

# CAPÍTULO VI

## CIRCUITO EQUIVALENTE Y PARÁMETROS DE RUIDO DE UN HBT APLICANDO LA TÉCNICA $F_{50}$

### VI.1. INTRODUCCIÓN

Recientemente se ha demostrado que los transistores bipolares de heterounión (HBTs) tienen buen comportamiento en RF y a frecuencias de microondas, particularmente en aplicaciones donde es necesario la convivencia entre circuitos digitales y de RF, así como el uso de funciones de conversión A/D, [1]-[2]. Sin embargo, para utilizar estos dispositivos en el diseño de componentes de RF o de microondas, como amplificadores de bajo ruido, mezcladores u osciladores, es importante disponer de un modelo que permita predecir su comportamiento en pequeña señal, ruido y/o gran señal, según sea el caso; con la posibilidad de que estos sean aplicados en *foundries* o bien que sean implementados en programas de CAD.

En este sentido, en los últimos años, se han propuesto diversos circuitos equivalentes del HBT para modelar su comportamiento en pequeña señal, en donde se consideran básicamente 2 topologías del circuito intrínseco: la topología tipo  $\pi$  y tipo T, [3]-[4], siendo la topología tipo T la más ampliamente utilizada, debido a que es la que mejor se aproxima a la física del dispositivo. Para calcular los elementos del circuito equivalente se han propuesto diversos métodos. En su mayoría dividen los elementos de circuito equivalente en extrínsecos o parásitos e intrínsecos, donde los primeros se obtienen utilizando estructuras sin la región activa, [5]-[6], o bien mediante aproximaciones a baja frecuencia y bajo diferentes condiciones de polarización, en inversa o directa del dispositivo, [7]-[9]. Los elementos intrínsecos se calculan a través los parámetros Y, Z o H, [7],[10], de la región intrínseca, haciendo un *de-embedding* de los elementos parásitos, o bien mediante un grupo de aproximaciones de la impedancia del dispositivo, determinadas en diferentes rangos de frecuencia, [11]-[12]. En todos ellos se aplica un método de optimización para hacer un ajuste final entre los parámetros estimados con el circuito equivalente propuesto y los parámetros S medidos.

Respecto al modelo de ruido, en la mayoría de los trabajos presentados se utiliza el modelo de ruido de la región intrínseca propuesto por Hawkins [13]. En éste se consideran dos fuentes de ruido *shot*, una de tensión y una de corriente, entre las terminales base-emisor y colector-emisor, respectivamente, y una fuente de ruido térmico asociada a la resistencia de base. Además, en este modelo se asume que no hay correlación entre las tres fuentes de ruido,

las cuales son función de las resistencias intrínsecas y del factor de transporte del dispositivo, [14]-[16]. Esto implica que si se conoce el circuito equivalente se pueden determinar las fuentes de ruido intrínsecas, y asumiendo que los elementos parásitos contribuyen con ruido térmico, los parámetros de ruido del dispositivo se pueden calcular sin necesidad de hacer medidas adicionales de ruido [17]. Sin embargo, si los elementos del circuito equivalente no se estiman correctamente, los parámetros de ruido resultantes pueden ser erróneos. En este sentido, se han propuesto métodos en donde se obtienen los elementos del circuito equivalente ajustando a medidas de los parámetros S y parámetros de ruido [18], e incluso a medidas de DC, [3]. No obstante, estos métodos presentan la necesidad de medir los parámetros de ruido, para lo cual se requiere aplicar métodos basados en medidas de *tuner*, los cuales, como se ha indicado en capítulos previos, implican un tiempo de medida largo y el uso de sintonizadores costosos.

Como una alternativa, en este capítulo se presenta un método para calcular simultáneamente los elementos del circuito equivalente y los parámetros de ruido de un HBT. Éste también se basa en el uso de un método de optimización para minimizar la diferencia entre los parámetros S medidos y estimados, y en lugar de los parámetros de ruido se minimiza la diferencia entre el factor de ruido medido, para una impedancia de fuente adaptada, y sus valores estimados. Sin embargo, al utilizar como datos únicamente las medidas de parámetros S y del factor de ruido, se puede conseguir el ajuste entre el factor de ruido medido y estimado, pero los resultados de los parámetros de ruido que se obtienen pueden no tener sentido físico, debido a que el algoritmo llega a un mínimo local. Con la finalidad de evitar esto, se aplica la técnica  $F_{50}$ , agregando así un término adicional en la función de error a minimizar. En los siguientes apartados se indica con mayor detalle el procedimiento para extraer simultáneamente los elementos del circuito equivalente en pequeña señal del HBT y sus parámetros de ruido, describiendo previamente el modelo en pequeña señal y de ruido.

## VI.2. MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL DEL HBT

El circuito equivalente en pequeña señal de un HBT, en una topología tipo T, se muestra en la Figura VI.1.

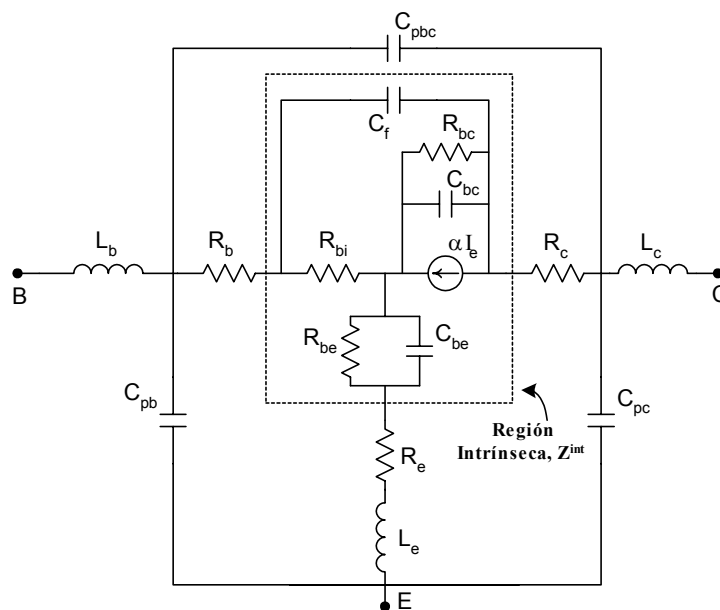


Figura VI.1 Circuito equivalente en pequeña señal, en configuración T, de un HBT

La parte activa o intrínseca del transistor se modela mediante  $R_{bi}$ ,  $R_{be}$ ,  $C_{be}$ ,  $R_{bc}$ ,  $C_{bc}$ ,  $C_f$  y  $\alpha$ , los cuales se considera que varían con el punto de polarización. Los elementos parásitos,  $C_{pb}$ ,  $C_{pc}$ ,  $C_{pcb}$ ,  $L_b$ ,  $L_c$ ,  $L_e$ ,  $R_b$ ,  $R_e$  y  $R_c$ , modelan los efectos de los PADs e incluyen las resistencias de acceso de base, emisor y colector; se asume que estos son independientes del punto de polarización. Para extraer los elementos parásitos se aplica el procedimiento propuesto en [8], similar al utilizado en los FETs, donde se emplean medidas de parámetros S en inversa, [19], y en directa. Para calcular los elementos intrínsecos se utilizan expresiones de impedancia del FET intrínseco, [11]-[12],[20]-[21]. Finalmente se aplica un método de optimización para ajustar los parámetros S estimados a los medidos.

### VI.2.1. ELEMENTOS PARÁSITOS

Las capacidades parásitas,  $C_{pb}$ ,  $C_{pc}$  y  $C_{pcb}$ , se obtienen a partir de medidas de parámetros S del dispositivo con la terminal base-emisor polarizada en inversa y el colector-emisor en cero,  $V_{be} < 0$  V y  $V_{ce} = 0$  V (condición conocida como ‘*cutoff-mode*’, similar a las condiciones de *pinch-off* en los FETs). El circuito equivalente se muestra en la Figura VI.2, el cual es válido a baja frecuencia en donde la influencia de las inductancias y las resistencias es despreciable, [8].

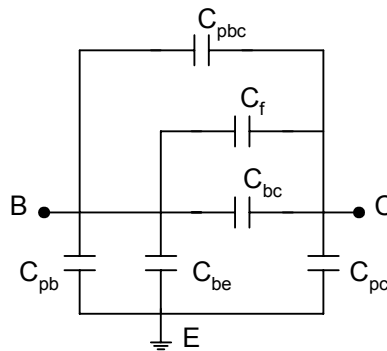


Figura VI.2 Circuito equivalente para  $V_{be} < 0$  y  $V_{ce} = 0$  V

La configuración bajo estas condiciones de polarización es tipo  $\pi$ , cuyos parámetros de admitancia se expresan como:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= j\omega(C_{in} + C_{bcT}) \\ Y_{12} &= Y_{21} = -j\omega C_{bcT} \\ Y_{22} &= j\omega(C_{out} + C_{bcT}) \end{aligned} \quad (VI.1)$$

con

$$\begin{aligned} C_{in} &= C_{pb} + C_{be} \\ C_{bcT} &= C_{pbc} + C_f + C_{bc} \\ C_{out} &= C_{pc} \end{aligned} \quad (VI.2)$$

Las capacidades  $C_{in}$ ,  $C_{bcT}$  y  $C_{out}$  se pueden calcular de la pendiente de la parte imaginaria de los parámetros de admitancia, ecuación (VI.1). Para distinguir el efecto de las capacidades extrínsecas de las intrínsecas, se utiliza la expresión de la capacidad de unión en función de la tensión aplicada, [7],[8],[11], que define el comportamiento de las capacidades intrínsecas:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{be}}{V_{bi}}}} \quad (\text{VI.3})$$

donde  $V_{be}$  es la tensión aplicada en inversa y  $V_{bi}$  es la tensión de ‘built-in’ del transistor. Entonces,  $C_{pc}$  y  $C_{pcb}$  se pueden determinar extrapolando la curva de las capacidades en función de  $1/\sqrt{1 - V_{be}/V_{bi}}$  al punto de cruce por la ordenada.

