

Examen III de Microondas II

Félix Godoy Martínez
CINVESTAV - Unidad Guadalajara
Av. del Bosque 1145, 45019 Col. El Bajío, Zapopan, México
E-mail: felix.godoy@cinvestav.mx

I. MODELO UTILIZADO

El modelo utilizado es el presentado en [1], el cual proporciona las expresiones

$$I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) = \beta_{eff} V_{gs3}^2 (1 + \lambda(V_{GS}) V_{DS}) \tanh\left(\frac{\alpha V_{GS}}{V_{psat}} V_{DS}\right) \quad (1)$$

$$\beta_{eff} = \frac{\beta}{1 + \mu_{crit} V_{gs3}^{g_{mlin}}} \quad (2)$$

$$V_{gs3} = V_{ST} \ln\left(1 + e^{\frac{V_{gs2}}{V_{ST}}}\right) \quad (3)$$

$$V_{gs2} = V_{gs1} - \frac{1}{2} (V_{gs1} + \sqrt{(V_{gs1} - VK)^2 + \Delta^2} - \sqrt{VK^2 + \Delta^2}) \quad (4)$$

$$V_{gs1} = V_{GS} - V_{th} \quad (5)$$

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma V_{DS} \quad (6)$$

$$g_{mlin} = g_{mlin0} + g_{mlinx} V_{DS} \quad (7)$$

$$VK = VK_0 + VK_{sat} V_{DS} \quad (8)$$

$$\lambda(V_{GS}) = \lambda_3 - \lambda_0(1 + \lambda_1 V_{GS}) \tanh \lambda_2 V_{GS} \quad (9)$$

$$\alpha(V_{GS}) = \alpha_0 + \alpha_1 e^{-\left(\frac{V_{GS} - \alpha_2}{\alpha_3}\right)^2} \quad (10)$$

$$V_{ST} = \frac{I_{th}}{\ln 2} \quad (11)$$

de las cuales los valores desconocidos se muestran resumidos en el Cuadro I, donde se muestran 3 columnas. La columna etiquetada como *Sugeridos* hace referencia a los valores que [1] recomienda utilizar como valores iniciales, a su vez, *No sugeridos* son los valores que en el mismo documento mencionado los autores no hacen referencia a un valor inicial, por lo que en la sección II se describen los valores iniciales que se seleccionaron. Por último, en la columna *Calcular* se concentran las variables que se pueden calcular con los métodos descritos en [1].

Cuadro I
VARIABLES DESCONOCIDAS DEL MODELO

Sugeridos	No sugeridos		Calcular			
μ_{crit}	VK_0	VK_{sat}	α_0	α_1	α_2	α_3
$psat$	g_{mlin0}	g_{mlinx}	λ_0	λ_1	λ_2	λ_3
	Δ		β	γ	V_{th0}	I_{th}

II. OBTENCIÓN DE VALORES INICIALES

Como se mencionó en la sección I, los valores que los autores comentan que pueden ser determinados por el optimizador no vienen sugeridos en el documento, sin embargo, para efecto de tener valores iniciales mas cercanos a la realidad, se utilizaron los propuestos en el cuadro I de [1]. Con respecto a μ_{crit} y $psat$, se utilizaron los propuestos que son 0,5 y 1 respectivamente.

Para realizar el calculo de los elementos restantes se utilizó python, donde se realizaron representaciones gráficas, *regresiones lineales* y optimizaciones *no lineales* por *mínimos cuadrados* con el método de *región de confianza* para la obtención automática de los valores iniciales. Estos procedimientos vienen descritos en las siguientes subsecciones.

A. Obtención de λ_n

Con respecto a (10), la λ es función de V_{GS} y según [2] es equivalente a la pendiente de la curva I-V en la región de saturación, por lo que al observar esta curva se puede determinar que a partir de un $V_{DS} > 1$, las curvas para todos los V_{GS} se encuentran en saturación, por lo cual, se procedió a determinar la pendiente de cada una por medio de una serie de *regresiones lineales*. Posteriormente, por medio de optimización se obtuvieron los coeficientes de (9). Los resultados gráficos se pueden apreciar en la Figura 1.

