

Sistemas de Radiofrecuencia

Tema 6. Métodos de simulación



Almudena Suárez Rodríguez
Franco Ramírez Terán
Mabel Pontón Lobete

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones

Este tema se publica bajo Licencia:

[Creative Commons BY-NC-SA 4.0](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/)



Índice

- Introducción.
- Comparación de métodos de simulación disponibles para el diseñador en el dominio del tiempo y de la frecuencia.
- Técnicas complementarias, implementadas con elemento de librería o software propio.
- Ejemplos de configuraciones emergentes y modos de operación complejos que requieren técnicas avanzadas de simulación.
- El problema de la inestabilidad. Coexistencia de soluciones de estado estacionario.

Introducción

Hay una creciente demanda de circuitos y sistemas de radiofrecuencia de alto rendimiento: **uso de herramientas de simulación precisas y eficientes.**

Ciclos de fabricación rápidos y bajos costos de producción.

Dificultades añadidas en **circuitos no lineales**, gobernados por ecuaciones diferenciales no lineales.

- **Diferenciación en el tiempo**: relaciones constitutivas de elementos reactivos:

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

- **No linealidad**: características de transferencia de diodos y transistores:

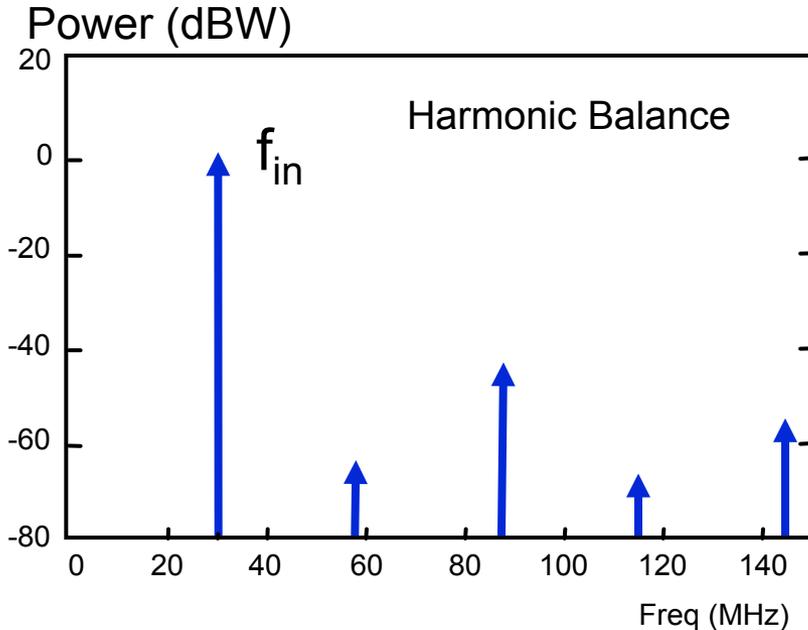
$$i_{ds}(v_{gs}(t), v_{ds}(t))$$

Problema de inestabilidad

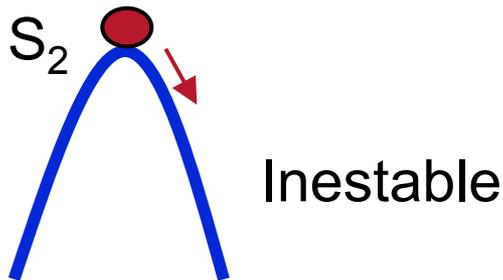
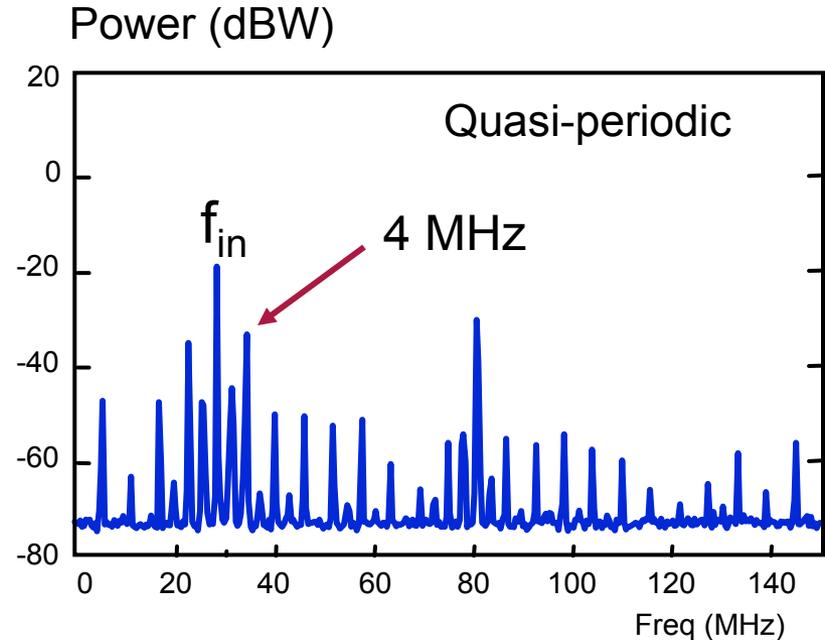
- En sistemas no lineales dinámicos es posible que existan soluciones coexistentes, que pueden ser tanto estables como inestables
- Sólo las soluciones estables son robustas a pequeñas perturbaciones y por lo tanto físicamente observables
- Las inestabilidades se relacionan generalmente a la presencia de oscilaciones auto mantenidas, que solo son posibles en sistemas no lineales no conservativos

Problema de inestabilidad

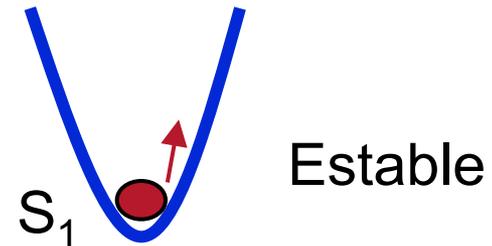
Espectro simulado



Espectro medido

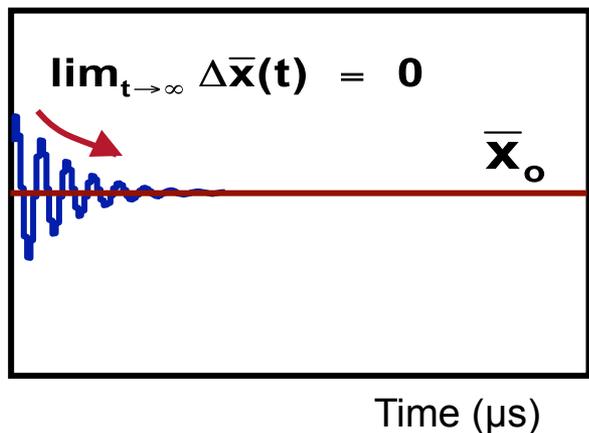


No robusto ante ruido o variaciones.

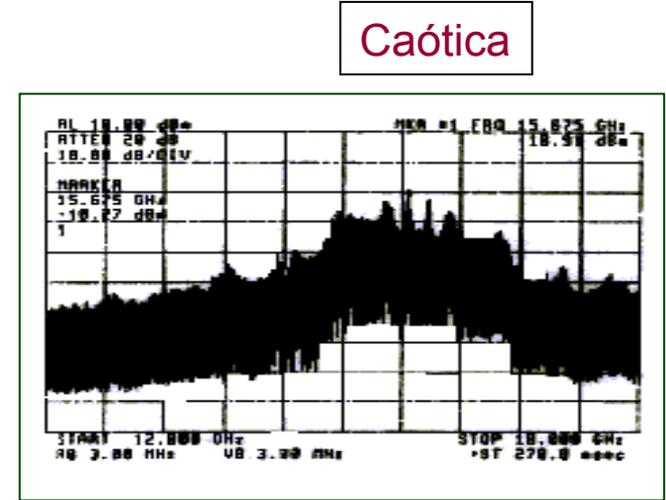
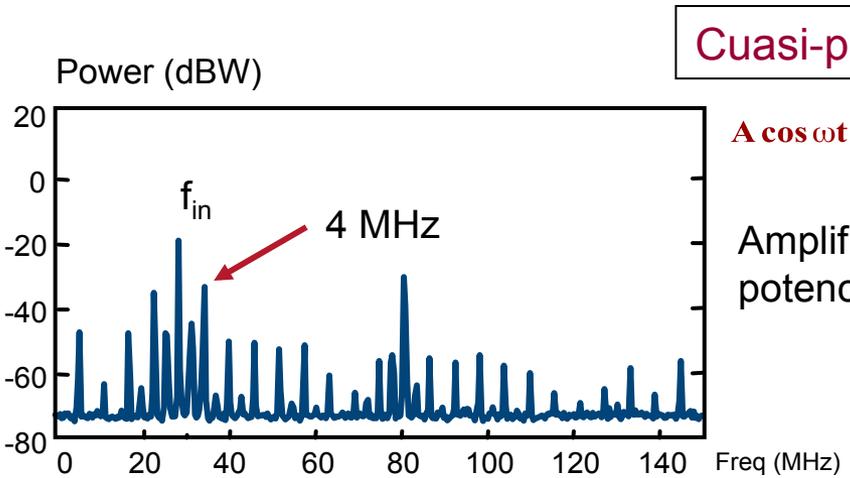
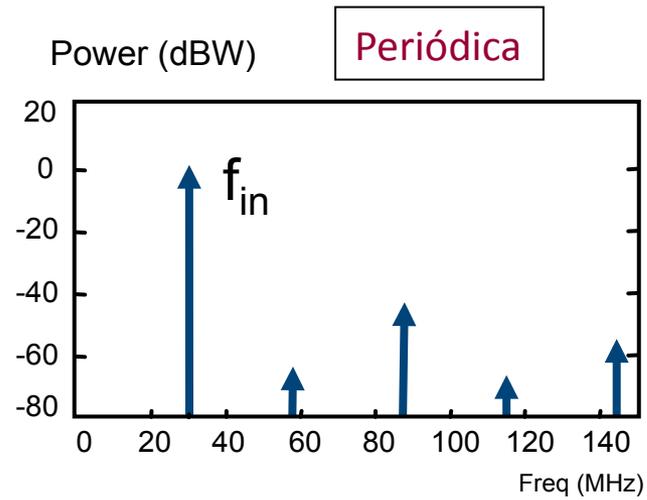


Robusto.

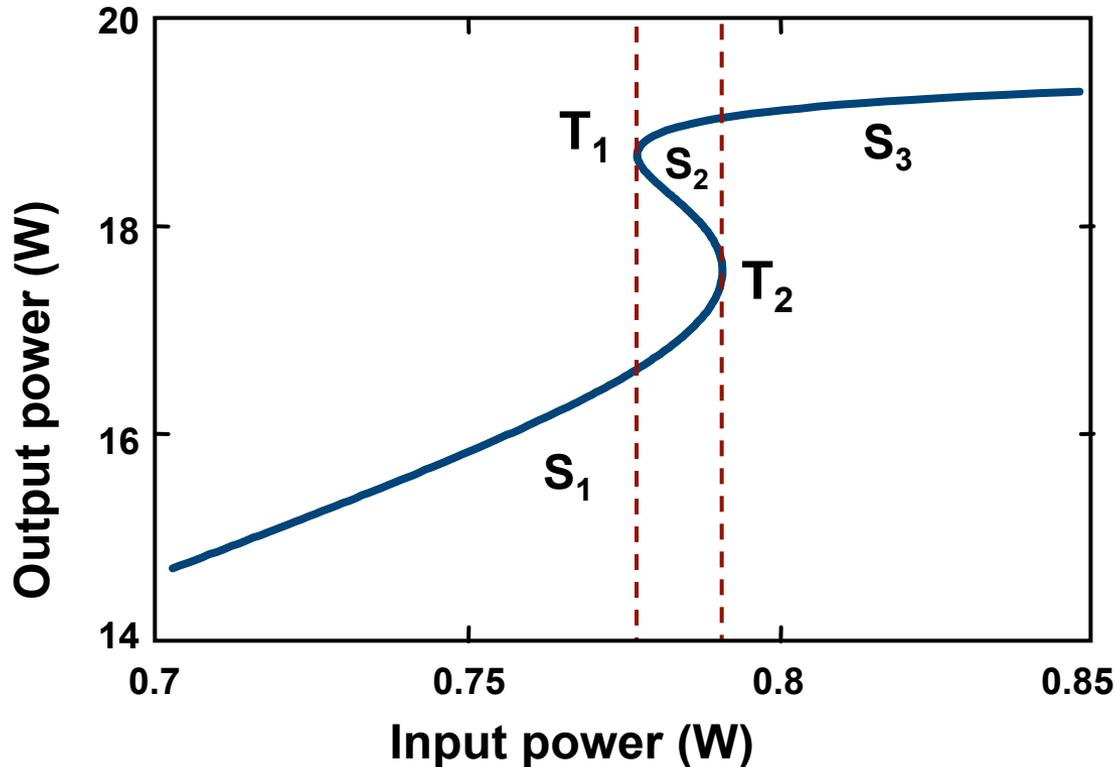
Tipos de solución de estado estacionario



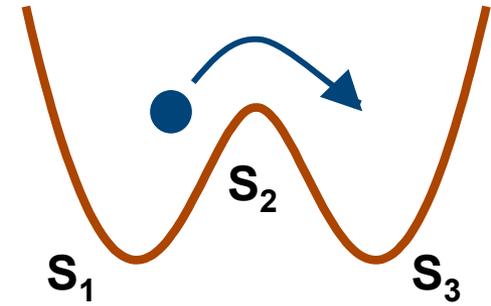
DC



Soluciones coexistentes estables



Las soluciones pueden ser del mismo o diferente tipo.