En la Figura VI.3 se muestran los parámetros de admitancia medidos de un HBT polarizado con  $V_{be} < 0$  V y  $V_{ce} = 0$  V, donde se observa una dependencia lineal en función de la frecuencia. En la Figura VI.4 se muestran las capacidades estimadas de la pendiente de las curvas de la Figura VI.3 (ecuación (VI.1)). Se observa que  $C_{out}$  tiene un comportamiento constante con la tensión en acuerdo con (VI.2), considerando entonces  $C_{pc}$  como el valor medio de  $C_{out}$ ; mientras que  $C_{in}$  y  $C_{bcT}$  son inversamente proporcionales a la tensión, cuyo punto de cruce con la ordenada es el valor de las capacidades extrínsecas,  $C_{pb}$  y  $C_{pbc}$ , respectivamente.

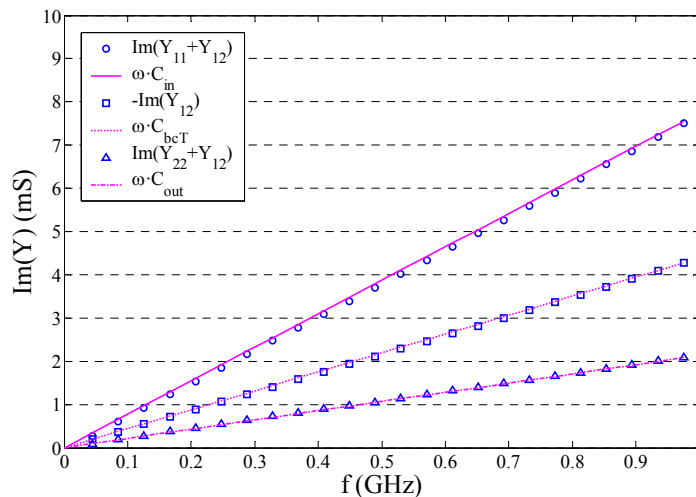


Figura VI.3 Parte imaginaria de los parámetros Y del HBT para  $V_{be} < 0$  V y  $V_{ce} = 0$  V

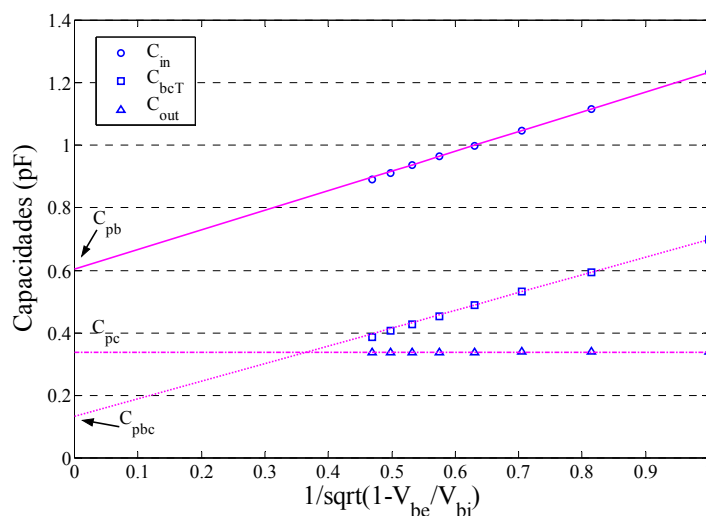


Figura VI.4 Capacidades equivalentes del HBT en función de  $1/\sqrt{1 - V_{be}/V_{bi}}$

Para calcular las inductancias y resistencias extrínsecas se emplean medidas en directa del HBT,  $V_{be} > 0$  V y  $V_{ce} = 0$  V. Bajo estas condiciones de polarización, los valores de la resistencia de unión tienden a cero y las capacidades de unión incrementan su valor de tal manera que para frecuencias superiores a 1 GHz se puede considerar un corto circuito entre las terminales del transistor intrínseco, cancelando así la impedancia intrínseca. Entonces, el circuito equivalente puede ser modelado mediante un circuito T, cuyos elementos de la matriz de impedancia se escriben como:

$$\begin{aligned} Z_{11} &\cong R_b + R_e + j\omega(L_b + L_e) \\ Z_{12} &\cong Z_{21} = R_e + j\omega L_e \\ Z_{22} &\cong R_c + R_e + j\omega(L_c + L_e) \end{aligned} \quad (\text{VI.4})$$

Las inductancias se obtienen de la parte imaginaria de (VI.4) y las resistencias de acceso de la parte real.

En la Figura VI.5 se muestra la parte imaginaria de  $Z$  y en la Figura VI.6 la parte real. Se puede observar que la parte imaginaria de  $Z_{11}$ - $Z_{12}$  y  $Z_{22}$ - $Z_{12}$  tienen una dependencia lineal con la frecuencia, de acuerdo a lo que se predice de la ecuación (VI.4), con lo que  $L_b$  y  $L_e$  se pueden calcular de la pendiente de estas curvas. Sin embargo, la parte imaginaria de  $Z_{12}$  no sigue el comportamiento esperado, en primer lugar los valores son negativos y tiene un comportamiento cuadrático con la frecuencia. Esto se atribuye a que la región intrínseca del dispositivo no acaba de cortarse es decir, aún son apreciables los efectos de los elementos intrínsecos, particularmente el entre el emisor y la base en donde se supone que se tiene un diodo distribuido, [8]. Los efectos de la región intrínseca se observan con mayor claridad en la Figura VI.6. En ésta se muestra la gráfica de la parte real de la impedancia, la cual no llega a ser independiente de la frecuencia. No obstante, el valor inicial de  $L_e$  se estima en el margen de frecuencias donde la curva tiene un comportamiento lineal y pendiente positiva (Figura VI.5); mientras que las resistencias de acceso más las resistencias de unión se estiman del valor medio de la parte real de la impedancia, en el rango donde son aproximadamente constantes con la frecuencia (Figura VI.6).

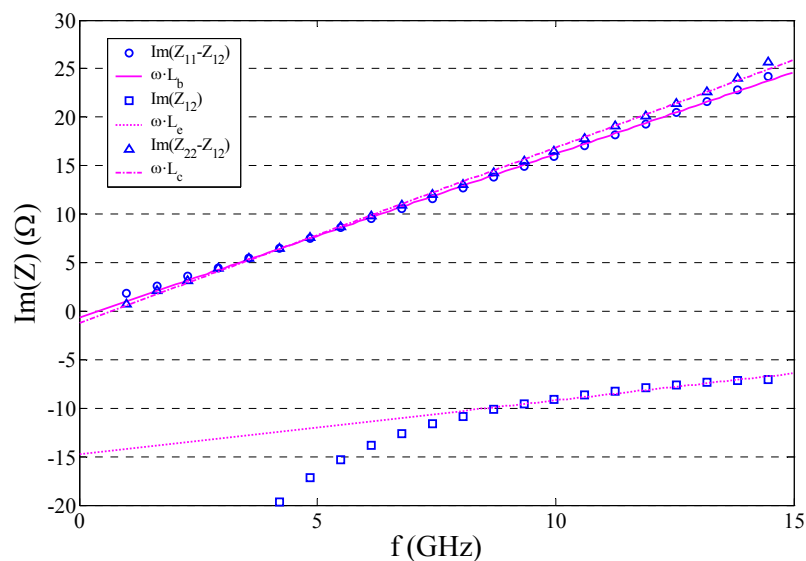


Figura VI.5 Parte imaginaria de los parámetros  $Z$  del HBT cuando está polarizado en directa

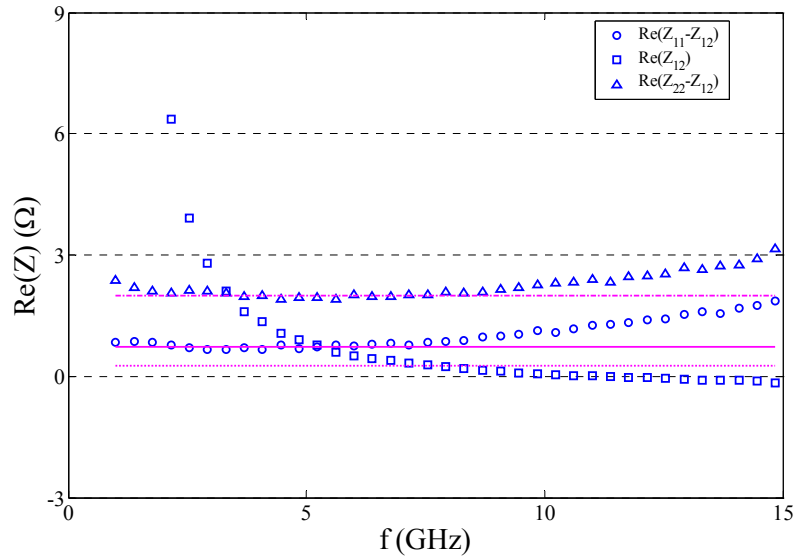


Figura VI.6 Parte real de los parámetros  $Z$  del HBT cuando está polarizado en directa

Considerando que la parte real de la impedancia  $Z$  es inversamente proporcional a la corriente, las resistencias acceso se pueden calcular del punto de cruce por la ordenada de la curva de la parte real de  $Z$  en función de la corriente de base-emisor, [8],[22], como se muestra en la Figura VI.7. Se observa que  $\text{Re}(Z_{11}-Z_{12})$  y  $\text{Re}(Z_{22}-Z_{12})$ , de acuerdo a lo esperado, tienen una evolución lineal respecto a  $1/I_{be}$ , y los valores  $R_b$  y  $R_c$  se obtienen del punto de cruce por la ordenada. Por otro lado,  $\text{Re}(Z_{12})$  también muestra un comportamiento lineal, pero la pendiente es negativa, en desacuerdo con las predicciones teóricas. Este comportamiento se atribuye a los efectos del diodo entre base y emisor, que no llega a cortarse. De forma similar que en  $L_e$ , el valor inicial de  $R_e$  se estima del punto de cruce por la ordenada de la extrapolación de la curva  $\text{Re}(Z_{12})$  en función de  $1/I_{be}$ .