B. Obtención de V_T

Para calcular el *voltaje de umbral efectivo* es necesario obtener la interceptación de V_T cuando el inverso de V_{DS} tiende a 0, por lo que la la obtención de este valor, primeramente se recortaron las curvas a un $V_{DS} > 0,5V$ esto con el objetivo de eliminar la curva que se genera a voltajes de V_{GS} bajos y así poder tener una pendiente mas definida para poder hacer la regresión. Adicionalmente, se observa que cuando el V_{GS} esta por debajo de $-0,5$ las pendientes tienen una mayor variación, por esta razón, también se descartó evaluar para curvas con V_{GS} menor que -0.5 .

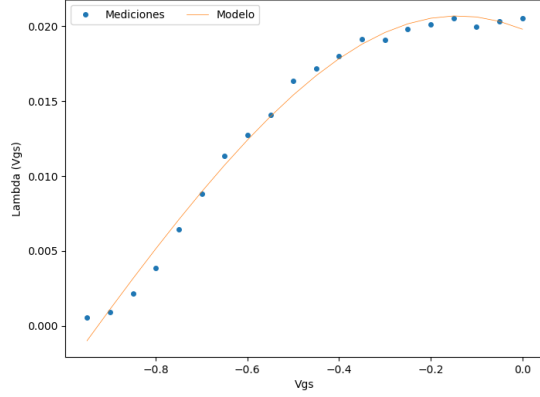


Figura 1. Curva $\lambda(V_{GS}) - V_{GS}$

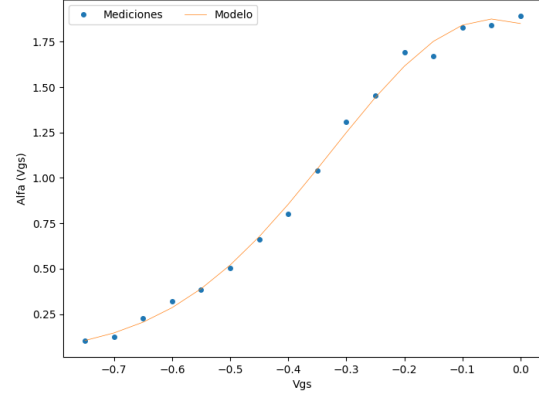


Figura 3. Curva $\alpha(V_{GS}) - V_{GS}$

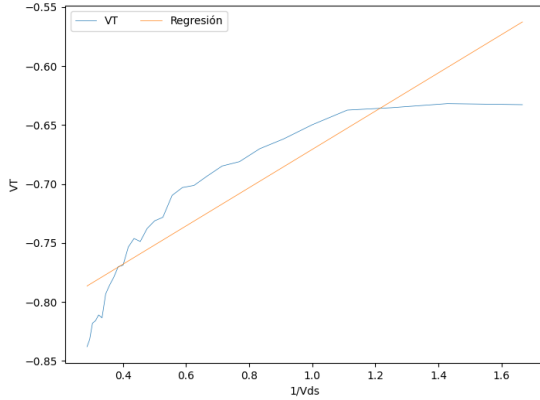


Figura 2. Curva $V_T - 1/V_{DS}$

Una vez teniendo las curvas validas para obtener las intersecciones, se obtienen, y se realiza la *regresión lineal* de la Figura 2.

Debido a que la regresión lineal regresa la intersección en el eje y y la m (pendiente), es posible obtener la intersección en el eje x con un simple despeje de la ecuación de la recta ($y = mx + b$), la cual sustituyendo x por V_T , queda de la forma

$$V_T = -\frac{b}{m} \quad (12)$$

por lo tanto, basta con aplicarla para cada uno de los V_{DS} y obtener la grafica de la Figura 2.

C. Obtención de β

Para el calculo de la beta, sabemos por el modelo presentado en [2] que corresponde a

$$\beta = \frac{I_{DSS}}{V_T^2(1 + \lambda V_{DS})} \quad (13)$$

cuando $V_{GS} = 0$ y V_{DS} es lo suficientemente grande para que $\tanh(\alpha V_{DS}) \approx 1$.

donde V_T se obtuvo en la subsección II-B, y en la sección II-A se calculo λ en función del V_{GS} por lo que para efectos de dejar un valor fijo, se toma el valor de λ cuando $V_{GS} = 0$. Para obtener I_{DSS} y V_{DS} basta con obtener la *corriente de saturación* y su respectivo V_{DS} .