Cuenca de atracción disjunta.

Conjunto de condiciones iniciales que llevan a un estado estacionario determinado.

Simulación de circuitos no lineales

- Métodos analíticos (función descriptiva o series de Volterra). Proporcionan mayor comprensión del comportamiento no lineal y de su dependencia de los parámetros del circuito.
- Series de Volterra: señales multitono y no linealidades con memoria.
- Métodos numéricos iterativos: Soluciones precisas, en términos de las formas de onda y el contenido espectral.

Métodos iterativos

Dominio del tiempo

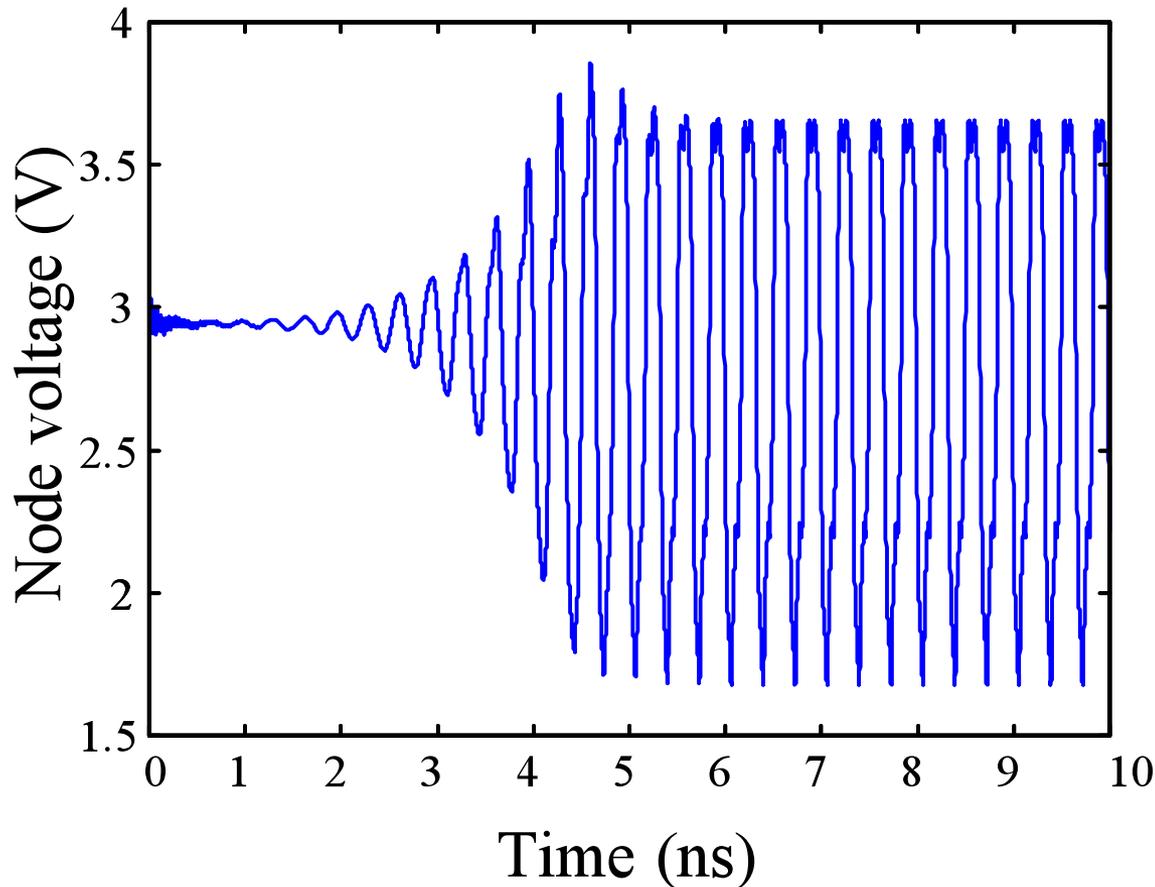
- **Integración temporal** (backward Euler, trapezoidal...):
 - Calculan el transitorio y el estado estacionario.
 - Métodos rápidos del dominio temporal (diferencias finitas, disparo '*shooting*').
 - Sólo estado estacionario.

Dominio de la frecuencia

- **Balance armónico** (nodal, por partes):
 - Solo estado estacionario.
 - Transitorio de envolvente.
Señales moduladas.
 - Transitorio y estado estacionario (si se condiciona adecuadamente).

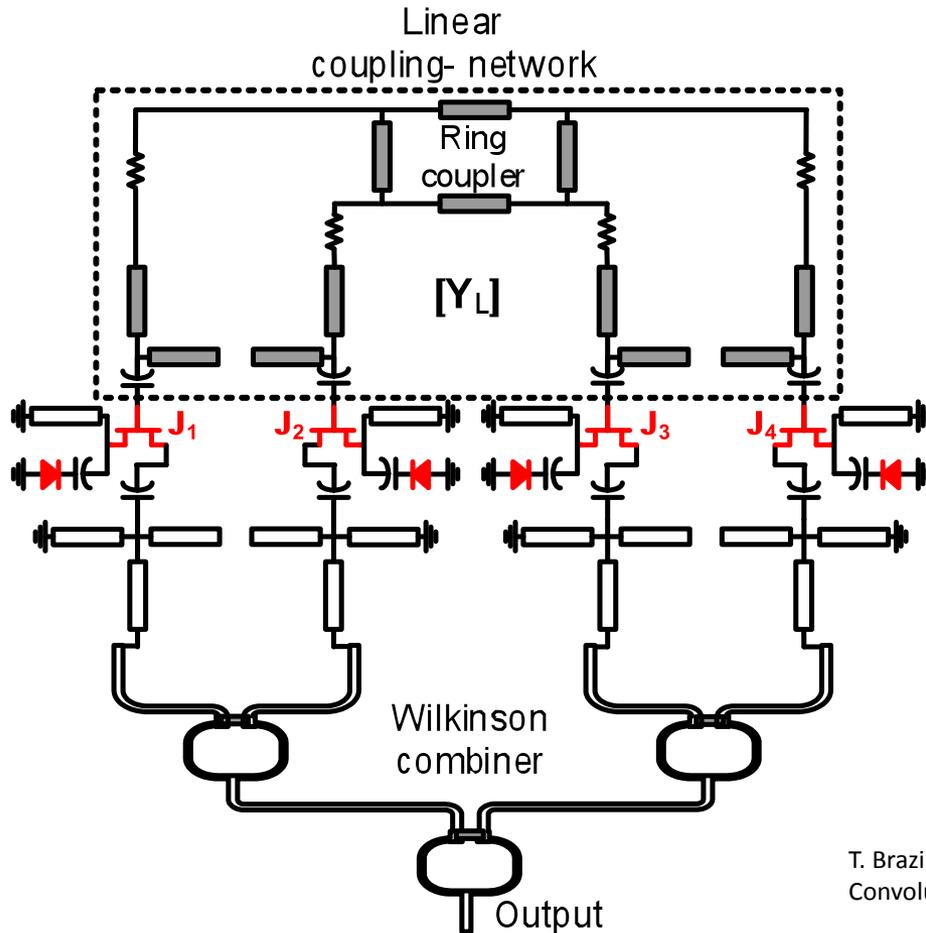
Integración temporal

Evolución completa de la solución del circuito desde los valores iniciales hasta el estado estacionario.



- Evoluciona a la solución estable.
- Puede haber problemas de convergencia y errores numéricos.

Integración temporal



- Elementos no lineales.
- Elementos discretos.
- Elementos distribuidos.

(funciones periódicas extendidas en f).

$$\int_{-\infty}^t \bar{h}(t - \tau) \bar{x}(\tau) d\tau$$

T. Brazil, "Nonlinear, "Transient Simulation of Distributed RF Circuits using Discrete-Time Convolution," *IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems*, pp.505,508, 27-30 May 2007.

Integración temporal

Análisis nodal modificado: aplicación de las leyes de Kirchoff, que permiten una expresión global formal de la DAE.

Corrientes y
voltajes de lazo.

Cargas y flujos.

$$\bar{\mathbf{f}}(\bar{\mathbf{x}}(\mathbf{t})) + \frac{d}{dt} \bar{\mathbf{q}}(\bar{\mathbf{x}}(\mathbf{t})) + \int_{-\infty}^t \bar{\mathbf{h}}(\mathbf{t} - \tau) \bar{\mathbf{x}}(\tau) d\tau + \bar{\mathbf{g}}_s(\mathbf{t}) = \mathbf{0}$$

Elementos distribuidos.

Fuentes independientes.

Discretización del sistema

Sistema continuo en $t \longrightarrow$ Sistema discreto t_1, t_2, \dots, t_N

$$\bar{\mathbf{f}}(\bar{\mathbf{x}}(t)) + \frac{d}{dt} \bar{\mathbf{q}}(\bar{\mathbf{x}}(t)) + \bar{\mathbf{g}}_s(t) = 0$$

$\frac{dq}{dt}(n) = \frac{q_{n+1} - q_n}{t_{n+1} - t_n}$	Forward Euler
$\frac{dq}{dt}(n) = \frac{q_n - q_{n-1}}{t_n - t_{n-1}}$	Backward Euler
$\frac{dq}{dt}(n+1) = 2 \frac{q_{n+1} - \bar{q}_n}{t_{n+1} - t_n} - \frac{dq}{dt}(n)$	Trapezoidal

- Un mismo sistema continuo puede dar lugar a distintos sistemas discretos en el tiempo:

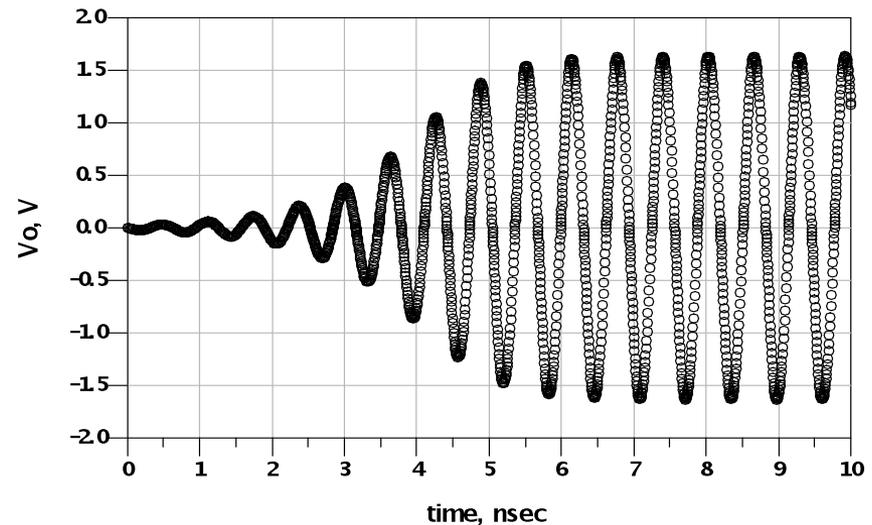
$$\bar{\mathbf{f}}(\bar{\mathbf{x}}_{n+1}) + \frac{\bar{\mathbf{q}}_{n+1} - \bar{\mathbf{q}}_n}{t_{n+1} - t_n} + \bar{\mathbf{g}}_s(t_{n+1}) = 0$$