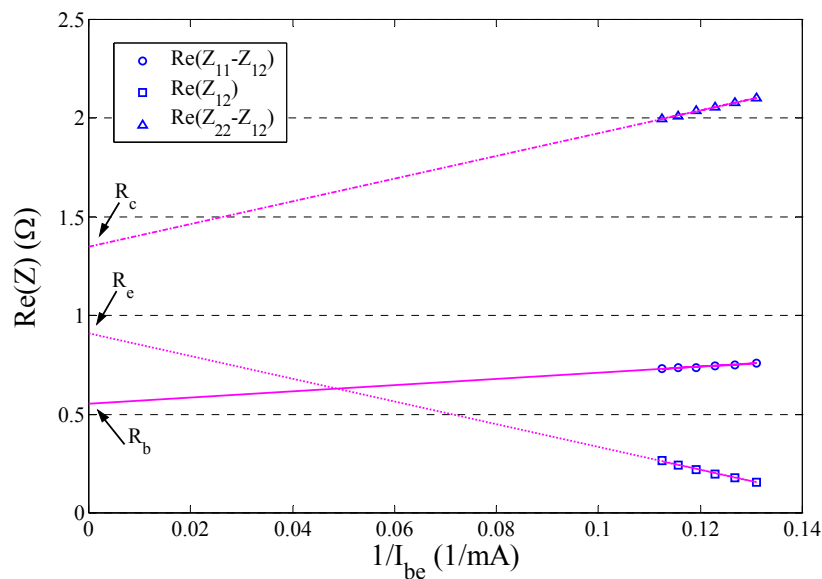


Figura VI.7 Parte real de los parámetros  $Z$  del HBT en función de  $1/I_{be}$

### VI.2.2. ELEMENTOS INTRÍNSECOS

La matriz de impedancia del circuito intrínseco,  $Z^{\text{int}}$ , se definen como, [11],[12]:

$$\begin{aligned}
 Z_{11}^{\text{int}} &= Z_{be} + \frac{R_{bi} [Z_f + (1-\alpha)Z_{bc}]}{R_{bi} + Z_f + Z_{bc}} \\
 Z_{12}^{\text{int}} &= Z_{be} + \frac{R_{bi} (1-\alpha)Z_{bc}}{R_{bi} + Z_f + Z_{bc}} \\
 Z_{21}^{\text{int}} &= Z_{be} + \frac{R_{bi} (1-\alpha)Z_{bc} - \alpha Z_f Z_{bc}}{R_{bi} + Z_f + Z_{bc}} \\
 Z_{22}^{\text{int}} &= Z_{be} + \frac{(R_{bi} + Z_f)(1-\alpha)Z_{bc}}{R_{bi} + Z_f + Z_{bc}}
 \end{aligned} \tag{VI.5}$$

donde:

$$\begin{aligned}
 Z_f &= \frac{1}{j\omega C_f} \\
 Z_{bc} &= \frac{R_{bc}}{1 + j\omega C_{bc} R_{bc}} \\
 Z_{be} &= \frac{R_{be}}{1 + j\omega C_{be} R_{be}}
 \end{aligned} \tag{VI.6}$$

En (VI.5) se puede observar que la estimación de los elementos intrínsecos a partir de las expresiones de  $Z^{\text{int}}$  no es evidente. Así, los valores de estos elementos se obtienen a partir de aproximaciones de  $Z^{\text{int}}$  en diferentes rangos de frecuencia, para lo cual se determinan previamente las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned}
 Z_{11}^{\text{int}} - Z_{12}^{\text{int}} &= \frac{R_{bi} Z_f}{R_{bi} + Z_f + Z_{bc}} = \frac{R_{bi} + j\omega R_{bi} R_{bc} C_{bc}}{D} \\
 Z_{22}^{\text{int}} - Z_{21}^{\text{int}} &= \frac{Z_f Z_{bc}}{R_{bi} + Z_f + Z_{bc}} = \frac{R_{bc}}{D} \\
 Z_{12}^{\text{int}} - Z_{21}^{\text{int}} &= \frac{\alpha Z_f Z_{bc}}{R_{bi} + Z_f + Z_{bc}} = \frac{\alpha R_{bc}}{D} \\
 D &= 1 - \omega^2 R_{bi} R_{bc} C_{bc} C_f + j\omega [R_{bc} (C_{bc} + C_f) + R_{bi} C_f]
 \end{aligned} \tag{VI.7}$$

El factor de transporte de base,  $\alpha$ , definido como<sup>1</sup>:

$$\alpha = \alpha_0 e^{-j\omega\tau} \tag{VI.8}$$

<sup>1</sup> Algunos autores consideran  $\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}} e^{-j\omega\tau}$ , donde  $\omega_\alpha$  es la frecuencia angular a la que  $\alpha$  cae 3 dB,

básicamente ambos modelos producen ajustes similares.

se obtiene directamente de la siguiente relación:

$$\alpha = \frac{Z_{12}^{\text{int}} - Z_{21}^{\text{int}}}{Z_{22}^{\text{int}} - Z_{21}^{\text{int}}} \quad (\text{VI.9})$$

en donde  $\alpha_0$  es el valor de  $\alpha$  a baja frecuencia y  $\tau$  se estima del valor medio de la fase de  $\alpha$  dividido por la frecuencia angular,  $\omega$ .

Cuando  $\omega \rightarrow 0$ , la resistencia intrínseca de base,  $R_{bi}$ , se estima a partir de:

$$R_{bi} \approx \text{Re}(Z_{11}^{\text{int}} - Z_{12}^{\text{int}}) \quad (\text{VI.10})$$

y la relación de la resistencia de base-colector,  $R_{bc}$ , como:

$$R_{bc} \approx \text{Re}\left(\frac{Z_{22}^{\text{int}} - Z_{21}^{\text{int}}}{Z_{11}^{\text{int}} - Z_{12}^{\text{int}}}\right) R_{bi} \quad (\text{VI.11})$$

La variable D se puede calcular aplicando la siguiente relación:

$$D = \frac{R_{bc}}{Z_{22}^{\text{int}} - Z_{21}^{\text{int}}} \quad (\text{VI.12})$$

Entonces, la capacidad de base-colector,  $C_{bc}$ , se calcula de la pendiente de la siguiente relación en función de la frecuencia:

$$\text{Im}(D \cdot (Z_{11}^{\text{int}} - Z_{12}^{\text{int}})) = \omega R_{bc} R_{bi} C_{bc} \quad (\text{VI.13})$$

Mientras que la capacidad de retroalimentación entre base-colector,  $C_f$ , se calcula de la parte imaginaria de D:

$$C_f = \frac{\frac{\text{Im}(D)}{\omega} - R_{bc} C_{bc}}{R_{bc} + R_{bi}} \quad (\text{VI.14})$$

La resistencia y capacidad de base-emisor,  $R_{be}$  y  $C_{be}$ , respectivamente, se estiman de la parte real e imaginaria de la siguiente relación, a baja frecuencia:

$$Z_{be} = \frac{R_{be} - j\omega R_{be}^2 C_{be}}{1 + (\omega R_{be} C_{be})^2} = Z_{12}^{\text{int}} - \frac{(1 - \alpha) j\omega R_{bi} R_{bc} C_f}{D} \quad (\text{VI.15})$$

cuando  $(\omega R_{be} C_{be})^2 \ll 1$ :

$$R_{be} \approx \text{Re}(Z_{be}) \quad (\text{VI.16})$$

$$C_{be} \approx -\frac{\text{Im}(Z_{be})}{\omega R_{be}^2} \quad (\text{VI.17})$$



Finalmente, se utiliza un método de optimización para minimizar la diferencia entre los parámetros S estimados y medidos. Los valores iniciales de los elementos parásitos son determinados mediante el procedimiento descrito en el apartado VI.2.1 y los de los elementos intrínsecos son los estimados a partir de las expresiones (VI.8)- (VI.17).