D. Obtención de α_n

De [2] sabemos que el α corresponde a (14) y V_{ds0} , I_{DS} son voltajes correspondientes a un punto arbitrario en la curva $I_{DS} - V_{DS}$ tal que se encuentre en la región de saturación para asegurar que $(1 + \lambda V_{DS}) \approx 1$.

$$\alpha = \frac{1}{V_{ds0}} \tanh^{-1}\left(\frac{I_{DS}(V_{GS}=0, V_{DS}=V_{ds0})}{\beta V_T^2}\right) \quad (14)$$

De [1] sabemos que esta α varia en función de V_{GS} , por lo tanto, lo que se hizo fue obtener las alfas correspondientes a los puntos en la *región óhmica* para cada uno de los V_{GS} . Al igual que en los pasos anteriores, en esta determinación se quitaron las dos primeras curvas correspondientes a los V_{GS} mas bajos ya que de no hacerlo, la curva tendía a tener dos valores muy fuera de la curva de interés.

Una vez obtenidos los puntos se procedió a realizar una optimización para ajustar los datos a la ecuación (10) y los resultados gráficos se muestran en la Figura 3.

E. Obtención de γ

Con respecto a [1] sabemos que γ es la pendiente de la dependencia de V_T con respecto a V_{DS} , por lo tanto, aplicando el mismo procedimiento que en la subsección II-B es posible obtener la gráfica de la Figura 4, donde al hacer *regresión lineal*, la pendiente corresponde a la γ .

F. Obtención de V_{th0}

Según [1], el V_{th0} es el *voltaje de umbral* cuando el V_{DS} es cercano a 0, por lo que aplicando el mismo procedimiento que en la subsección II-B, pero con la diferencia de que en esta ocasión solo se aplico a la curva de $V_{DS} = 0,1$.

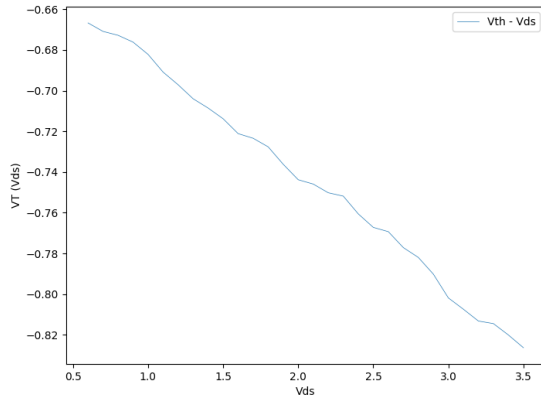


Figura 4. Curva $V_T(V_{GS}) - V_{GS}$

Cuadro II
VALORES INICIALES Y OPTIMIZADOS DE LAS VARIABLES

	Inicial	Optimizado	Er(%)
L0	0.0111	0.18872	94.12
L1	3.5326	1.22309	188.83
L2	1.1442	3.01552	62.06
L3	0.0198	0.154634	87.20
A0	0.0276	-3.87772	100.71
A1	1.8481	5.86748	68.50
A2	-0.0462	-0.30809	85.00
A3	0.3945	4.4549	91.14
B	0.1645	0.28539	42.36
Vth0	-0.9158	-0.78767	16.27
Gamma	-0.056	-0.08985	37.67
VST	0.0029	0.0999	97.10
gm _{lin0}	1.5	2.56543	41.53
gm _{linx}	0.01	0.01029	2.82
VK0	0.05	0.05991	16.54
VKsat	5	11.6082	56.93
Delta	13	6.35577	104.54
mcrit	0.5	0.67093	25.48
psat	1	1.31287	23.83

G. Obtención de I_{th}

El T_{th} es la corriente de umbral cuando $V_{GS} = V_{th0}$, cuando el V_{DS} es cercano a 0, por lo tanto, se seleccionó la corriente cuando $V_{DS} = 0,2$ y $V_{GS} = V_{th0}$.

III. OPTIMIZACIÓN

En el Cuadro II se muestran los valores iniciales con los que se comenzó la optimización.

Después de una serie de optimizaciones se logró llegar a un modelo bastante acercado a las mediciones, el cual se muestra en la Figura 5, y los valores ya optimizados comparados con los iniciales se pueden colocar en contraste como en el Cuadro II, donde se muestra también el error relativo entre los dos datos.

Además, se presentan gráficas que muestran el buen funcionamiento del modelo en función a los datos, como se puede ver en las Figuras 6, 7 y 8.

