave Circuits, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No. 5, Oct. 1994.
- [35] S. D'Agostino y C. Paoloni, Nonlinear Yield Analysis and Optimization of Monolithic Microwave Integrated Circuits, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 43, No. 10, Oct. 1995.
- [36] D. L. Rohdes, B. Perlman, Parallel Computation for Microwave Circuit Simulation, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 45, No. 5, May. 1997.
- [37] V. Rizzoli, A. Neri, D. Masotti, Local Stability Analysis of Microwave Oscillators Base on Nyquist's Theorem, *IEEE microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 7, No. 10, Oct. 1997.

- [38] V. Rizzoli y A. Constanzo, Nonlinear Design of Microwave Oscillators Based on Electromagnetic Analysis, 1999 IEEE MTT- Symposium Digest.
- [39] V. Rizzoli, A. Costanzo, D. Masotti, A. Lippaniri y F. Mastri, Computer-Aided Optimization of Nonlinear Microwave Circuits With the Aid of Electromagnetic Simulation, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 1, Jan. 2004.
- [40] A. Hajimiri y T. Lee, A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 2, February 1998, pp. 179–194.
- [41] Razavi, B., “A Study of Phase Noise in CMOS Oscillators,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 31, No. 3, March 1996.
- [42] E. W. Strid y K. R. Gleason, A DC-12 GHz Monolithic GaAs FET Distributed Amplifier, IEEE Trans on Microwave and Techniques, Vol. 30. No.7 Jul 1982.
- [43] k. B. Niclas y B. Tucker, On noise in Distributed Amplifiers at Microwave Frequencies, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 31, No. 8, Aug. 1983.
- [44] J. Beyer, N. Prasad, R. Becker, J. Nordman y G. Hohenwarter, MESFET Distributed Amplifier Design Guidelines, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 32, No. 3, Dec. 1984.
- [45] S. Deibele y J. Beyer, Attenuation Compensation in Distributed Amplifier Design, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 9, Sep. 1989.
- [46] K. Cioffi, Broad-Band Distributed Amplifier Impedance-Matching Techniques, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, No. 12, Dec. 1989.
- [47] K. Kobayashi, R. Esfandiari, M. Hafizi, D. C. Streit, A. Oki, L. Tran, D. Umemoto, M. Kim, GaAs HBT Wideband matrix Distributed and Darlington Feedback Amplifiers to 24GHz, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 39, No. 12, Dec. 1991.

- [48] J. L. Walker, Some Observations on the Design and performance of Distributed Amplifiers, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 40, No. 1, Jan. 1992.
- [49] K. W. Kobayashi, R. Esfandiari, A. K. Oki, A Novel HBT Distributed Amplifier Design Topology Base on Attenuation Compensation Techniques, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No. 12, Dec. 1994.
- [50] P. K. Ikalainen, Low Noise Distributed Amplifier with Active Load, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 6, No. 1, Jan. 1996.
- [51] P. J. Sullivan, B. Xavier y W. H. Ku, An Integrated CMOS Distributed Amplifier Utilizing Packaging Inductance, *IEEE Trans on Microwave and Techniques*, Vol. 45, No.10 Oct 1997.
- [52] C. Paoloni y Stefano D'Agostino, An HBT Unilateral Model to Design Distributed Amplifiers, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 6, Jun. 1999.
- [53] J. Jeong y Y. Kwon, Monolithic Distributed Amplifier With Active Control Schemes for Optimum Gain and Group Delay Flatness, Bandwidth and Stability, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 4, Apr. 2004.
- [54] W. Ko y Y. Kwon, GaAs-Based High-Gain Direct-Coupled Distributed Preamplifier Using Active Feedback Topology, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, No. 1, Jan. 2004.
- [55] J. Aguirre y C. Plett, 50-GHz SiGe HBT Distributed Amplifiers Employing Constant-k and m-Derived Filter Sections, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 5, May. 2004.
- [56] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd, Ed. Wiley, 2004.
- [57] P. Gamand, Analysis of the Oscillation Conditions in Distributed Amplifiers, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 37, No. 3, Mar. 1989.

- [58] M. Riazat, S. Bandy, L. Ching y G. Li, Feedback in Distributed Amplifiers, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 2, Feb. 1990.
- [59] X. Zhang y A. S. Daryoush, Full 360 Phase Shifting of Injection-Locked Oscillators, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3. No. 2, Jan 1993
- [60] L. Divina y Z. Skvorn, The Distributed Oscillator at 4 GHz, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, No. 12, Dec. 1998.
- [61] Kleveland, C. Díaz, D. Vook, L. madden, T. Lee y S. Wong, Monolithic CMOS Distributed Amplifier and Oscillator, 1999 IEEE International Solid-State Circuits Conference.
- [62] H. Wu y A. Hajimiri, A novel tuning technique for distributed Voltage controlled oscillators, ISCAS IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 2000, Geneva, Switzerland.
- [63] H. Wu y A. Hajimiri, A 10GHz CMOS Distributed Voltage Controlled Oscillator, California Institute of Technology, USA.
- [64] Hajimiri y H. Wu, Analysis and Design Of Silicon Bipolar Distributed Oscillators, California Institute of Technology, USA.
- [65] S. L. Wing, Y. H. Chou y S. J. Chung, A Distributed-Feedback Antenna Oscillator, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 5, Dec. 2000.
- [66] H. Wu y A. Hajimiri, Silicon-Based Distributed Voltage-Controlled Oscillators, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 36, No. 3, Mar 2001
- [67] A. Hajimiri, Distributed Integrated Circuits: An alternative Approach to High-Frequency design, IEEE Communications Magazine, Feb 2002.
- [68] Leeson, D. B., A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum, Proc. IEEE, Vol. 54, February 1966, pp. 329–330.
- [69] Hajimiri, A., y T. Lee, The Design of Low-Noise Oscillators, Boston, MA: Kluwer, 1999

- [70] T. H. Lee y A. Hajimiri, Oscillator Phase Noise: A tutorial, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 35, No. 3, Mar 2000.
- [71] C.J White y A. Hajimiri, Phase Noise in distributed oscillators, Electronics Letters, Vol.38, No. 23, Nov. 2002