### VI.3. MODELO DE RUIDO

El ruido de la región intrínseca se estima a partir del modelo propuesto por Hawkins [13], Figura VI.8, en donde se consideran tres fuentes de ruido, no correladas, dos de ruido *shot* y una de ruido térmico. Una de las fuentes de ruido *shot* se considera como fuente de tensión,  $e_{R_{be}}$ , que se asocia a la resistencia entre base-emisor, la otra fuente de ruido de *shot* se considera de corriente,  $i_{cp}$ , que está en paralelo a la resistencia base-colector, y la fuente de ruido térmico,  $e_{R_{bi}}$ , se asocia a la resistencia de base, [14]-[15]. La densidad espectral de las fuentes de ruido se expresa en función de las resistencias intrínsecas del transistor y del factor de transporte:

$$\overline{e_{R_{be}}^2} = 2kT_a R_{be} \Delta f \quad (VI.18)$$

$$\overline{i_{cp}^2} = \frac{2kT_a (\alpha_0 - |\alpha|^2)}{R_{bc}} \Delta f \quad (VI.19)$$

$$\overline{e_{R_{bi}}^2} = 4kT_a R_{bi} \Delta f \quad (VI.20)$$

donde k es la constante de Boltzmann, T<sub>a</sub> es la temperatura ambiente y Δf es el ancho de banda de integración de ruido.

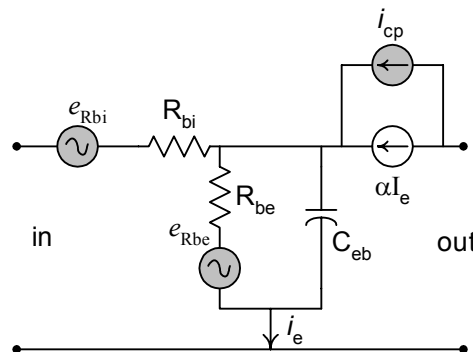


Figura VI.8 Circuito equivalente de ruido propuesto por Hawkins, [13], para un transistor bipolar

Además, se asume que los elementos pasivos contribuyen con ruido térmico, [16]-[17], que se define en función de la parte real de la impedancia (ver Anexo A) como:

$$\overline{e_{R_x}^2} = 4kT_a R_x \Delta f \quad (VI.21)$$

donde x=b, c o e. El circuito equivalente incluyendo las fuentes de ruido se muestra en la Figura VI.9.

Para obtener la matriz de correlación total y estimar en función de ésta los parámetros de ruido del dispositivo, se aplica un análisis similar al utilizado en los FETs (Capítulo II y Capítulo V), donde se agregan o ensamblan cada una de las fuentes de ruido hasta obtener el

comportamiento total del dispositivo. Este proceso de ensamblado de las fuentes de ruido del HBT se ilustra Figura VI.10 y se describe a continuación con mayor detalle.

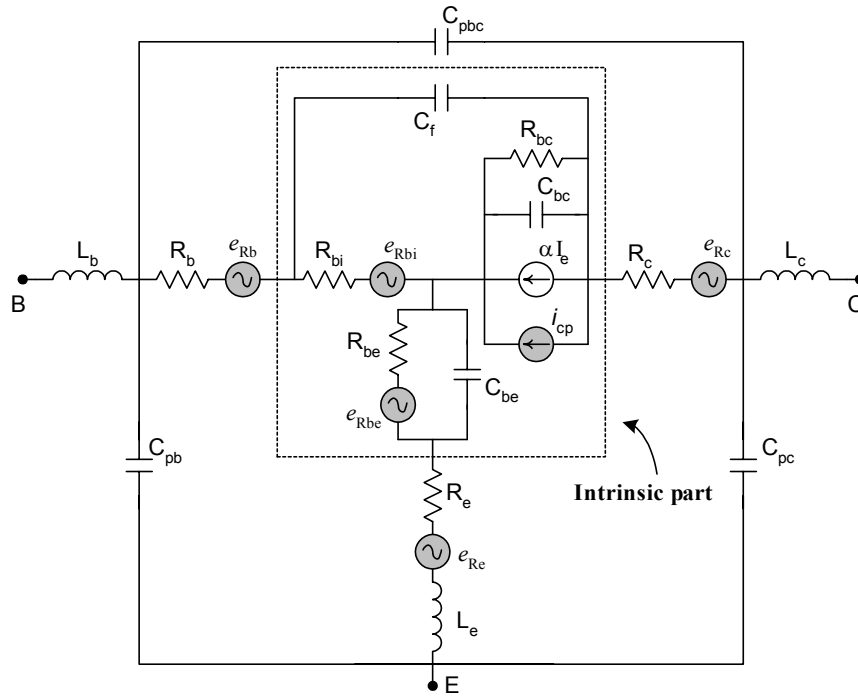


Figura VI.9 Circuito equivalente del HBT, incluyendo las fuentes de ruido

La matriz de correlación de la región intrínseca más la contribución térmica de la resistencia del emisor en su representación de impedancia, Figura VI.10(a)-(b), se define como, [17]:

$$\mathbf{C}_{Z_i} = \begin{bmatrix} \overline{e_1^2} & \overline{e_1 e_2^*} \\ \overline{e_2 e_1^*} & \overline{e_2^2} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.22})$$

donde:

$$\begin{aligned} \overline{e_1^2} &= \overline{e_{R_e}^2} + 4kT_a R_{bi} + |Z_{be}|^2 \frac{\overline{e_{R_{be}}^2}}{R_{be}^2} \\ \overline{e_2^2} &= \overline{e_{R_e}^2} + |Z_{bc}|^2 \overline{i_{cp}^2} + |Z_{be}|^2 \frac{\overline{e_{R_{be}}^2}}{R_{be}^2} \\ \overline{e_1 e_2^*} &= \overline{e_2 e_1^*} = \overline{e_{R_e}^2} + |Z_{be}|^2 \frac{\overline{e_{R_{be}}^2}}{R_{be}^2} \end{aligned} \quad (\text{VI.23})$$

$\mathbf{C}_{Z_i}$  se transforma a la configuración de admitancia para agregar el bipuerto de la capacidad de  $C_f$  que está en paralelo, Figura VI.10(c); sin embargo, considerando que la matriz de correlación de este elemento es igual a cero, la matriz de correlación resultante se expresa como:

$$\mathbf{C}_{Y_j} = \mathbf{Y}_i \cdot \mathbf{C}_{Z_i} \cdot (\mathbf{Y}_i)^\dagger \quad (\text{VI.24})$$

donde  $\mathbf{Y}_i = \mathbf{Z}_i^{-1}$  es la matriz de admitancia de la región intrínseca, sin incluir la capacidad  $C_f$ , más la resistencia,  $R_e$ , y la inductancia,  $L_e$ , Figura VI.10(a). A continuación se agrega el efecto de las resistencias extrínsecas de base y colector, Figura VI.10(d):

$$\mathbf{C}_{Z_1} = \mathbf{Z}_j \cdot \mathbf{C}_{Y_j} \cdot (\mathbf{Z}_j)^\dagger + \begin{bmatrix} \overline{e_{R_b}^2} & 0 \\ 0 & \overline{e_{R_c}^2} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.25})$$

$\mathbf{Z}_j = \mathbf{Y}_j^{-1}$  es la matriz de impedancia de  $\mathbf{Y}_j$  en paralelo con  $C_f$ , Figura VI.10(c).

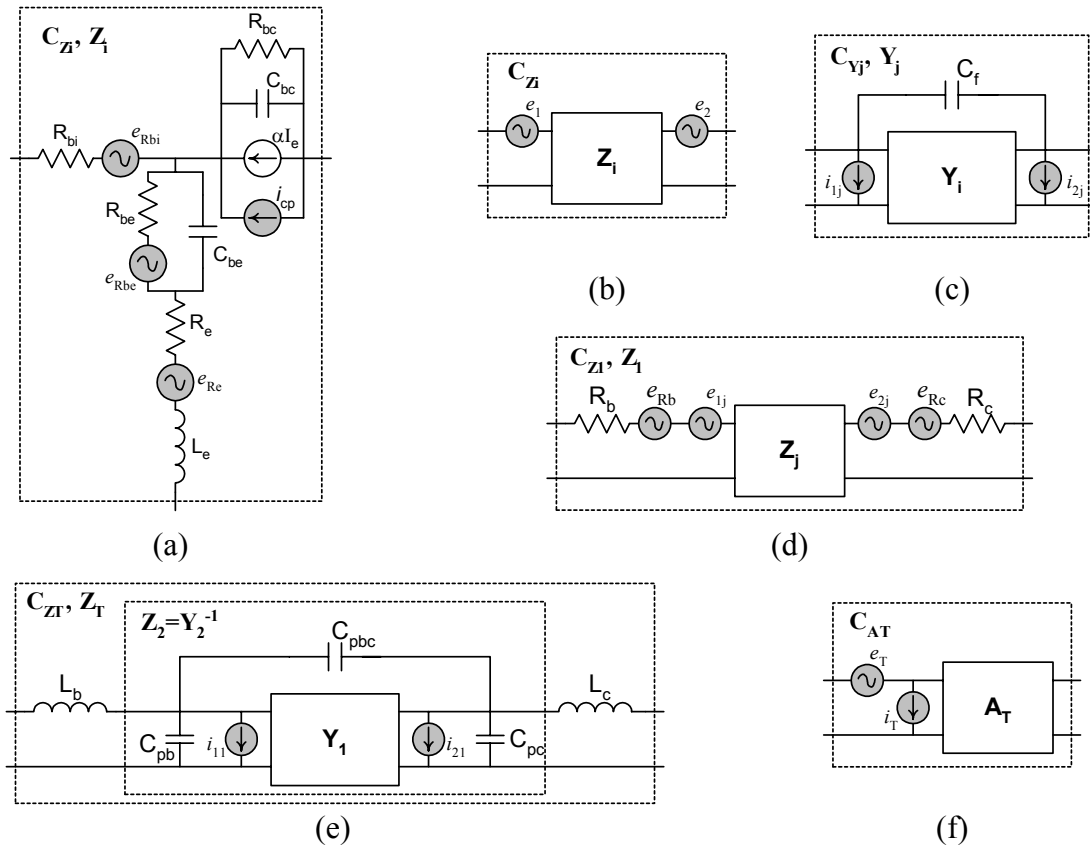


Figura VI.10 Ensamblado de las fuentes de ruido del HBT

Con la finalidad de incluir las capacidades e inductancias extrínsecas ( $C_{pb}$ ,  $C_{pc}$ ,  $C_{pcb}$ ,  $L_b$ ,  $L_c$ ) se hacen dos transformaciones sucesivas de la matriz de correlación  $\mathbf{C}_{Z_1}$  para obtener la representación en impedancia del dispositivo total, Figura VI.10(e):