Sistema implícito: resuelto mediante Newton-Raphson en cada instante temporal

$$\bar{e}(t_{n+1}) \equiv \frac{\bar{q}(\bar{x}(t_{n+1})) - \bar{q}(\bar{x}(t_n))}{t_{n+1} - t_n} + \bar{f}(\bar{x}(t_{n+1})) + \bar{g}(t_{n+1}) = 0$$

La forma de onda se conforma con los distintos puntos temporales:

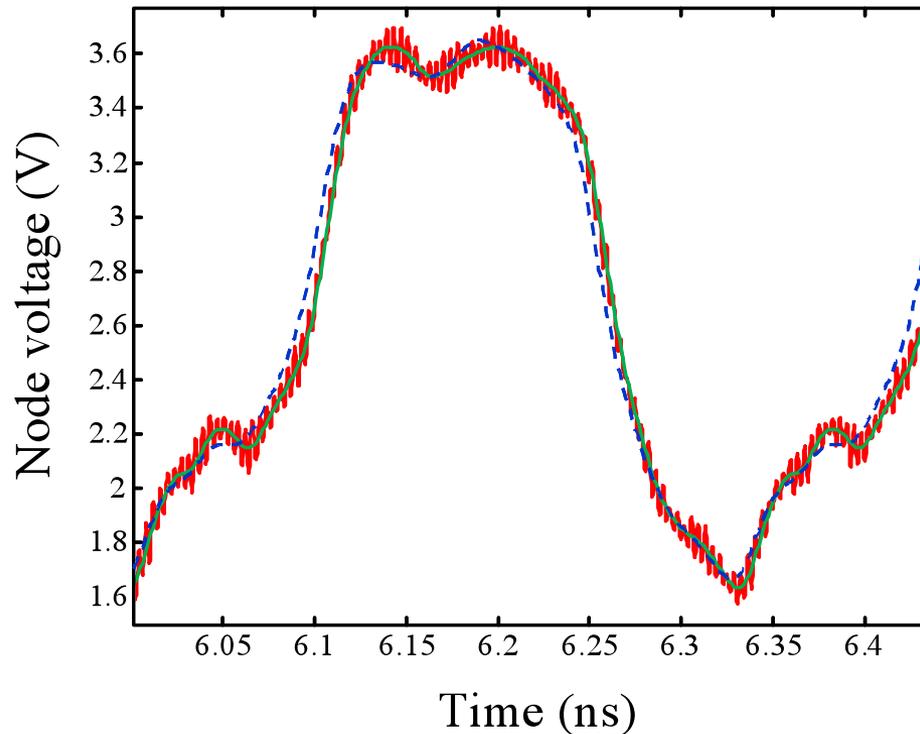
(t_1, \mathbf{x}_1) (t_2, \mathbf{x}_2) , ... (t_N, \mathbf{x}_N)



Transitorio y todo tipo de estado estacionario: periódico, cuasi periódico, caótico.

Sistema implícito: resuelto mediante Newton-Raphson en cada instante temporal

Distintos sistemas discretos: distintos resultados en algunos casos.



Backward Euler
 $h = 1$ ps.

Trapezoidal (solid)
 $h = 1$ ps.

Para $h = 0.25$ ps, existe una oscilación numérica.

Limitaciones

- En el caso de coexistencia de soluciones estables, hay tendencia a que siempre encuentre la misma solución (**Independientemente de las condiciones iniciales**).
- En ocasiones es complicado determinar si se el circuito ha alcanzado el estado estacionario (**alto factor de calidad Q**).
- En general, los circuitos que con modulaciones no pueden simularse en el dominio del tiempo. Tazas temporales distintas varios ordenes de magnitud.

Métodos rápidos en el dominio del tiempo

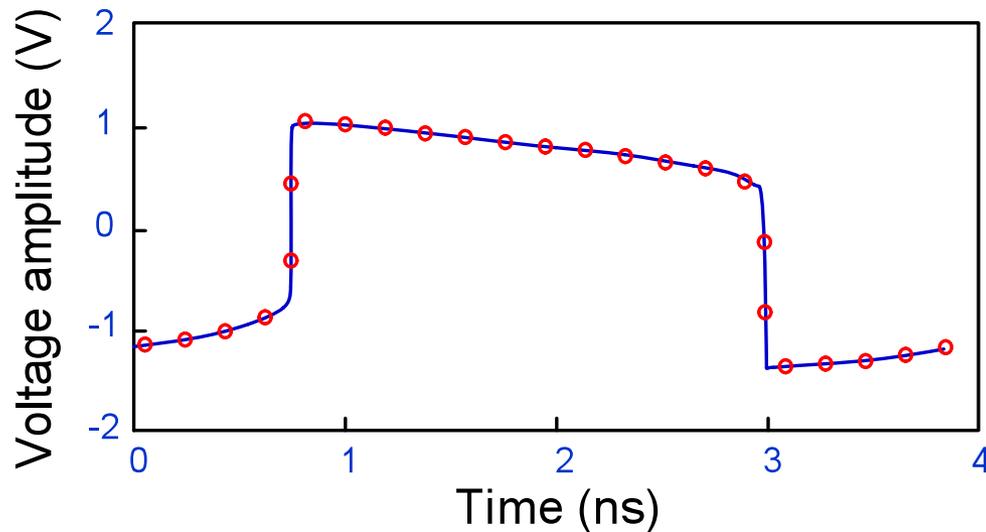
- Análiza sólo el estado estacionario, evitando el transitorio.
- Utiliza una condición adicional para el estado estacionario.

$$\bar{x}(t_0 + T) - \bar{x}(t_0) = 0$$

- Disparo.
- Algoritmos de diferencias finitas.

Método de disparo

$$\bar{x}(t) = \bar{x}(t_0) + \bar{\phi}(\bar{x}(t_0), \mathbf{0}, t)$$



↓

$$(t_0, t_0 + T)$$

Oscilador con resonador en paralelo, con bajo factor de calidad

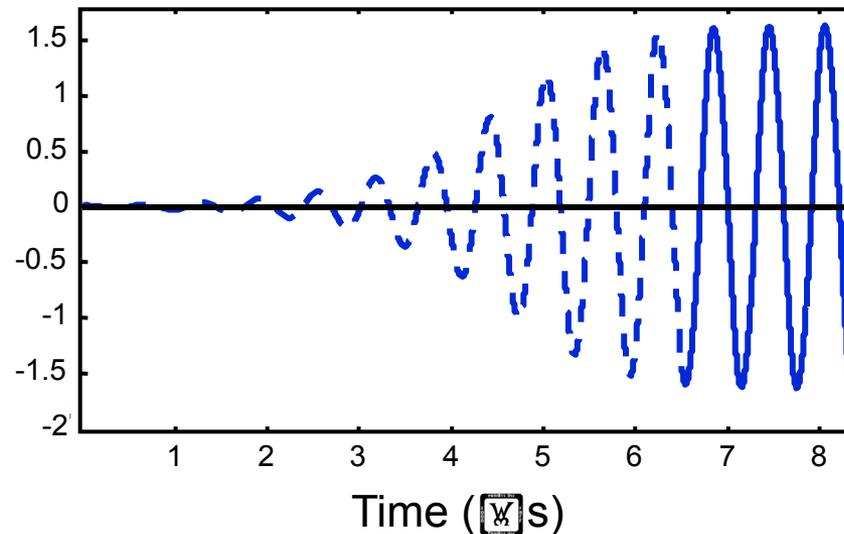
$L = 1e - 7$ H, $C = 0.1$ pF:

- Frecuencia de oscilación 260.032 MHz.
- Se alcanza el estado estacionario en tres iteraciones.
- Tiempo ocupado de CPU 440 ms.

Método de disparo

- La solución podría ser inestable.
- La oscilación no tiene tiempo de arrancar en el periodo de análisis.

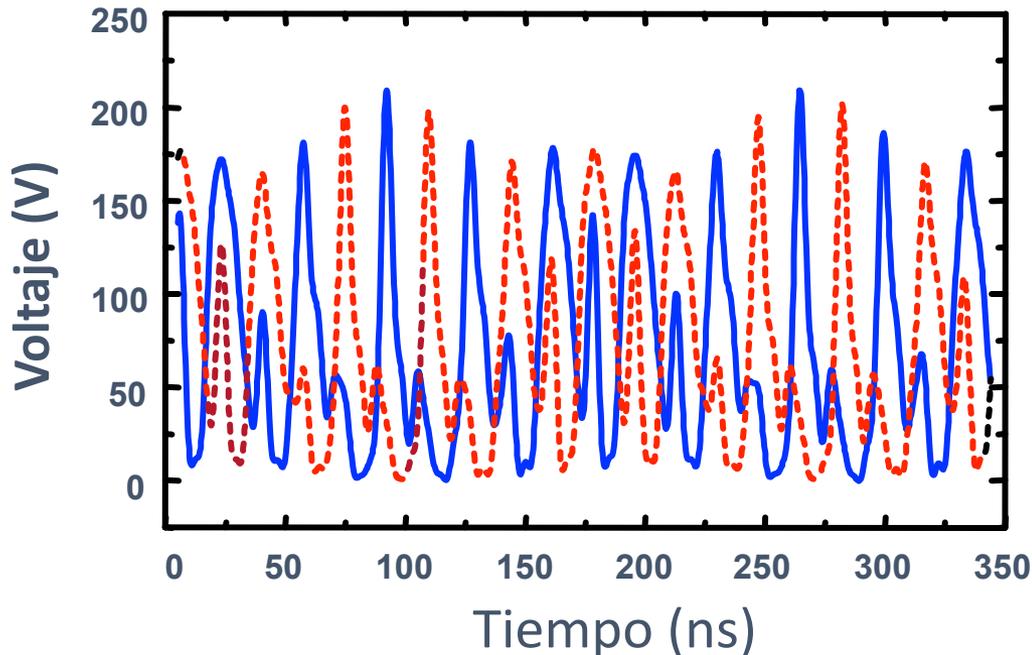
$$\bar{x}(t_0 + T) - \bar{x}(t_0) = 0$$



Balance Armónico

Se expresan las variables en una serie de Fourier.

$$\bar{x}(t) = \sum_{k=-N}^N \bar{X}_k e^{j(k\omega_0) t}$$



Sólo se simula el estado estacionario:

Se evita el transitorio.

Forma de onda de la solución:
Prefijada por el diseñador.



HARMONIC BALANCE

HarmonicBalance

HB4

Freq[1]=fin GHz:

Order[1]=15

Formulación de Balance Armónico

Forma de onda prefijada:

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \sum_{k=-N}^N \bar{\mathbf{X}}_k e^{j(k\omega_0) t}$$

Existen dos tipos distintos de formulación:

- Nodal:** Traslación del análisis nodal modificado al dominio de la frecuencia.
- Por partes:** Separa los elementos lineales y no lineales del circuito. Menor número de ecuaciones – Compacta.

Balance Armónico: Formulación Nodal

$$\bar{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) = \sum_{k=-NH}^{NH} \bar{\mathbf{X}}_k e^{jk \omega_{in} t}$$

Reemplazando en el Análisis Nodal Modificado (Dominio del tiempo):

$$\bar{\mathbf{f}}(\mathbf{x}(\mathbf{t})) + \frac{d\bar{\mathbf{q}}(\bar{\mathbf{x}}(\mathbf{t}))}{dt} + \int_{-\infty}^t (\bar{\mathbf{h}}(\mathbf{t} - \tau)) \bar{\mathbf{x}}(\tau) d\tau + \bar{\mathbf{g}}(\mathbf{t}) = \mathbf{0}$$

Corrientes,
tensiones
de bucles.

Cargas y
flujos.

Elementos
distribuidos.

Fuentes de
entrada.

Balance Armónico: Formulación Nodal

Eliminando las exponenciales

$$e^{j(k\omega_o)t}$$

$$\bar{\mathbf{F}}(\bar{\mathbf{X}}) + [\mathbf{j}k\omega_{in}] \bar{\mathbf{Q}}(\bar{\mathbf{X}}) + [\mathbf{H}(\mathbf{j}k\omega_{in})] \bar{\mathbf{X}} + \bar{\mathbf{G}} = \mathbf{0}$$

k de $-NH$ a NH

Matriz lineal – Estructura simple.

(Cuando el circuito sólo contiene elemento discretos).

Minimización de error – Newton-Raphson: matriz Jacobiana.