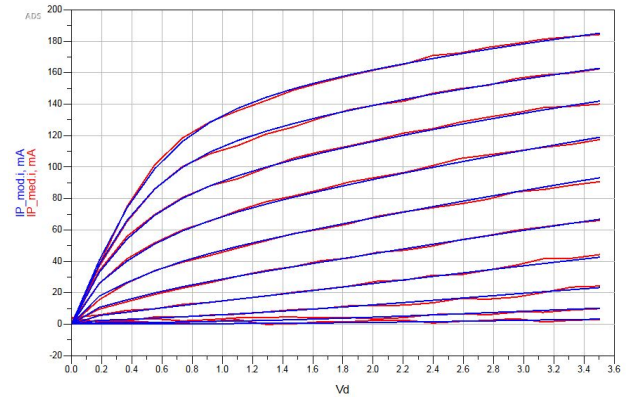


Figura 5. Curvas $I_{DS} - V_{DS}$ del modelo y los datos

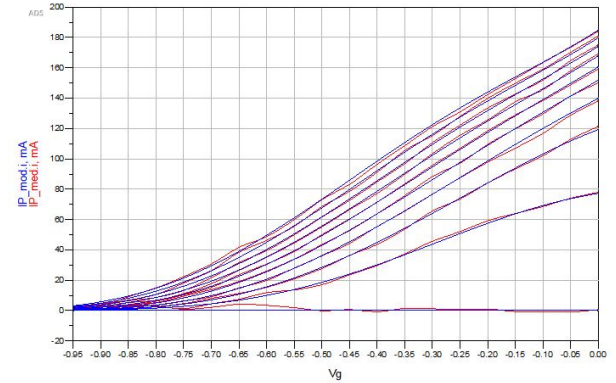


Figura 6. Curvas $I_{DS} - V_{GS}$ del modelo y los datos

IV. AMPLIFICADOR CLASE E

A. Red de adaptación

Con respecto a [3], la impedancia que debe de ver el transistor se puede calcular mediante

$$Z_{in}@f_0 = \frac{0,2805}{\omega C_s} e^{j49,0524^\circ} \quad (15)$$

Donde C_s es la capacitancia de salida del transistor, que para efectos de este amplificador se considera de $1,2pF$ y ω

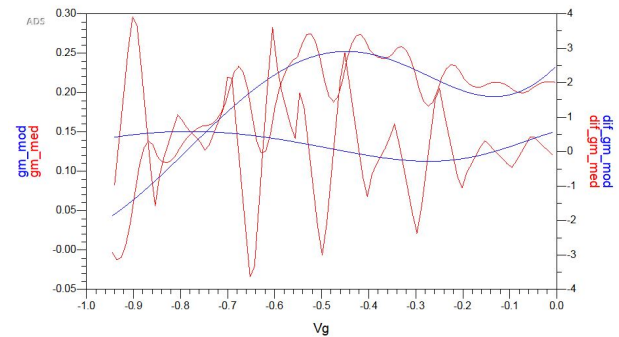


Figura 7. g_m y su derivada de el modelos y los datos

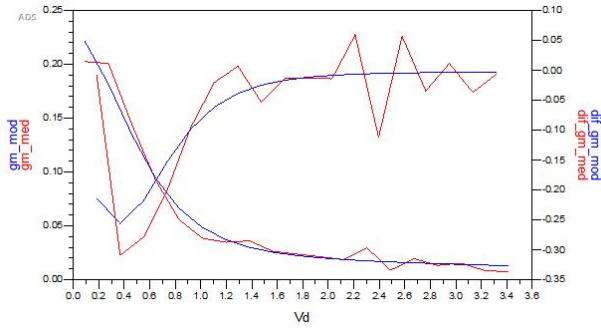


Figura 8. g_{ds} y su derivada de el modelos y los datos

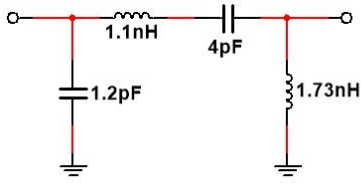


Figura 9. Red de adaptación

es la frecuencia a la que se diseña el amplificador.