$$\mathbf{C}_{Z_T} = (\mathbf{Z}_2 \cdot \mathbf{Y}_1) \cdot \mathbf{C}_{Z_1} \cdot (\mathbf{Z}_2 \cdot \mathbf{Y}_1)^\dagger \quad (\text{VI.26})$$

donde  $\mathbf{Y}_1 = \mathbf{Z}_1^{-1}$  es la matriz de admitancia incluyendo las resistencias extrínsecas, y  $\mathbf{Z}_2$  es la matriz de impedancia incluyendo las capacitancias extrínsecas. Finalmente se determina la matriz de correlación total en cascada, Figura VI.10(f):

$$\mathbf{C}_{A_T} = \mathbf{P}_{Z_A} \cdot \mathbf{C}_{Z_T} \cdot (\mathbf{P}_{Z_A})^\dagger \quad (\text{VI.27})$$

$\mathbf{P}_{Z_A}$  es la matriz de paso de la configuración de impedancia a cascada (Anexo A):

$$\mathbf{P}_{ZA} = \begin{bmatrix} 1 & -A_{T_{11}} \\ 0 & -A_{T_{21}} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.28})$$

y  $\mathbf{A}_T$  es la matriz ABCD del circuito equivalente, incluyendo todos los elementos.

De (VI.18)-(VI.20) se puede observar que las fuentes de ruido intrínsecas se pueden modelar si se conocen los elementos del transistor intrínseco. De forma similar, las fuentes de ruido térmicas se pueden estimar a partir de los valores de resistencias extrínsecas, con lo cual la matriz de correlación total en configuración de cascada puede ser completamente determinada y los parámetros de ruido se pueden calcular utilizando las expresiones en función de ésta (Anexo A). Sin embargo, como se ha indicado en la introducción, si los elementos del circuito equivalente no han sido estimados correctamente, el resultado de los parámetros de ruido puede ser erróneo. Para evitar esto, se propone aplicar un algoritmo de optimización que permita obtener simultáneamente los elementos del circuito equivalente y los parámetros de ruido. El algoritmo propuesto utiliza como datos medidas de parámetros S y del factor de ruido, y se genera además una función de error adicional para ajustar los parámetros de ruido, aplicando la técnica F<sub>50</sub>, como se describe a continuación. Esta optimización conjunta ayuda a resolver el problema de mínimos locales en optimización multivariable.

#### VI.4. APLICANDO LA TÉCNICA F<sub>50</sub>

Se desarrolla un procedimiento similar que en los FETs, donde se definen los elementos de la matriz de correlación como un polinomio en frecuencia, y los factores de este polinomio se obtienen ajustando el factor de ruido medido, en un N<sub>f</sub> número de frecuencias, con los valores estimados.

Escribiendo  $\mathbf{C}_{AT}$  en función de las contribuciones de las fuentes de ruido intrínsecas en su configuración de admitancia,  $\mathbf{C}_{Y_j}$ , y de las fuentes de ruido extrínsecas:

$$\mathbf{C}_{AT} = \mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{C}_{Y_j} \cdot \mathbf{P}_2^\dagger + \mathbf{C}_A^{\text{ext}} \quad (\text{VI.29})$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_A^{\text{ext}} &= \mathbf{P}_1 \cdot \begin{bmatrix} \overline{e_{R_b}^2} & 0 \\ 0 & \overline{e_{R_c}^2} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{P}_1^\dagger \\ \mathbf{P}_1 &= \mathbf{P}_{ZA} \cdot \mathbf{Z}_2 \cdot \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{P}_2 &= \mathbf{P}_1 \cdot \mathbf{Z}_j \end{aligned} \quad (\text{VI.30})$$

Aplicando la expresión del factor de ruido en función de la impedancia presentada a la entrada del dispositivo,  $Z_s^i = R_s^i + jX_s^i$  ( $i=1, \dots, N_f$ ) y de la matriz de correlación total del dispositivo,  $\mathbf{C}_{AT}$ , y despejando la contribución intrínseca, se tiene:

$$\Delta^i = (\mathbf{Z}^i \cdot \mathbf{P}_2) \cdot \mathbf{C}_{Y_j} \cdot (\mathbf{Z}^i \cdot \mathbf{P}_2)^\dagger \quad (\text{VI.31})$$

con

$$\begin{aligned} \Delta^i &= 4kT_0 \operatorname{Re}(Z_s^i) \cdot \left[ F_{TRT}(Z_s^i) - 1 \right] - (\mathbf{Z}^i) \cdot \mathbf{C}_A^{\text{ext}} \cdot (\mathbf{Z}^i)^\dagger \\ \mathbf{Z}^i &= \begin{bmatrix} 1 & (Z_s^i)^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{VI.32})$$

Desarrollando (VI.31), ésta se expresa en función de los elementos de la matriz de correlación  $C_{Yj}$  como:

$$\Delta^i = \begin{bmatrix} M_1^i & M_2^i & M_3^i & M_4^i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_{Y,11} \\ C_{Y,22} \\ \text{Re}(C_{Y,12}) \\ \text{Im}(C_{Y,12}) \end{bmatrix} \quad (\text{VI.33})$$

$$\begin{aligned} M_1^i &= |P_{2,11}|^2 + |Z_s^i|^2 |P_{2,21}|^2 + 2R_s^i \text{Re}(P_{2,11}P_{2,21}^*) - 2X_s^i \text{Im}(P_{2,11}P_{2,21}^*) \\ M_2^i &= |P_{2,12}|^2 + |Z_s^i|^2 |P_{2,22}|^2 + 2R_s^i \text{Re}(P_{2,12}P_{2,22}^*) - 2X_s^i \text{Im}(P_{2,12}P_{2,22}^*) \\ M_3^i &= 2\text{Re}(P_{2,11}P_{2,12}^*) + 2|Z_s^i|^2 \text{Re}(P_{2,21}P_{2,22}^*) + 2R_s^i \text{Re}(P_{2,11}P_{2,22}^* + P_{2,12}P_{2,21}^*) - 2X_s^i \text{Im}(P_{2,11}P_{2,22}^* + P_{2,12}P_{2,21}^*) \\ M_4^i &= -2\text{Im}(P_{2,11}P_{2,12}^*) - 2|Z_s^i|^2 \text{Im}(P_{2,21}P_{2,22}^*) - 2R_s^i \text{Im}(P_{2,11}P_{2,22}^* - P_{2,12}P_{2,21}^*) - 2X_s^i \text{Re}(P_{2,11}P_{2,22}^* - P_{2,12}P_{2,21}^*) \end{aligned} \quad (\text{VI.34})$$

Como se ha mencionado en capítulos previos,  $Z_s^i$  puede tomar un valor arbitrario, sin embargo, para evitar oscilaciones se considera una impedancia adaptada, dando nombre a la medida del factor de ruido como medida de impedancia adaptada,  $F_{50}$ . Considerando  $N_f > 4$  el sistema definido por (VI.33) es un sistema sobredeterminado. Asumiendo que los elementos de la matriz de correlación intrínseca tienen un comportamiento suave con la frecuencia estos pueden interpolarse con un polinomio de orden  $L$ , [23], es decir:

$$C_{ij} = \sum_{l=1}^L f^l C_{ij}^l; \quad C_{ij} = C_{Y,11}, C_{Y,22}, \text{Re}(C_{Y,12}) \text{ y } \text{Im}(C_{Y,12}) \quad (\text{VI.35})$$

En este caso se ha considerado un polinomio de orden  $L=1$  para  $\text{Im}(C_{Y,12})$  y  $L=2$  para los otros elementos de la matriz de correlación intrínseca. Esto se ha establecido en función del comportamiento observado al aplicar las expresiones definidas en (VI.23)-(VI.24) para  $C_{Yj}$ , donde se identifica que los elementos  $Z_{be}$  y  $Z_{bc}$  tienen un comportamiento cuadrático con la frecuencia. De esta forma se genera el siguiente sistema sobre-determinado lineal de ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} \Delta_1^i \\ \vdots \\ \Delta_i^i \\ \vdots \\ \Delta_{N_f}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1^i & M_1^i f_1 & M_1^i f_1^2 & M_2^i & M_2^i f_1 & M_2^i f_1^2 & M_3^i & M_3^i f_1 & M_3^i f_1^2 & M_4^i & M_4^i f_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_1^i & M_1^i f_i & M_1^i f_i^2 & M_2^i & M_2^i f_i & M_2^i f_i^2 & M_3^i & M_3^i f_i & M_3^i f_i^2 & M_4^i & M_4^i f_i \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_1^{N_f} & M_1^{N_f} f_{N_f} & M_1^{N_f} f_{N_f}^2 & M_2^{N_f} & M_2^{N_f} f_{N_f} & M_2^{N_f} f_{N_f}^2 & M_3^{N_f} & M_3^{N_f} f_{N_f} & M_3^{N_f} f_{N_f}^2 & M_4^{N_f} & M_4^{N_f} f_{N_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11}^0 \\ C_{11}^1 \\ C_{11}^2 \\ C_{22}^0 \\ C_{22}^1 \\ C_{22}^2 \\ \text{Re}(C_{12})^0 \\ \text{Re}(C_{12})^1 \\ \text{Re}(C_{12})^2 \\ \text{Im}(C_{12})^0 \\ \text{Im}(C_{12})^1 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.36})$$