Balance Armónico: Formulación por partes

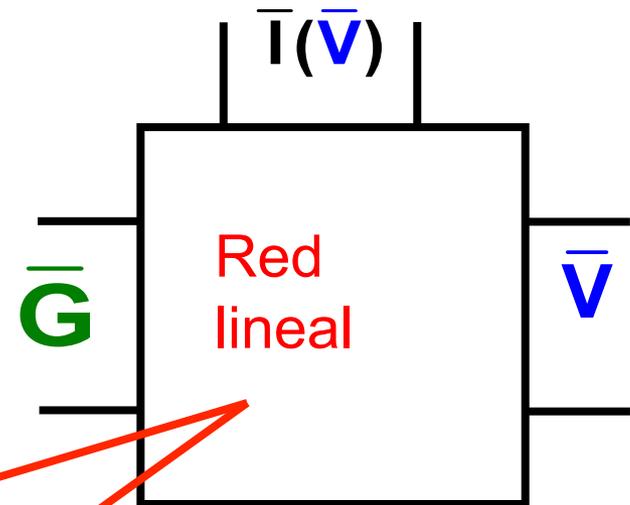
$\bar{\mathbf{V}}$ → Vector de componentes armónicas de las variables de control (incógnitas).

$$i(\mathbf{v}_{gs}(t)) = I_o (e^{\alpha v_{gs}(t)} - 1)$$

$$c(\mathbf{v}_{gs}(t)) = c_{jo} / (1 - v_{gs}(t) / \phi_o)^\gamma$$

$$i_{ds}(\mathbf{v}_{gs}(t), \mathbf{v}_{ds}(t))$$

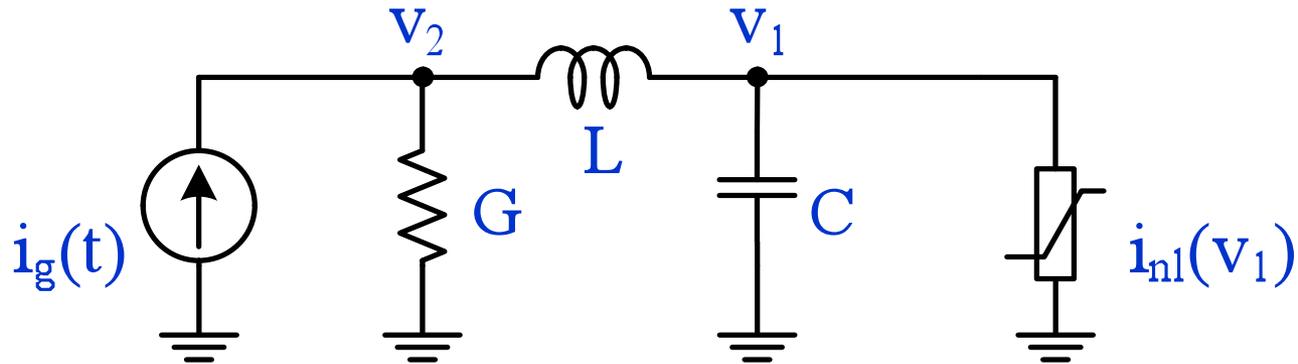
$$i_{dg}(\mathbf{v}_{gs}(t), \mathbf{v}_{ds}(t))$$



Aplicando leyes de Kirchhoff:

$$\bar{\mathbf{V}} + [\mathbf{A}_1(k\omega_{in})] \bar{\mathbf{I}}(\bar{\mathbf{V}}) + [\mathbf{A}_2(k\omega_{in})] \bar{\mathbf{G}}_{in} = \bar{\mathbf{H}}(\bar{\mathbf{V}}) \rightarrow 0$$

Comparativa entre formulación nodal y por partes



$$\begin{bmatrix} jC\omega_k & \frac{1}{R} \\ 1 & -1 - \frac{jL\omega_k}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_k^1 \\ V_k^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{nl}(\bar{V}_1) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ jL\omega_k \end{bmatrix} i_{gk} = \bar{0}$$

Nodal.
Jacobiano disperso – Krylov.

$$\left[1 - LC\omega_k^2 + RC\omega_k \right] V_k^1 + \left[R + jL\omega_k \right] i_{nl}(\bar{V}_1) - R i_{gk} = 0$$

Por partes.

Problema del valor inicial

Minimización de error – generalmente se utilizar Newton-Raphson.

$$\bar{V}_0, \bar{V}_1, \bar{V}_2, \dots, \bar{V}_n$$

$$\bar{V} + [\mathbf{A}_1(\mathbf{k}\omega_{in})] \bar{I}(\bar{V}) + [\mathbf{A}_2(\mathbf{k}\omega_{in})] \bar{G}_{in} = \bar{H}(\bar{V}) \rightarrow \mathbf{0}$$

f_{in}

$$\bar{V}_0 = -[\mathbf{A}_2(\mathbf{k}\omega_{in})] \bar{G}_{in}$$

No existen generadores a las frecuencias autónomas.

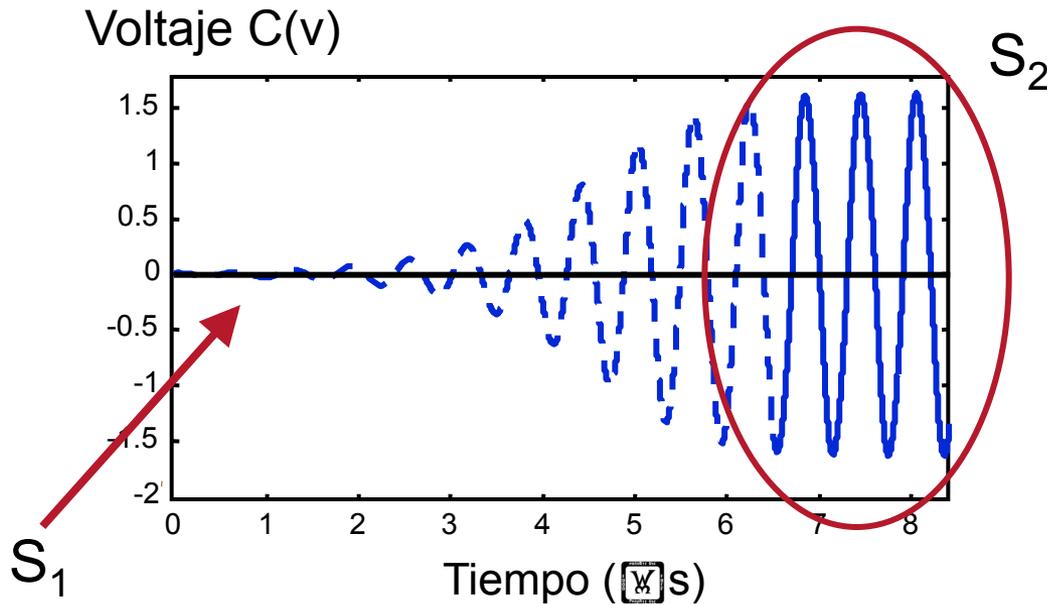
La convergencia por defecto es hacia soluciones no oscilatorias.

Problema del valor inicial

Oscilador libre

$$\bar{H}(\bar{V}) \equiv \bar{V} + [\mathbf{Z}(k\omega_o)] \bar{I}(\bar{V}) + [\mathbf{A}_2] \bar{E}_{DC} = 0$$

Converge hacia la solución de DC.



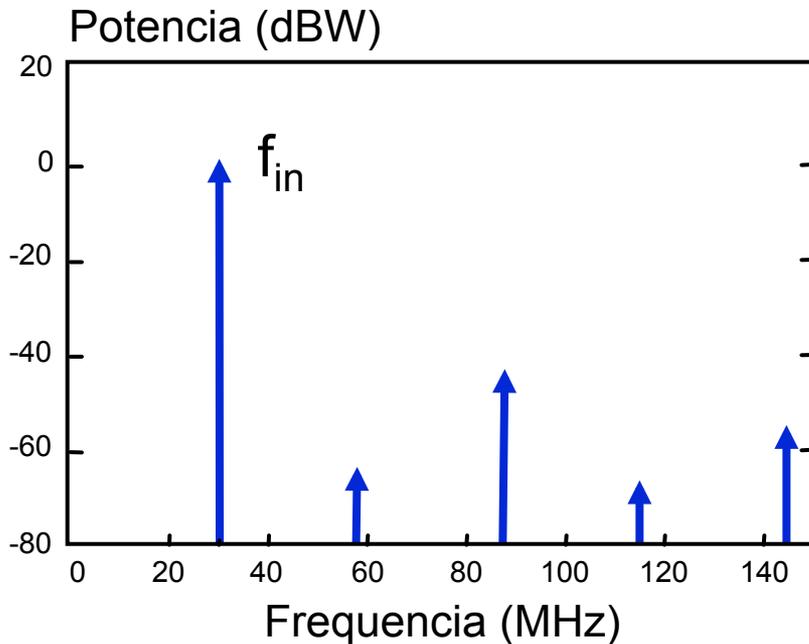
**Necesidad de
OSCports.**

El sistema de BA contiene un subsistema no lineal homogéneo.

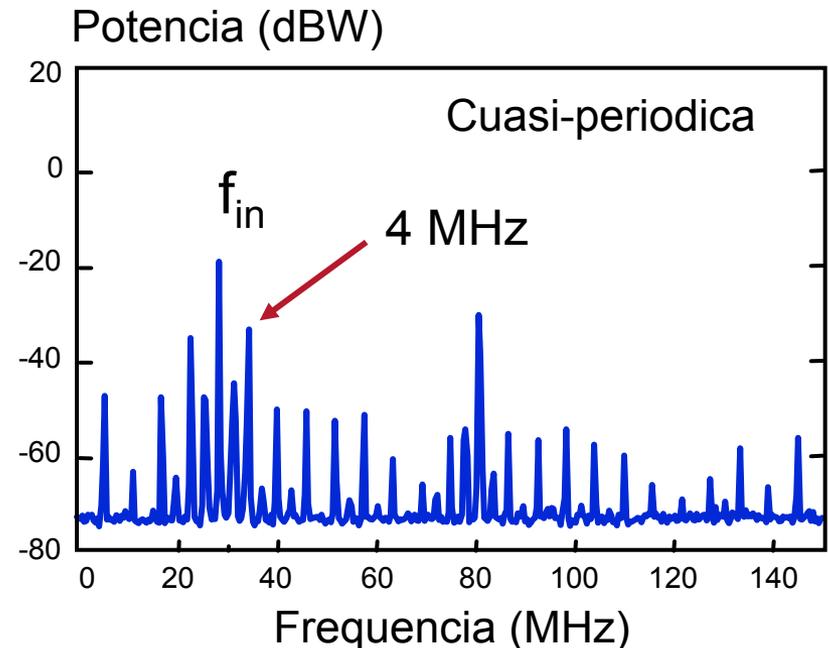
$$\bar{H}_1 (k f_{in} + m f_o) = \bar{0} \quad \text{for } m \neq 0$$

$$\bar{H}_2 (k f_{in}) = \bar{G}_{in}$$

Solución por defecto (sencilla)