Aplicando (15) para una frecuencia de $2GHz$ se obtiene una impedancia de entrada de $12,2 + 14j$ y haciendo un *acoplamiento de impedancias* sobre la *carta de Smith* utilizando (16), (17), (18) y (18), se obtienen los elementos de la Figura 9.

$$L_{serie} = \frac{Z_0 |Z_{final} - Z_{inicial}|}{\omega} \quad (16)$$

$$C_{serie} = \frac{1}{\omega |Z_{final} - Z_{inicial}| Z_0} \quad (17)$$

$$L_{shunt} = \frac{Z_0}{\omega |Y_{inicial} - Y_{final}|} \quad (18)$$

$$C_{shunt} = \frac{1}{\omega \frac{Z_0}{|Y_{inicial} - Y_{final}|}} \quad (19)$$

B. Simulación con interruptor ideal

Con ayuda del simulador ADS se obtuvo la eficiencia de la red descrita en en la subsección IV-A, dando como resultado un 72,2%. La Figura 10 muestra la respuesta de voltaje y corriente en el interruptor ideal con este arreglo.

Posteriormente, procedió a realizar una optimización en el simulador con el objetivo de mejorar la eficiencia y se obtuvo un valor de 87,56% con la red resultante mostrada en la Figura 12 y su respuesta en el interruptor en la Figura 11.

C. Simulación con el modelo

Se reemplazó el interruptor ideal por el modelo del transistor calculado en la sección II y se colocó un *voltaje de corriente continua* de $-0,83$ a la fuente senoidal, el cual corresponde a el voltaje de umbral calculado en el modelo, con esto se

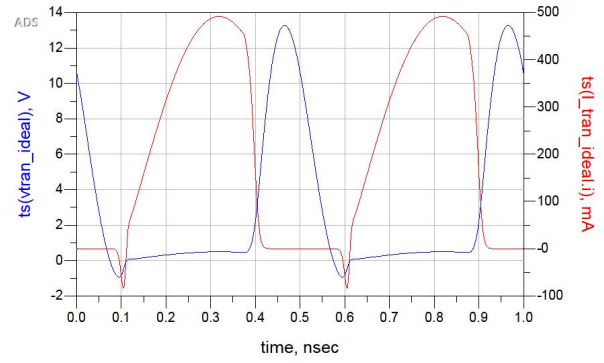


Figura 10. Corriente contra voltaje en el interruptor

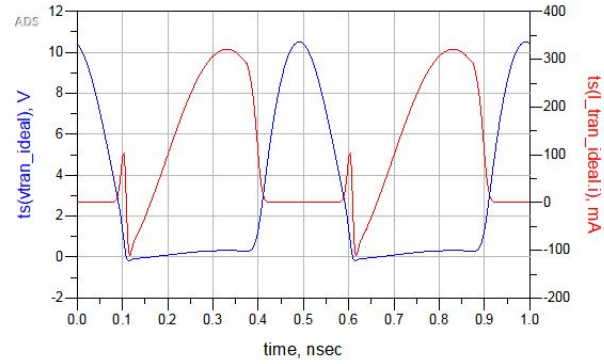


Figura 11. Corriente contra voltaje en el interruptor después de la optimización

asegura que el encendido y apagado del transistor sea lo mas ideal posible.

Después de este cambio, la eficiencia cayó considerablemente, ya que bajo a un 44,95%.

En la Figura 13 se puede observar la corriente y voltaje en el transistor, por lo que el objetivo es mantenerlas en contra fase para tener el menor consumo de potencia. En la Figura 14 se tiene el voltaje de entrada y el voltaje de salida donde se observa que hay un desfase lo cual causa que se invierta la señal de entrada, por lo cual es un amplificador inversor. Por ultimo se muestra la 15, donde se puede observar que tanto la corriente de salida como el voltaje de salida están en fase, lo cual es una característica deseada ya que se espera que a la salida se transmita la mayor potencia.