El sistema se resuelve aplicando una pseudo-inversa a la matriz de elementos  $M_x^i f^l$  (con  $x=1, 2, 3$  y  $4$ ,  $i=1, \dots, N_f$  y  $l=0, 1$  y  $2$ ) de tamaño  $N_f \times 11$ , cuyas incógnitas son los coeficientes de los polinomios de los elementos de  $C_{Yj}$ . Estos valores se emplean como valores iniciales

en un algoritmo de optimización que estima  $C_{ij}^0$ ,  $C_{ij}^1$  y  $C_{ij}^2$  de tal forma que se obtenga el mejor ajuste al factor de ruido medido.

El orden de optimización se desarrolla de los elementos más sensibles a los menos sensibles: primero se calcula  $C_{22}^0$  por pseudo-inversa, posteriormente se optimiza cada uno de los elementos de acuerdo al siguiente orden:  $C_{22}^1$ ,  $C_{22}^2$ ,  $C_{11}^0$ ,  $C_{11}^1$ ,  $C_{11}^2$ ,  $\text{Re}(C_{12})^0$ ,  $\text{Re}(C_{12})^1$ ,  $\text{Re}(C_{12})^2$ ,  $\text{Im}(C_{12})^0$  e  $\text{Im}(C_{12})^1$ . De igual forma que en el capítulo anterior, para evitar mínimos locales se busca que los elementos de  $\mathbf{C}_{Yj}$  cumplan las siguientes condiciones:

- La auto-correlación de cada una de las fuentes,  $C_{Yj11}$  y  $C_{Yj22}$ , debe ser real y positiva

$$\begin{aligned} C_{Yj11} &> 0 \\ C_{Yj22} &> 0 \end{aligned} \quad (\text{VI.37})$$

- La magnitud del factor de correlación  $C_H$  tienen un valor entre 0 y 1.

$$0 \leq |C_H| = \left| \frac{C_{Yj12}}{\sqrt{C_{Yj11} \cdot C_{Yj22}}} \right| \leq 1 \quad (\text{VI.38})$$

Por otro lado, es conveniente comentar que al utilizar la matriz de correlación intrínseca  $\mathbf{C}_{Yj}$  en lugar de  $\mathbf{C}_{Zi}$ , es suficiente con conocer  $\mathbf{Z}_j$ , la cual se deduce de los parámetros S y de los elementos extrínsecos. Mientras que para aplicar  $\mathbf{C}_{Zi}$  es necesario conocer  $C_f$ , cuya determinación no es inmediata (expresión (VI.14)).

## VI.5. EXTRACCIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE Y PARÁMETROS DE RUIDO

Para extraer los elementos del circuito equivalente y los parámetros de ruido se aplica el algoritmo mostrado en la Figura VI.11, donde se busca minimizar una función de error,  $e_T$ , que está dado por la suma ponderada de los errores individuales de los parámetros S ( $e_S$ ), del factor de ruido ( $e_{NF}$ ) y de los parámetros de ruido ( $e_{NP}$ ), como:

$$e_T = w_1 e_S + w_2 e_{NF} + w_3 e_{NP} \quad (\text{VI.39})$$

donde  $w_1$ ,  $w_2$  y  $w_3$  son factores de ponderación. El error  $e_S$  se define como la diferencia entre los parámetros S medidos ( $S_{jm}$ ) y estimados ( $S_{je}$ ):

$$e_S = \frac{1}{N_f} \sqrt{\sum_{j=1}^4 \sum_{i=1}^{N_f} (S_{jm}^i - S_{je}^i)^2} \quad (\text{VI.40})$$

donde j indica el subíndice de los cuatro parámetros S (j=11, 12, 21, y 22), y el subíndice i indica el punto de frecuencia. El error  $e_{NF}$  se define en función de la diferencia entre el factor de ruido medido ( $NF_m$ ) y estimado ( $NF_e$ ) a partir de las expresiones del apartado VI.3:

$$e_{NF} = \frac{1}{N_f} \sqrt{\sum_{i=1}^{N_f} (NF_m^i - NF_e^i)^2} \quad (\text{VI.41})$$

El error  $e_{NP}$  se define en función de la diferencia entre los valores estimados de los parámetros de ruido utilizando los elementos del circuito equivalente ( $NP_{jH}$ , apartado VI.3 y Anexo A) y aplicando la técnica F<sub>50</sub> ( $NP_{jF50}$ , apartado VI.4 y Anexo A).

$$e_{NP} = \frac{1}{N_f} \sqrt{\sum_{j=1}^4 \sum_{i=1}^{N_f} (NP_{jH}^i - NP_{jF50}^i)^2} \quad (VI.42)$$

donde j señala los cuatro parámetros de ruido: el factor de ruido mínimo,  $F_{min}$ , la resistencia equivalente de ruido,  $R_n$ , y la magnitud ( $|\Gamma_{opt}|$ ) y fase ( $\Phi_{opt}$ ) del coeficiente de reflexión óptimo,  $\Gamma_{opt} = |\Gamma_{opt}|e^{j\Phi_{opt}}$ .

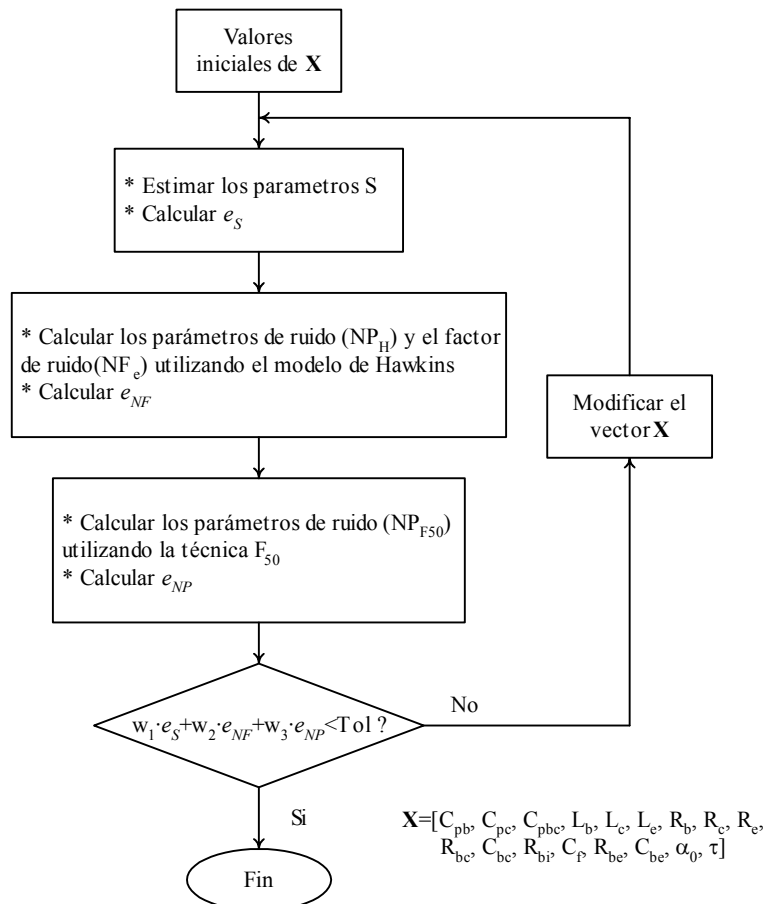


Figura VI.11 Diagrama de flujo del algoritmo utilizado para extraer los elementos del circuito equivalente y los parámetros de ruido de un HBT

Entonces, para calcular los elementos del circuito equivalente se aplica el siguiente procedimiento:

1. Se calculan los valores iniciales de los elementos del circuito equivalente:  $X = [C_{pb}, C_{pc}, C_{pbc}, L_b, L_c, L_e, R_b, R_c, R_e, R_{bc}, C_{bc}, R_{bi}, C_f, R_{be}, C_{be}, \alpha_0, \tau]$ , utilizando para esto el procedimiento descrito en el apartado VI.2.
2. Se estiman los parámetros S y se calcula el error  $e_s$ .
3. Se calculan los parámetros de ruido,  $NP_H$ , utilizando las expresiones en función de la matriz de correlación total en cascada  $C_{AT}$  (Anexo A), en donde esta última se obtiene aplicando las expresiones del apartado VI.3. Con los parámetros de ruido se estima el factor de ruido,  $NF_e$ , en función de la admitancia de entrada y se calcula el error  $e_{NF}$ .