Solución oscilatoria

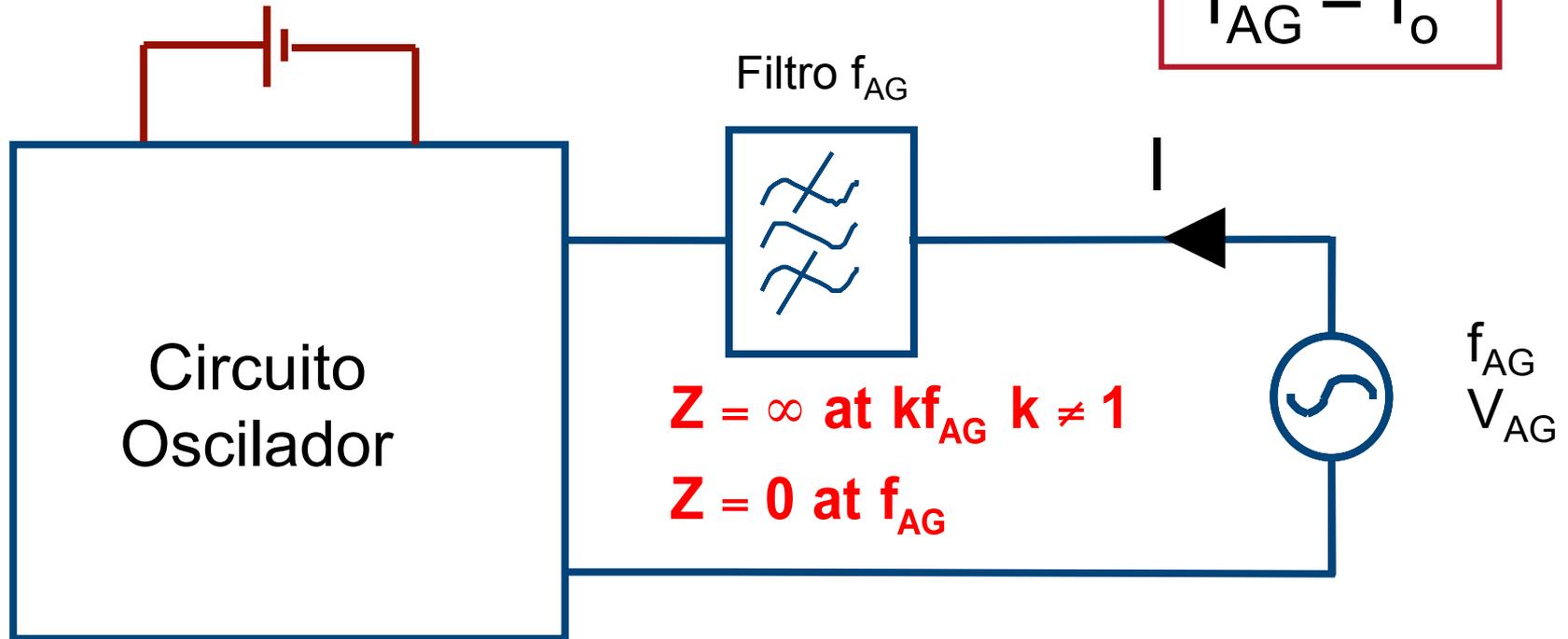


Técnica del generador auxiliar (AG)

- AG juega el papel de la oscilación.
- Permite el análisis de BA como circuito forzado.

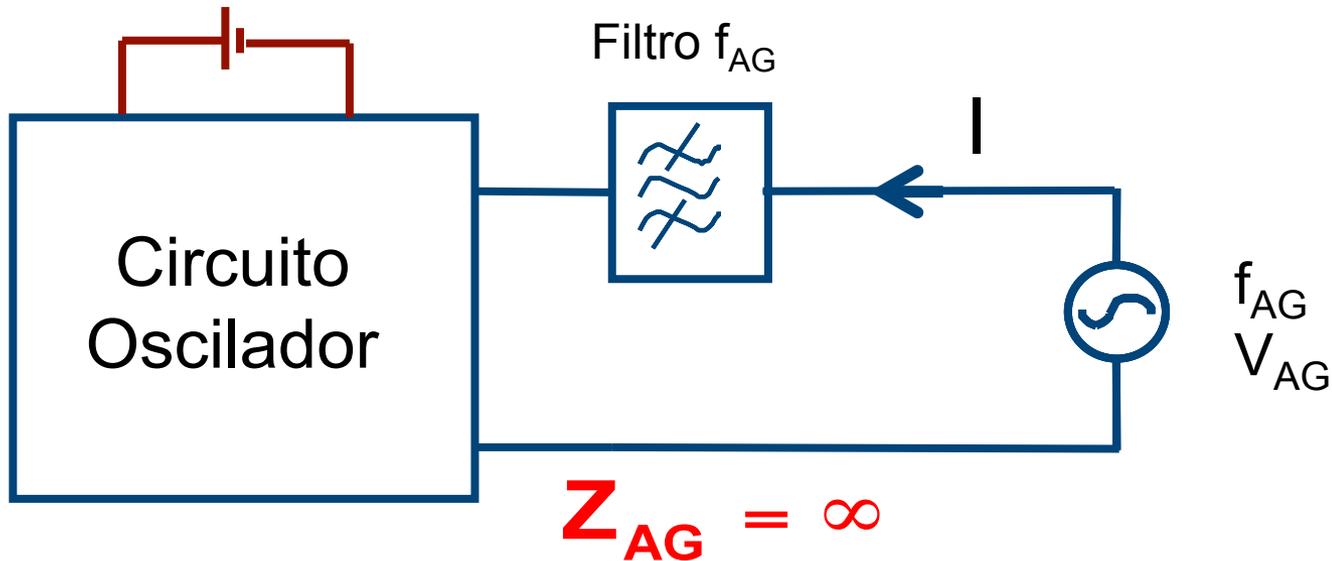
$$f_{in}$$

$$f_{AG} = f_o$$



Técnica del generador auxiliar (AG)

- AG juega el papel de la oscilación.
- Permite el análisis de BA como circuito forzado.



$$f_{in}$$

$$f_{AG} = f_o$$

$$Y = \frac{I}{V_{AG}} (V_{AG}, f_{AG}) = 0$$

$$\bar{H}(\bar{V}) = 0$$

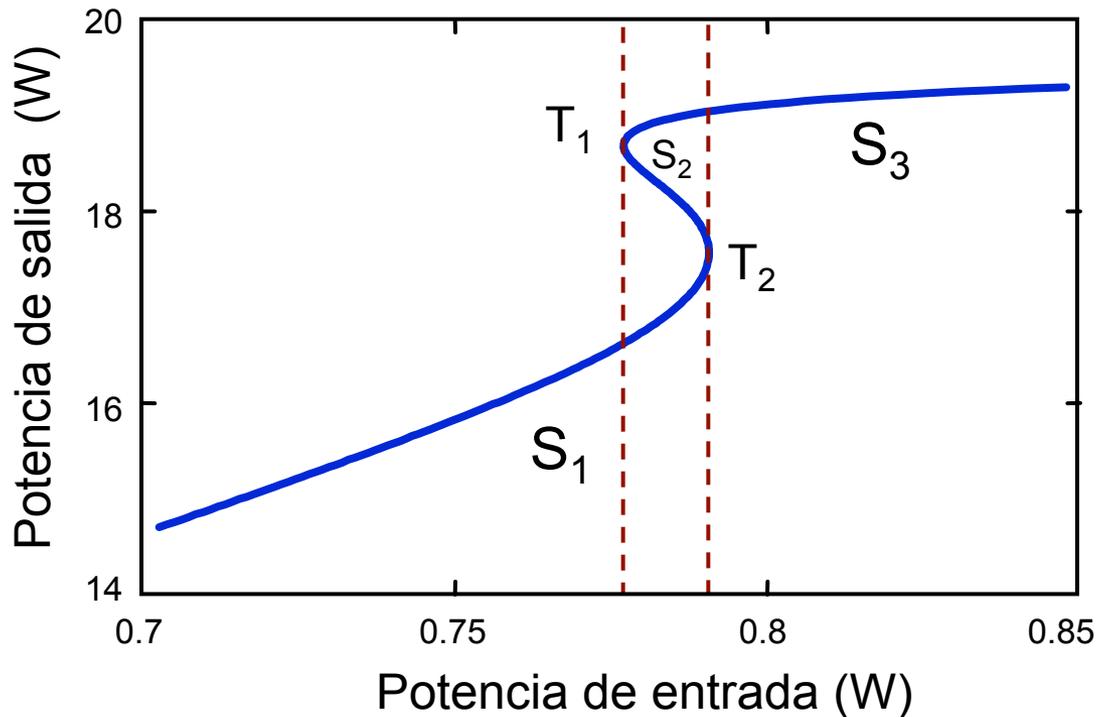
Lazo externo.

Lazo interno.

Resuelto en
combinación con BA.

Técnicas de continuación

Amplificador de potencia con histéresis en curva de transferencia de potencia



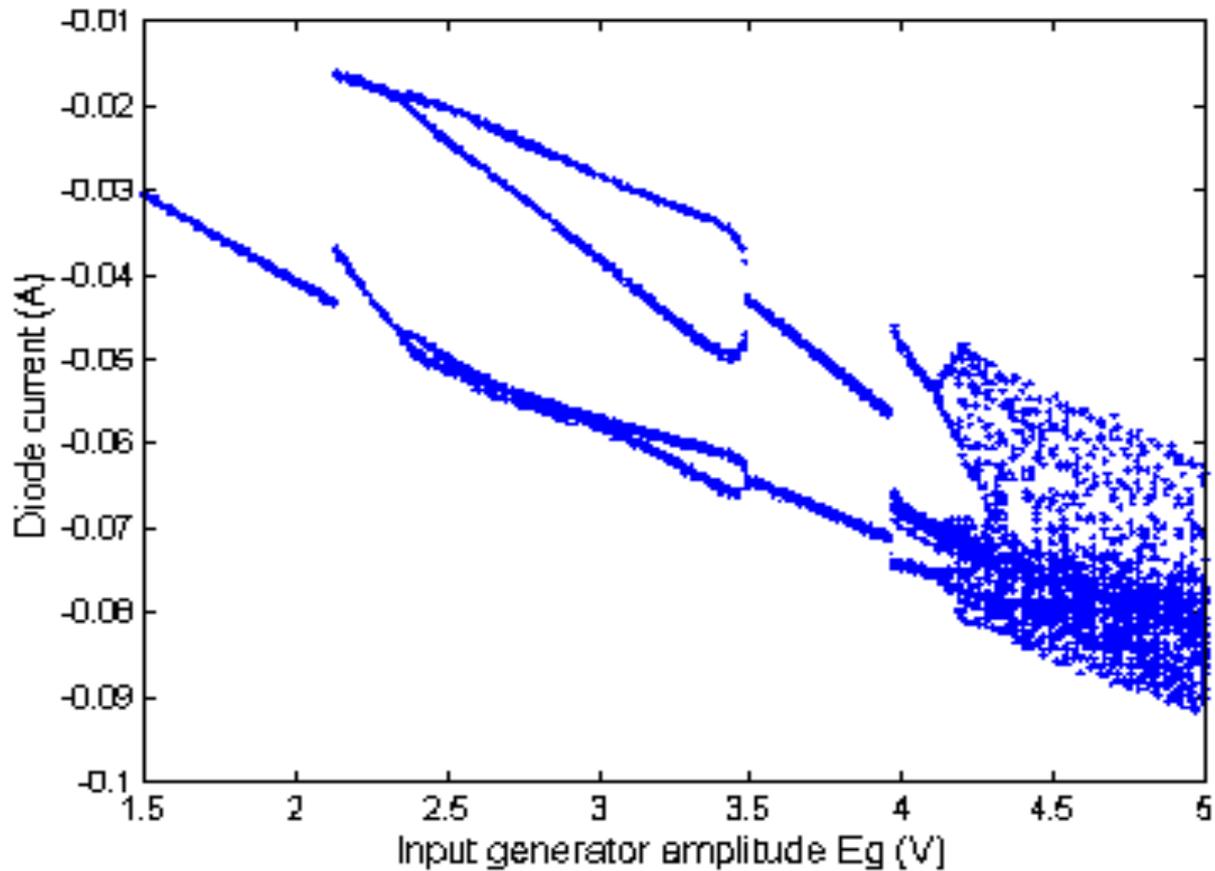
- Técnicas de continuación: fácilmente aplicables a BA dado que sólo se simula el estado estacionario.
- Permiten pasar por puntos de retorno para obtener soluciones multi-valuadas.

A. Suarez, Analysis and design of autonomous microwave circuits, Wiley-IEEE Press, 2009.

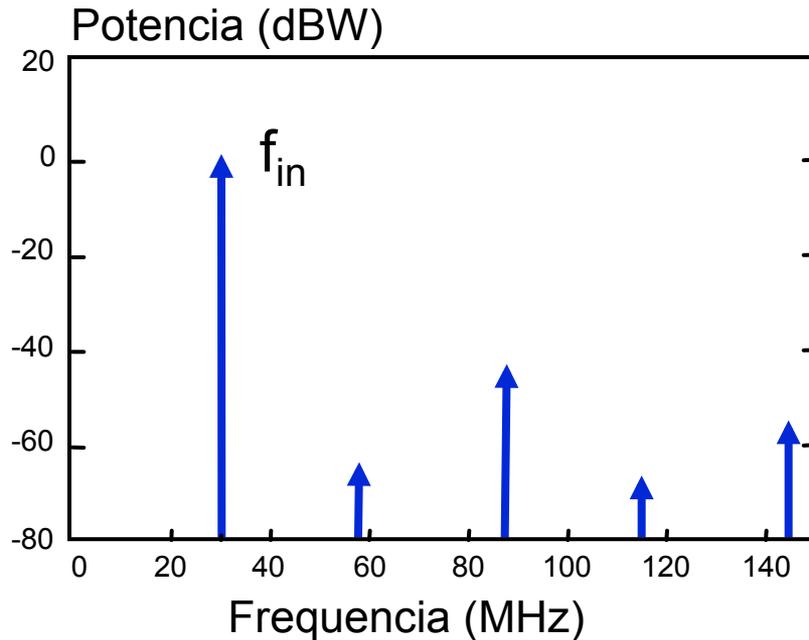
S. Jeon, A. Suárez, and D.B. Rutledge, "Analysis and elimination of hysteresis and noisy precursors in power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 54, no. 3, pp. 1096–1106, Mar. 2006.