4. Se estiman los coeficientes de las matrices de correlación intrínseca, la matriz de correlación total y los parámetros de ruido,  $NP_{F50}$ , aplicando la técnica  $F_{50}$  (apartado VI.4 y Anexo A).
5. Se calcula el error  $e_{NP}$ .
6. Se estima el error total y se compara con la tolerancia indicada. Si el error es mayor se modifican los elementos del circuito intrínseco y se repite el proceso desde el paso 2. Si el error es menor se termina el proceso de optimización. Con los valores finales de los elementos del circuito equivalente se estiman los parámetros de ruido aplicando las expresiones en función de dichos elementos (apartado VI.3 y Anexo A).

El procedimiento propuesto se aplicó a un HBT de GaAs (de UMS) con un área de emisor de  $2 \times 320 \mu\text{m}^2$ , polarizado con  $V_{ce}=0.5 \text{ V}$  y  $I_{ce}=11.2 \text{ mA}$ , al cual se ha asignado el acrónimo de **HBT-8240**. La frecuencia de medida es de 1 a 8 GHz.

En la Figura VI.12 se comparan los parámetros S medidos y estimados con los elementos del circuito equivalente obtenidos al minimizar únicamente el error  $e_S$ . Se observa un excelente ajuste con la medida en todo el rango de frecuencia, sin embargo, si estos mismos valores se utilizan para calcular los parámetros de ruido y su correspondiente factor de ruido, este último no coincide con el factor de ruido medido, como se muestra en la Figura VI.13. Por otro lado, cuando se aplica el método propuesto se observa que los valores estimados, tanto de los parámetros S como del factor de ruido, se ajustan a las medidas en todo el margen de frecuencia, Figura VI.12 y Figura VI.13.

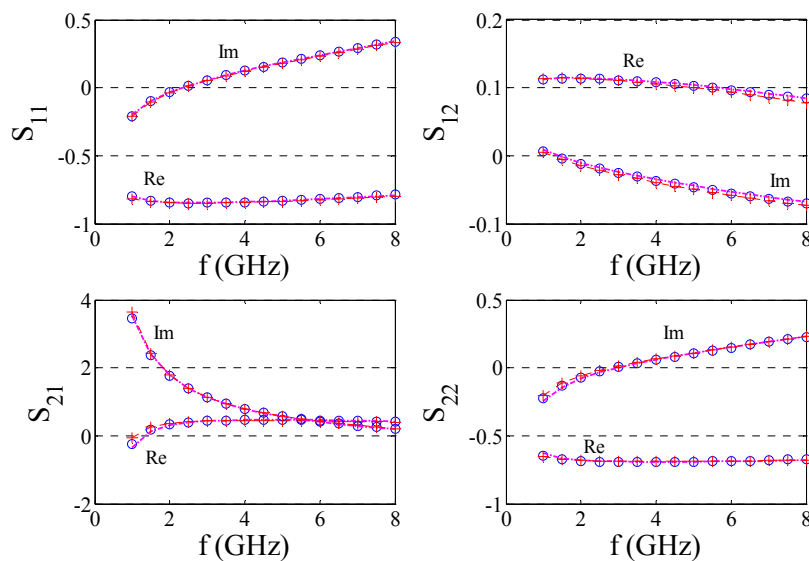


Figura VI.12 Parámetros S, de un **HBT-8240**, medidos (o) y estimados minimizando  $e_S$  (- -) y  $e_T$  (-+-)



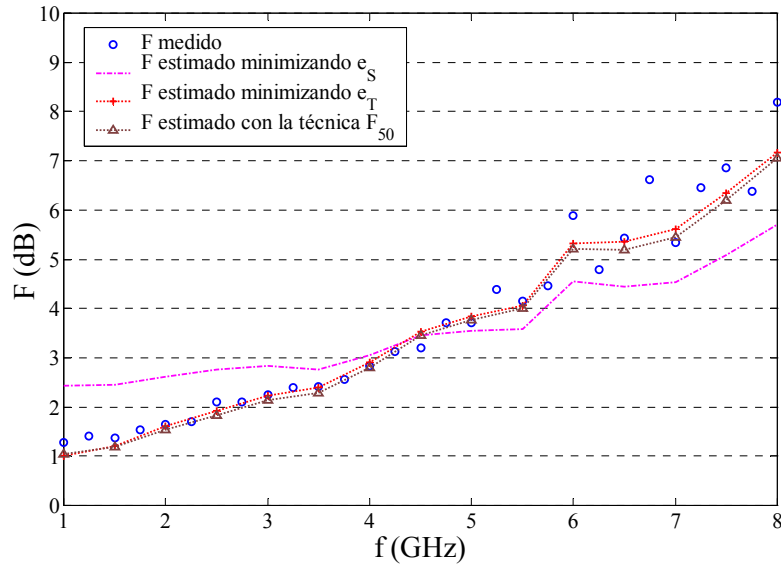


Figura VI.13 Factor de ruido, de un **HBT-8240**, medido (o), estimado minimizando  $e_S$  (--) y  $e_T$  (-+-) y estimado con la técnica  $F_{50}$  (-Δ-)

Con la finalidad de comprobar los resultados obtenidos, se midieron los parámetros de ruido utilizando un método basado en *tuner*, que es independiente del procedimiento descrito. Los valores medidos se muestran en la Figura VI.14, donde se observa que los parámetros estimados al minimizar  $e_T$  se ajustan a los valores medidos; mientras que cuando sólo se minimiza  $e_S$  hay mayores diferencias entre las medidas y las estimaciones.

Los resultados de los parámetros de ruido estimados con la técnica  $F_{50}$ , utilizando los valores finales de los elementos extrínsecos, también se muestran en la Figura VI.14. Esto con la finalidad de mostrar que los resultados obtenidos con esta técnica convergen a los valores obtenidos mediante las expresiones del apartado VI.3 y con los medidos con *tuner*. De igual forma el factor de ruido estimado con la técnica  $F_{50}$  coincide con la medida.

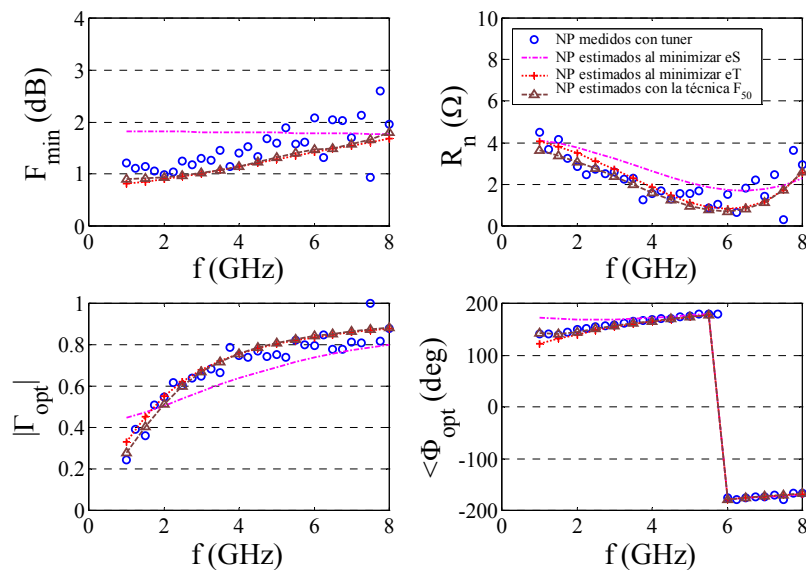


Figura VI.14 Parámetros de ruido, de un **HBT-8240**, medidos utilizando una técnica basada en *tuner* (o), estimados a partir de los elementos del circuito equivalente resultantes al minimizar  $e_S$  (--) y  $e_T$  (-+-) y estimados con la técnica  $F_{50}$  (-Δ-)

En la Tabla VI.1 se listan los valores iniciales de los elementos del circuito equivalente, calculados según el apartado VI.2, así mismo, se muestran los resultados de los elementos del circuito equivalente calculados al minimizar sólo  $e_S$  y minimizando la suma ponderada de errores  $e_T$ . Se observa que los elementos que presentan mayor variación entre un caso y otro son la capacidad parásita  $C_{pb}$ , la inductancia  $L_e$ , la capacidad intrínseca  $C_{be}$  y la resistencia  $R_{bc}$ . En  $C_{pb}$  se atribuye dicha variación a la incertidumbre presente al calcular las capacidades parásitas, dado que cuando el transistor se polariza con  $V_{be} < 0$  V y  $V_{ce} = 0$  V la región activa de este dispositivo no se corta completamente, es decir, sigue conduciendo presentándose el efecto de un diodo entre la base y emisor, que enmascara la medida de dichas capacidades, lo mismo sucede en el caso de  $L_e$ , el dispositivo no se corta completamente cuando  $V_{ce} = 0$  V. Mientras que la variación en  $C_{bc}$  y  $R_{bc}$  es una consecuencia inmediata de las desviaciones presentadas al calcular los elementos extrínsecos.

Tabla VI.1 Elementos del circuito equivalente en pequeña señal de un **HBT-8240**

Elementos extrínsecos				Elementos intrínsecos			
	Valores Iniciales	Minimizando $e_S$	Valores finales, minimizando $e_T$		Valores Iniciales	Minimizando $e_S$	Valores finales, minimizando $e_T$
$C_{pb}$ (pF)	0.60	0.68	1.28	$R_{bc}$ (k $\Omega$ )	0.74	1.48	12.06
$C_{bc}$ (pF)	0.34	0.35	0.36	$C_{be}$ (pF)	0.43	0.01	0.01
$C_{pbc}$ (pF)	0.13	0.14	0.004	$R_{bi}$ ( $\Omega$ )	0.45	0.01	0.164
$L_b$ (pH)	268.36	240.34	240.28	$C_f$ (pF)	0.69	1.15	1.33
$L_c$ (pH)	287.06	241.98	231.63	$R_{be}$ ( $\Omega$ )	2.88	1.01	0.25
$L_e$ (pH)	88.49	0.0035	0.39	$C_{bc}$ (pF)	11.45	2.64	0.06
$R_b$ ( $\Omega$ )	0.55	0.58	0.57	$\alpha_0$	0.98	0.98	0.99
$R_c$ ( $\Omega$ )	1.35	1.29	1.97	$\tau$ (pseg)	5.33	5.12	3.28
$R_e$ ( $\Omega$ )	0.91	2.81	3.21				

## VI.6. CONCLUSIONES

El procedimiento propuesto para calcular simultáneamente los elementos del circuito equivalente en pequeña señal y los parámetros de ruido de un HBT, permite obtener estos utilizando únicamente medidas de parámetros S y del factor de ruido. El procedimiento se basa en el ajuste simultáneo de medidas y valores estimados de los parámetros S y del factor de ruido. Además, se aplica la técnica  $F_{50}$  para obtener un término de error adicional, en cual se define en función de las diferencias de los parámetros de ruido estimados con dicha técnica y los obtenidos mediante las expresiones en función de los elementos del circuito equivalente. Esta optimización conjunta ayuda a resolver el problema de mínimos locales en optimización multivariable.

De acuerdo a los resultados, se observa que cuando se aplica el procedimiento propuesto, se logra un excelente ajuste entre los parámetros S medidos y estimados, así como entre el factor de ruido medido y estimado. Además, al comparar los parámetros de ruido estimados con resultados independientes, como es el caso de medidas con un método basado en *tuner*, se observa concordancia entre ellos. Con todo ello se demuestra la viabilidad de aplicar el método presentado para caracterizar HBTs en pequeña señal y ruido, que utiliza como datos únicamente medidas de parámetros S y del factor de ruido.

## VI.7. RESUMEN

En este capítulo se ha presentado un procedimiento para calcular simultáneamente los elementos del circuito equivalente en pequeña señal y los parámetros de ruido de un HBT. El método se basa en el ajuste simultáneo de medidas de parámetros S y factor de ruido con valores estimados a partir de expresiones en función de los elementos del circuito equivalente. Además, se utiliza una función de error adicional, donde se comparan los parámetros de ruido estimados con la técnica  $F_{50}$  con los obtenidos mediante expresiones en función de los elementos del circuito equivalente. Con esta técnica se incluye redundancia en frecuencia y se evita el uso de métodos basados en *tuner* para medir los parámetros de ruido.

Para aplicar dicho procedimiento, previamente se obtuvieron expresiones de los elementos del circuito equivalente, cuyos resultados son utilizados como valores iniciales del algoritmo de optimización. Dichas expresiones se obtienen a partir de un modelo en pequeña señal del HBT, en donde se considera una configuración T para modelar la región intrínseca. Así mismo, se presenta el desarrollo para obtener un modelo de ruido del transistor, el cual consiste en determinar la matriz de correlación total del dispositivo en configuración de cascada, de tal forma que para calcular los parámetros de ruido se utilizan las expresiones en función de dicha matriz. Para ello, el comportamiento de ruido de la región intrínseca se modela mediante tres fuentes de ruido no correladas, dos de ruido *shot* y una de ruido térmico (modelo de Hawkins). La densidad espectral de dichas fuentes de ruido se expresa en función de las resistencias intrínsecas del transistor y del factor de transporte de base.

El método de extracción se aplicó a un HBT medido en un rango de frecuencia de 1 a 8 GHz, observando una excelente coincidencia entre las medidas y estimaciones de los parámetros S y del factor de ruido. Además, con la finalidad de comprobar los resultados de los parámetros de ruido, estos se midieron utilizando técnicas de *tuner* y se compararon con los estimados, observando concordancia entre ellos. Con esto se demuestra la viabilidad de aplicar el método presentado para caracterizar HBTs en pequeña señal y ruido, el cual es sencillo de implementarse y requiere como datos únicamente medidas de parámetros S y del factor de ruido. Además, el método propuesto ilustra una aplicación particular de la técnica  $F_{50}$ .

## REFERENCIAS

- [1] J.D. Cressler, "SiGe HBT Technology: A New Contender for Si-Based RF and Microwave Circuit Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 46, No. 5, May 1998.
- [2] M.E. Kim, A.K. Oki, G.M. Gorman, D.K. Umemoto, and J.B. Camou, "GaAs Heterounion Bipolar Transistor Device and IC Technology for High-Performance Analog and Microwave Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 37, No. 9, September 1989.
- [3] Q. Cai, J. Gerber, U.L. Rodhe, and T. Daniel, "HBT High-frequency modeling and integrated parameter extraction," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, No. 12, pp. 2493-2502, December 1997.
- [4] A.P. Laser and D.L. Pulfrey, "Reconciliation of methods for estimating  $f_{max}$  for microwave heterojunction transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 38, No. 8, pp. 1685-1692, August 1991.
- [5] D. Costa, W.U. Liu and J.S. Harris, "Direct extraction of the AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistor small-signal equivalent circuit," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 38, No. 9, pp. 2018-2024, September 1991.
- [6] S. Lee and A. Gopinath, "New circuit model for RF probe pads and interconnections for the extraction of HBT equivalent circuits," *IEEE Electron Devices Letters*, Vol. 12, No. 10, pp. 521-523, October 1991.
- [7] A. Samelis and D. Pavlidis, "DC to high-frequency HBT-model parameter evaluation using impedance block conditioned optimization," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, No. 6, pp. 886-897, June 1997.
- [8] Y. Gobert, P.J. Tasker, and K.H. Bachem, "A physical, yet simple, small-signal equivalent circuit for the heterojunction bipolar transistor," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, No. 1, pp. 149-153, January 1997.
- [9] N. Lal, S. Nuttinck, A. Raghavan, E. Gebara, S. Venkataraman, J. Papapolymerou, and J. Laskar, "Noise, large-signal modeling and characterization of InP/InGaAs HBTs," *GaAs Conference*, pp. 421-424, 2002.
- [10] D.R. Pahlke and D. Pavlidis, "Evaluation of the factors determining HBT high-frequency performance by direct analysis of S-parameter data," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 40, No. 12, pp. 2367-2373, December 1992.
- [11] B. Li, S. Prasad, L. Yang, and S.C. Wang, "A semianalytical parameter-extraction procedure for HBT equivalent circuit," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 46, No. 10, pp. 1427-1435, October 1998.
- [12] B. Li and S. Prasad, "Basic expressions and approximations in small-signal parameter extraction for HBT's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 47, No. 5, pp. 534-539, May 1999.
- [13] R.J. Hawkins, "Limitations of Nielsen's and related noise equations applied to microwave bipolar transistors and new expression for the frequency and current dependent noise figure," *Solid-State Electron.*, Vol. 20, pp. 191-196, 1977.
- [14] H. Schumacher, U. Erben, and A. Gruhle, "Noise characterization of Si/SiGe Heterojunction bipolar transistors at microwave frequencies," *IEE Electronics letters*, Vol. 28, No. 12, pp. 1167-1168, June 1992.
- [15] W.E. Ansley, J.D. Cressler, and D.M. Richey, "Base-profile optimization for Minimum noise figure in advance UHV/CVD SiGe HBT's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 46, No. 5, pp. 653-660, May 1998.

- [16] R.A. Pucel and U.L. Rodhe, "An exact expression for the noise resistance  $R_n$  for the Hawkins bipolar noise model," *IEEE Microwave Guided Wave lett.*, Vol. 3, No. 2, pp. 35-37, February 1993.
- [17] P. Rouquette, D. Gasquet, T. Holden, and J. Moul, "HBT's RF noise parameter determination by means of an efficient method based on noise analysis of linear amplifier networks," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, No. 5, pp. 690-694, May 1997.
- [18] J.P. Roux, L. Escotte, R. Plana, J. Graffeuil, S.L. Delage, and H. Blanck, "Small-signal and noise model extraction technique for heterojunction bipolar transistor at microwave frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 43, No. 2, pp. 293-298, February 1995.
- [19] S. Lee and A. Gopinath, "Parameter extraction technique for HBT equivalent circuit using cutoff mode measurement," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 40, No. 3, pp. 574-577, March 1992.
- [20] J.M.M. Rios, L.M. Lunardi, S. Chandrasekhar, and Y. Miyamoto, "A self-consistent method for complete small-signal parameter extraction of InP-Based heterojunction bipolar transistors (HBT's)," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, No. 1, pp. 39-45, January 1997.
- [21] U. Schaper and B. Holzapfl, "Analytical parameter extraction of the HBT equivalent circuit with T-like topology from measured S-parameters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 43, No. 3, pp. 493-498, March 1995.
- [22] S.A. Mass and D. Tait, "Parameter-extraction method for heterojunction bipolar transistors," *IEEE Microwave Guided Wave letters*, Vol. 2, No. 12, pp. 502-504, December 1992.
- [23] A. Lázaro, L. Pradell, and J. O'Callaghan, "FET Noise-Parameter determination using a novel technique on 50- $\Omega$  noise-figure measurements," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 47, No. 3, pp. 315-324, March 1999.