Integración en el dominio temporal

Discontinuidades: no es posible pasar por secciones inestables.



Análisis de estabilidad

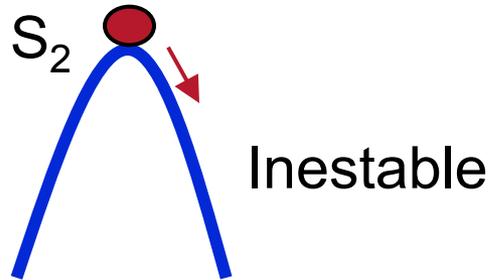


Solución física?



- Balance Armónico no es sensible a las propiedades de estabilidad de la solución.
- Debe complementarse con métodos de análisis de estabilidad para verificar su comportamiento ante pequeñas perturbaciones.

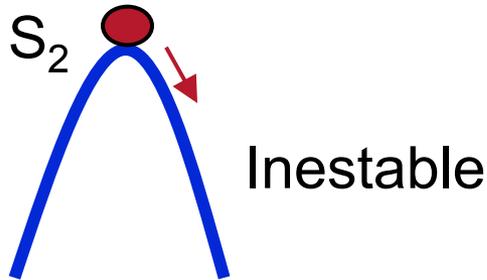
Análisis de estabilidad



Análisis de la respuesta de la solución S ante una pequeña perturbación.

- V. Rizzoli, A. Neri, "State of the art and present trends in nonlinear microwave CAD techniques", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 2, Feb. 1988, pp. 343-356.
- S. Mons, J.-C. Nallatamby, R. Queré, P. Savary, and J. Obregon, "A unified approach for the linear and nonlinear stability analysis of microwave circuits using commercially available tools", IEEE Trans. on Micro. Theory and Tech., vol. 47, no. 12, pp. 2403-2409, Dec. 1999.
- . Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez, and J. M. Collantes, "Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers", IEE Electronics Letters, vol. 37, pp. 226-228, Feb. 2001.

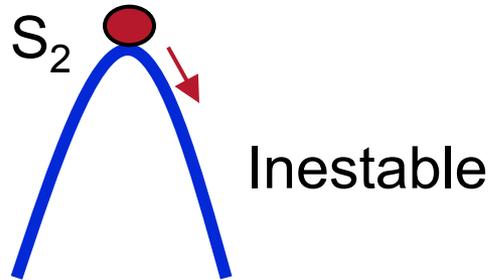
Análisis de estabilidad



Caso pequeña señal

$$\left[\frac{\partial \bar{I}(\bar{X}_{dc})}{\partial \bar{X}} + \left[s \right] \frac{\partial \bar{Q}(\bar{X}_{dc})}{\partial \bar{X}} + \left[H(s) \right] \right] \Delta \bar{X} = 0$$

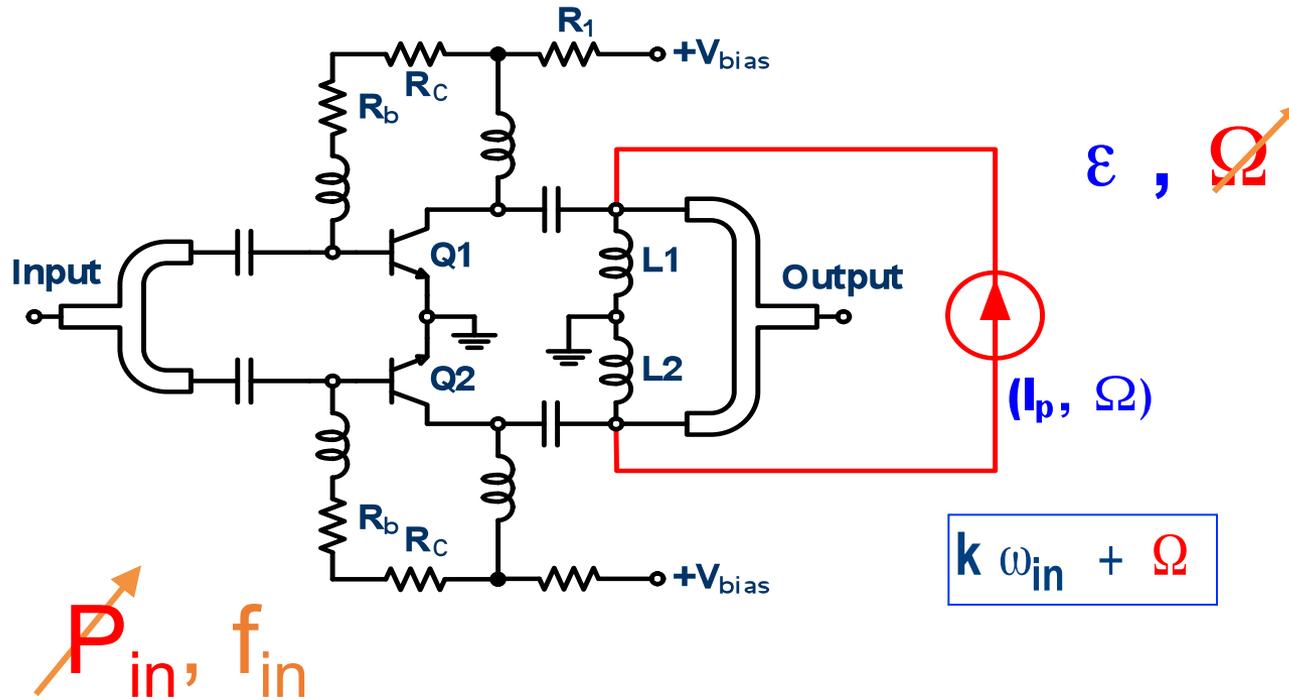
Análisis de estabilidad



Estado estacionario a ω_o

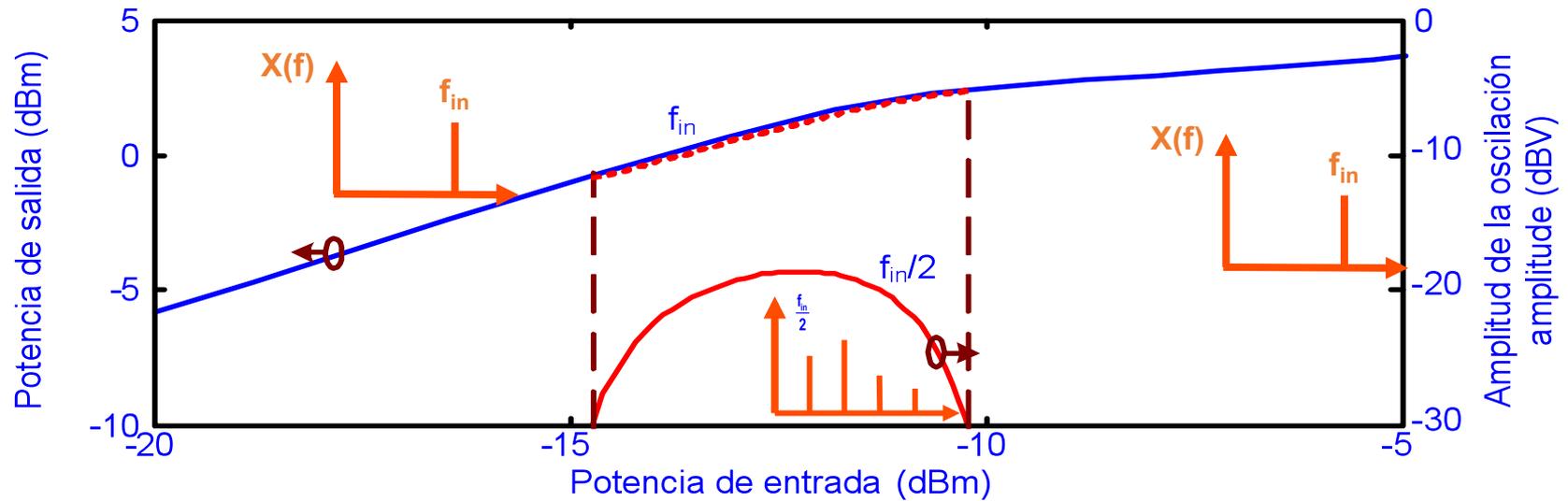
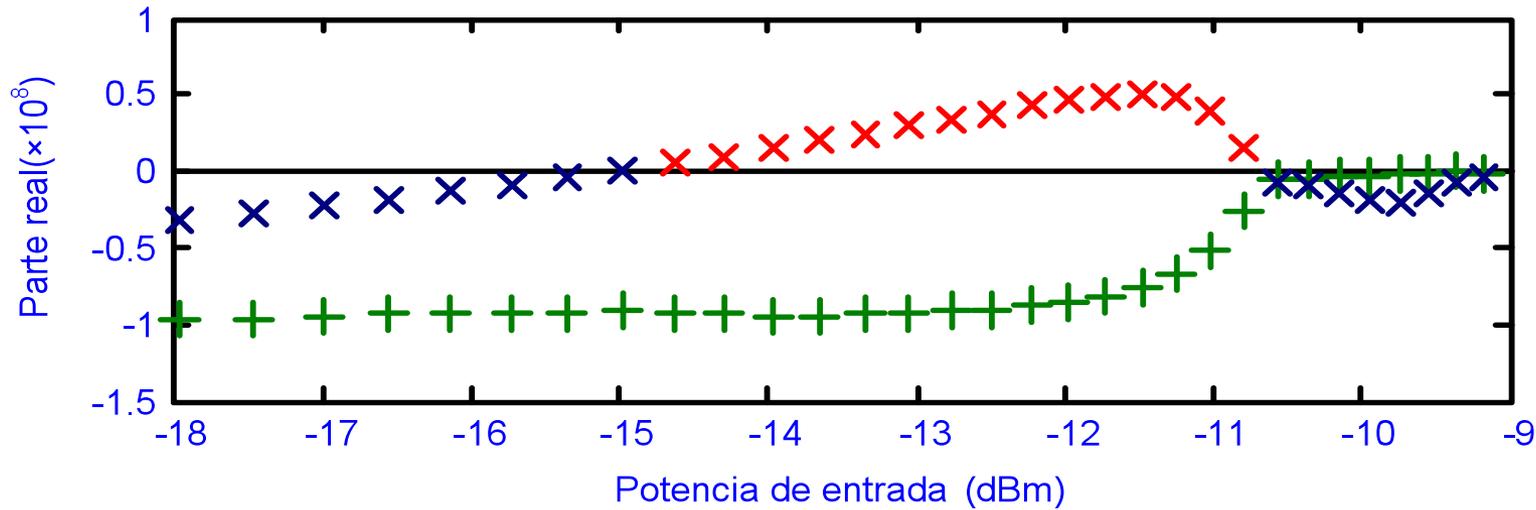
$$\left[\frac{\partial \bar{F}(\bar{X}_p)}{\partial \bar{X}} + \left[jk\omega_o + s \right] \frac{\partial \bar{Q}(\bar{X}_p)}{\partial \bar{X}} + \left[H(jk\omega_o + s) \right] \right] \Delta \bar{X} = 0$$

Aplicación a un amplificador de potencia a 3 GHz



$$Z_T(f) = \frac{V_n}{I_n}(j\Omega) = A \frac{(j\Omega - z_1) \dots (j\Omega - z_m)}{(j\Omega - p_1) \dots (j\Omega - p_n)}$$

Análisis de estabilidad



Formulación de transitorio de envolvente

Expresión de las variables del circuito en presencia de señales moduladas:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=-NH}^{NH} \mathbf{x}_k(t) e^{jk \omega_{in} t}$$


Componentes armónicos variantes en el tiempo.

Variación lenta: **modulación.**

Generalización multi-armónica del equivalente paso bajo de señales paso banda.

E. Ngoya, R. Larcheveque, "Envelope transient analysis: A new method for the transient and steady state analysis of microwave communication circuits and systems", *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium (MTT-S)*, San Francisco, Jun. 1996.

Formulación de transitorio de envolvente

Expresión de las variables del circuito en presencia de señales moduladas:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=-NH}^{NH} \mathbf{X}_k(t) e^{jk\omega_{in}t}$$

Componentes armónicos variantes en el tiempo.

Reemplazando en el análisis nodal modificado

$$\bar{\mathbf{f}}(\mathbf{x}(t)) + \frac{d\bar{\mathbf{q}}(\bar{\mathbf{x}}(t))}{dt} + \int_{-\infty}^t (\bar{\mathbf{h}}(t - \tau)) \bar{\mathbf{x}}(\tau) d\tau + \bar{\mathbf{g}}(t) = \mathbf{0}$$

Señal completa en el dominio del tiempo.

Igualando componentes de frecuencia del mismo orden:

$$\bar{\mathbf{F}}(\bar{\mathbf{X}}(t)) + [jk\omega_{in}] \bar{\mathbf{Q}}(\bar{\mathbf{X}}(t)) + \frac{d}{dt} \bar{\mathbf{Q}}(\bar{\mathbf{X}}(t)) + \int_{-\infty}^t (\bar{\mathbf{H}}(t - \tau)) \bar{\mathbf{X}}(\tau) d\tau + \bar{\mathbf{G}}(t) = \mathbf{0}$$

Efectos dinámicos.

Tasa de modulación.

Formulación de transitorio de envolvente

Converge por defecto a soluciones no oscilatorias.

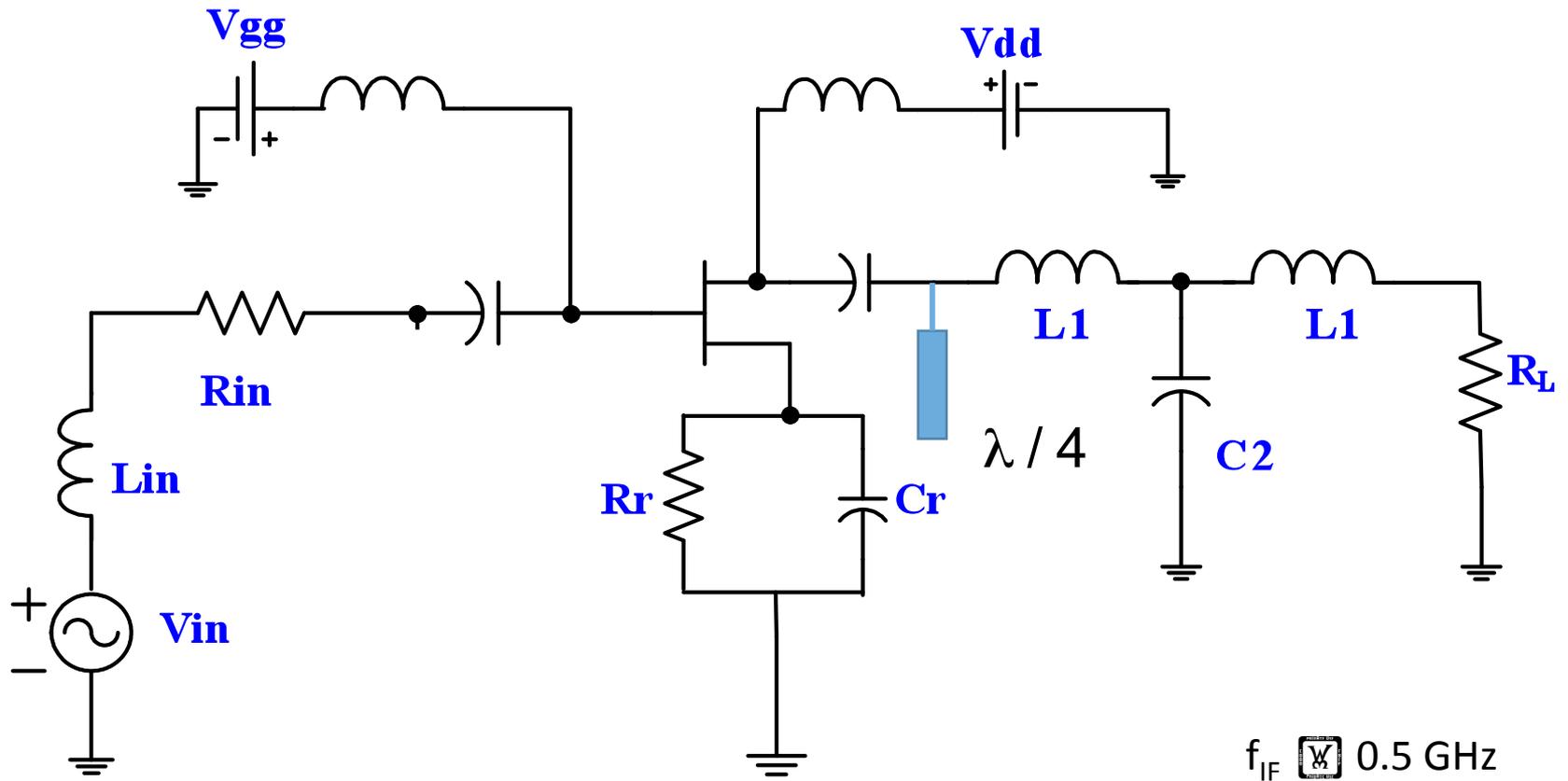
Requiere técnicas complementarias.

$$\bar{\mathbf{x}}_{qp}(\mathbf{t}) = \sum_{k,n} \bar{\mathbf{X}}_{k,n}(\mathbf{t}) e^{j(k\omega_{in}\mathbf{t} + n\omega_o\mathbf{t})}$$

Mezclador auto-oscilante $f_{IF} = f_{in} - f_o$

Orden (1, -1)

Mezclador auto oscilante

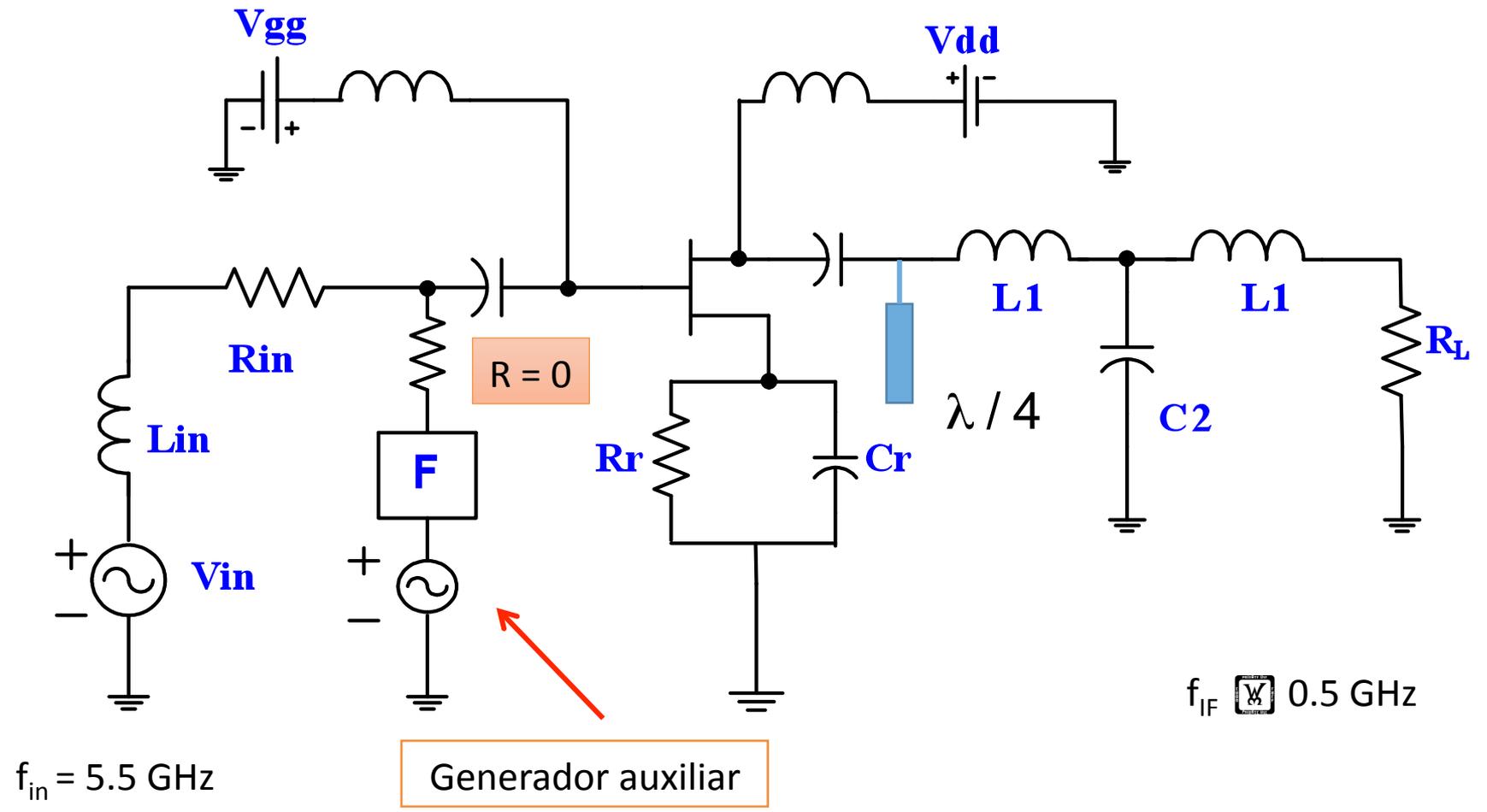


$f_{in} = 5.5 \text{ GHz}$

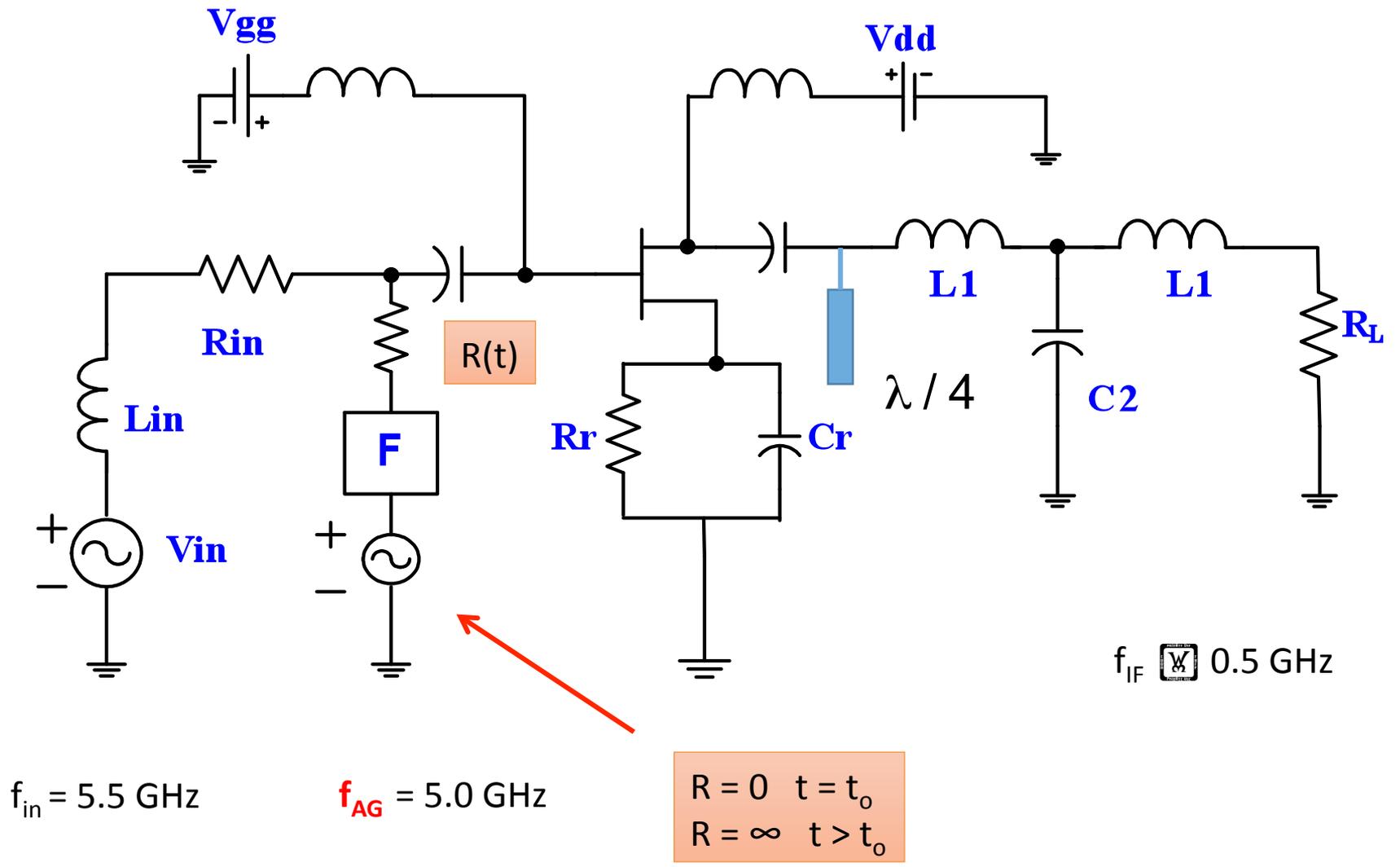
$f_o \text{ [W]} 5.0 \text{ GHz}$

Frecuencia de oscilación auto generada.

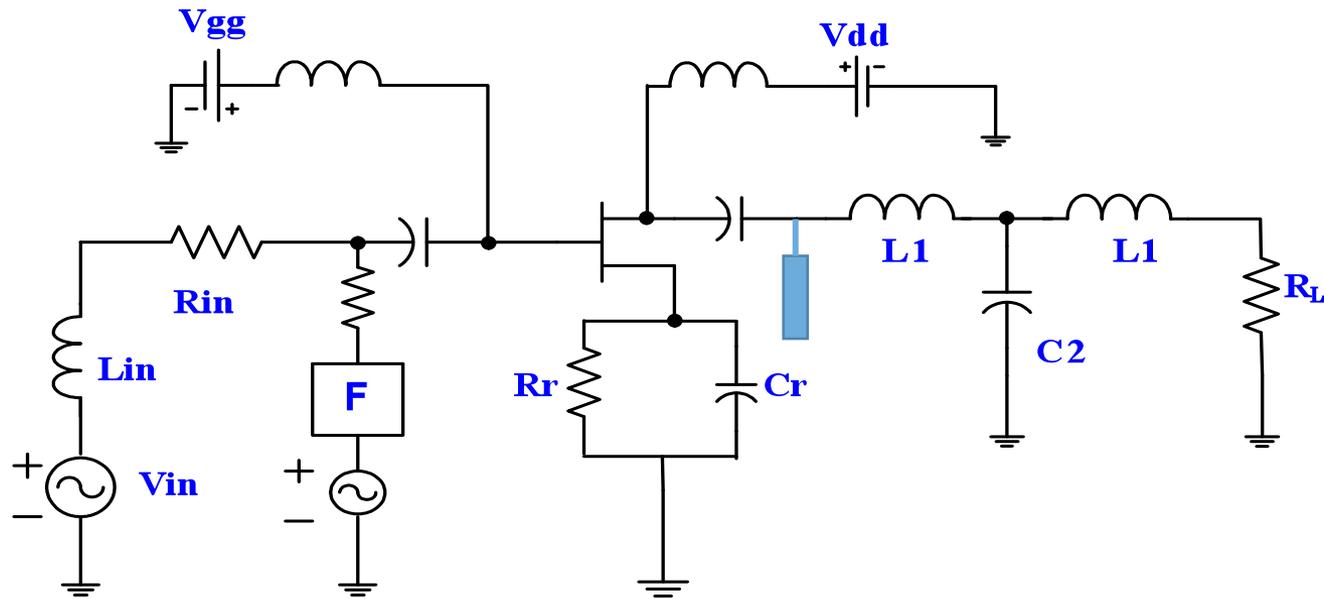
Análisis inicial con BA



Transitorio de envolvente



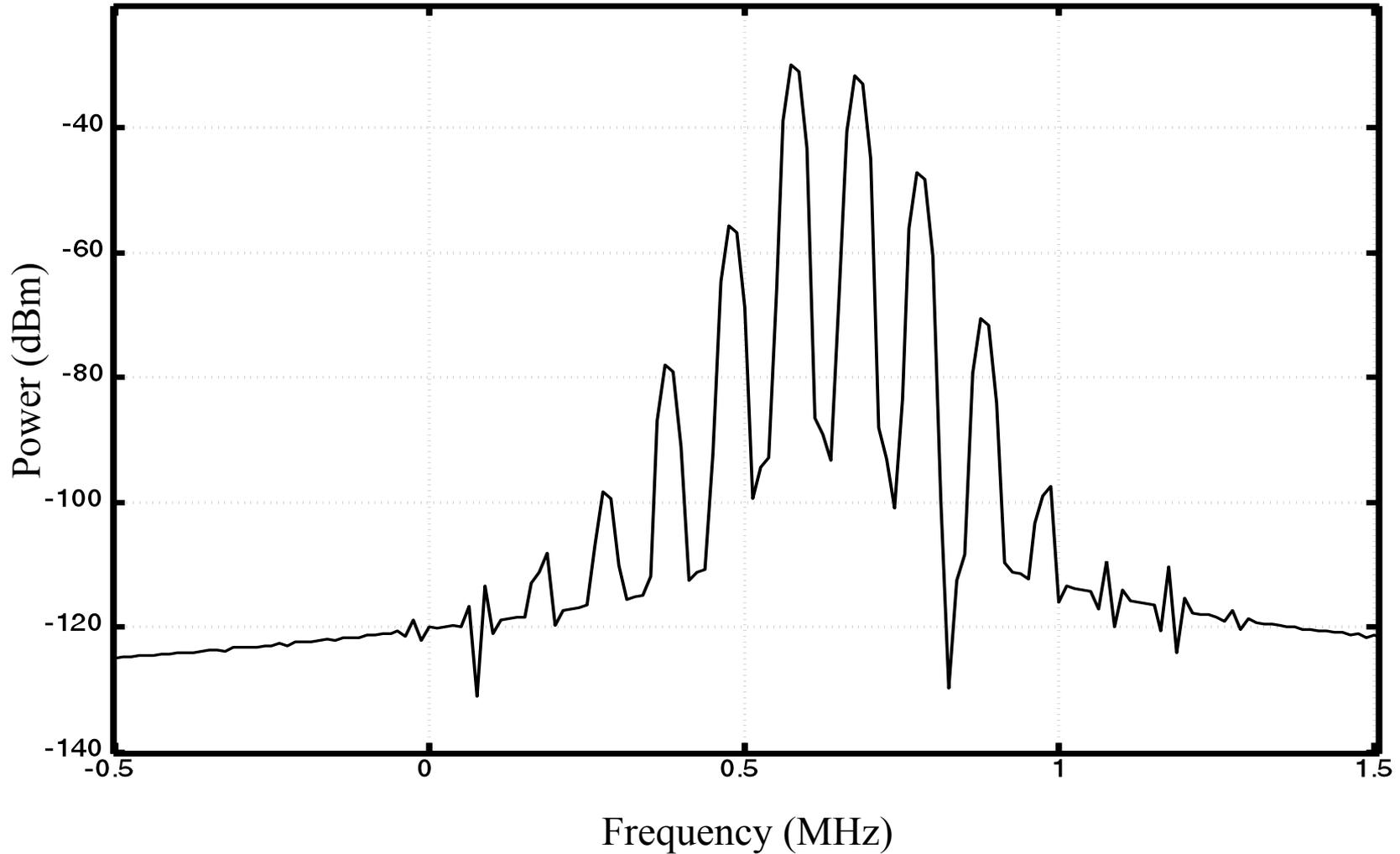
Transitorio de envolvente



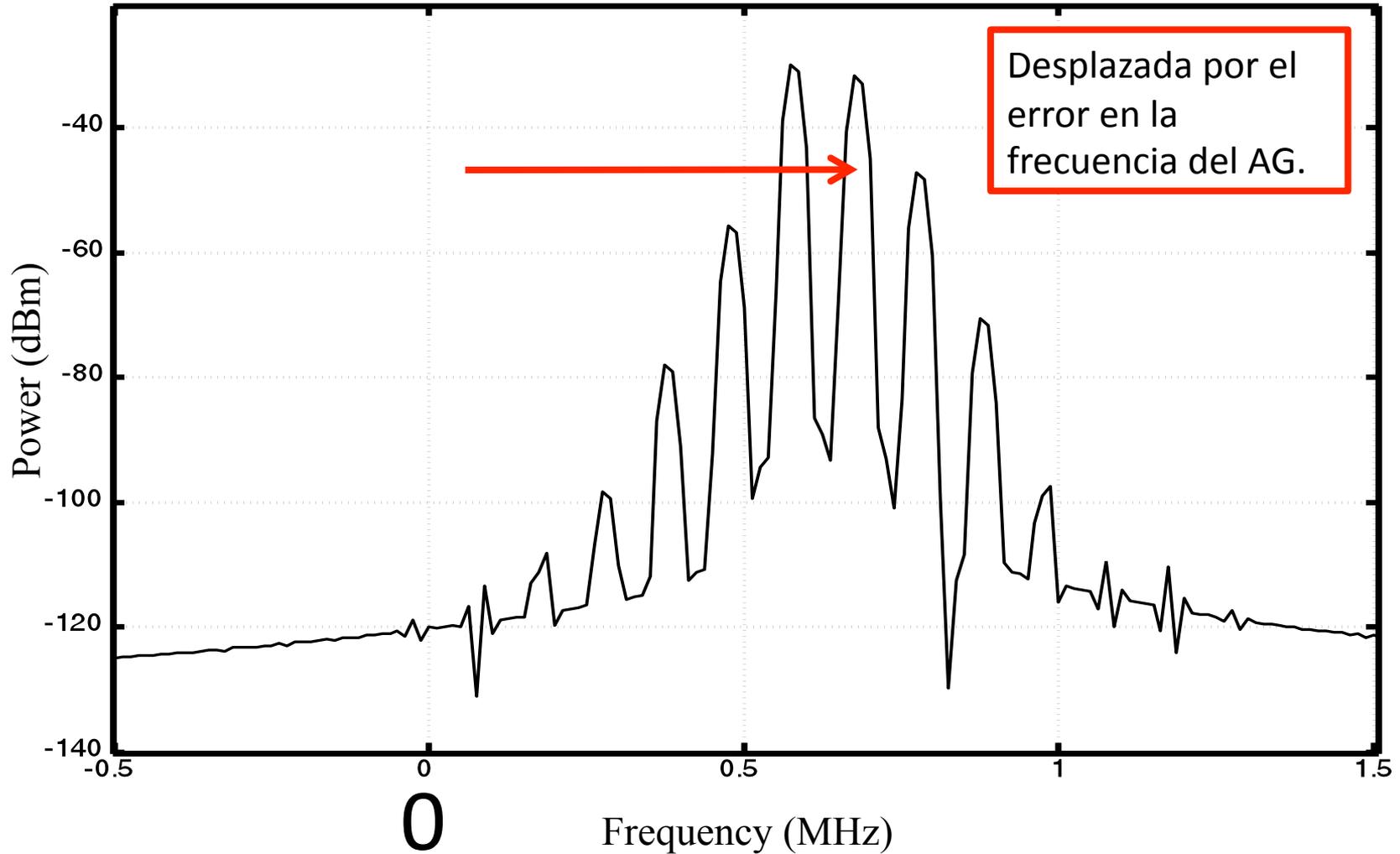
E. Ngoya, R. Larcheveque, "Envelope transient analysis: A new method for the transient and steady state analysis of microwave communication circuits and systems", *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium (MTT-S)*, San Francisco, Jun. 1996.

- La amplitud y frecuencia del generador auxiliar son variantes en el tiempo.
- Permite el análisis del transitorio de arranque.

Espectro de la envolvente compleja $af_{IF} (1, -1)$



Espectro de la envolvente compleja af_{IF} (1, -1)



Resumen

- Existen distintos métodos de simulación de circuitos no lineales de microondas.
- Los métodos del dominio temporal y frecuencial tienen distintas propiedades y pueden considerarse complementarios.
- Las inestabilidades son un serio problema cuando se usa métodos de estado estacionario.
- Configuraciones complejas son bastante exigentes desde el punto de vista de simulación.