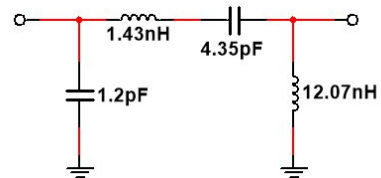


Figura 12. Red de adaptación optimizada

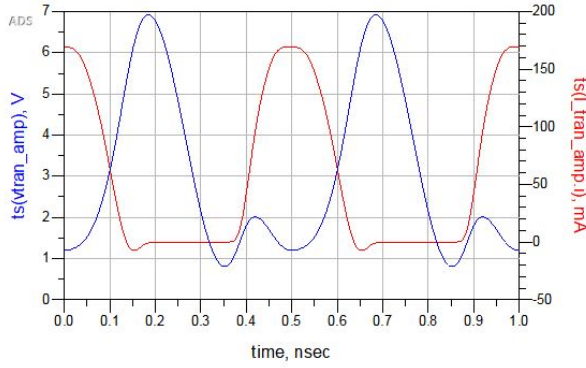


Figura 13. Corriente contra voltaje en el transistor

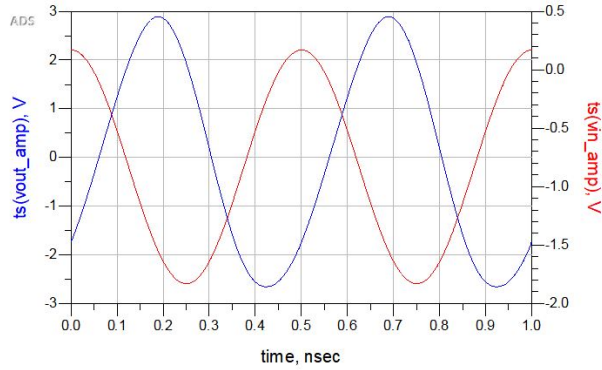


Figura 14. Voltaje de entrada contra voltaje de salida en el transistor

V. DISCUSIÓN

Hay algunos detalles observados en los documentos [1] y [4] que vale la pena mencionar.

El modelo de corriente presentado en [5] dice que esta es igual a

$$I_{max}(V_{DS}) = I_{pk}(1 + \lambda V_{DS}) \tanh\left(\frac{V_{DS}}{V_K}\right) \quad (20)$$

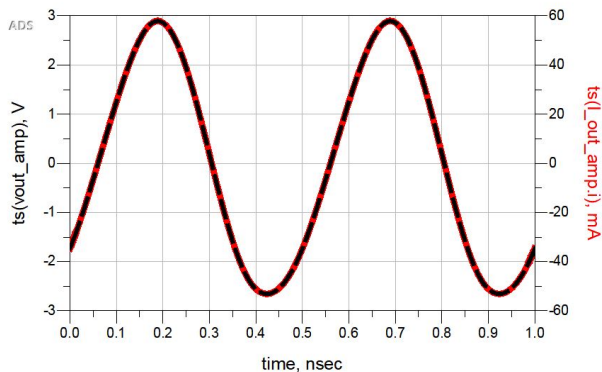


Figura 15. Voltaje de salida contra corriente de salida en el transistor

donde V_K es igual a el 65 % del voltaje de rodilla y el mostrado en [4] es

$$I_{max}(V_{DS}) = I_{max}(1 + \lambda(V_{GS})V_{DS}) \tanh(\alpha(V_{GS})V_{DS}) \quad (21)$$

donde α según [4] es el 64 % del voltaje de rodilla y [1] es el 25 % del voltaje de rodilla.

Sería conveniente cambiar las afirmaciones de [1] y [4] por α es el inverso del 65 % del voltaje de rodilla. Dicha afirmación se comprobó para algunas de las curvas del modelo realizado en este documento.

VI. CONCLUSIÓN

Se puede observar que el modelado no lineal realizado corresponde de una manera muy aceptable con los datos medidos, por lo que las ecuaciones tienen un gran acercamiento a la realidad, sin embargo, es considerable que los valores iniciales aun difieren en gran medida de los valores optimizados. Debido a el poder computacional que se tiene hoy en día y la herramienta de simulación ADS esto puede no ser un problema, sin embargo aun hay trabajo por realizar para poder obtener valores iniciales mas cercanos a la realidad.

El uso de un lenguaje de programación como en este caso fue *python*, ayuda a la creación de programas que de manera automática obtenga los valores iniciales del modelo, por lo que la gran cantidad de formulas y variables de este modelo no es problema cuando se tiene una rutina bien definida. Adicionalmente, es posible crear una rutina mas compleja para evitar el uso de el simulador ADS y con un solo programa obtener el modelo y el amplificador optimizado de manera automática.

Como se pudo notar, la obtención de un modelo no lineal es de gran ayuda para el diseño de amplificadores, ya que la posibilidad de optimizar las redes de adaptación en relativamente poco tiempo es de gran ayuda para el diseñador.

El hecho de utilizar un transistor en lugar de un interruptor ideal bajó de manera considerable la eficiencia del modelo y eso se puede atribuir a los elementos parásitos del transistor que hacen que no se comporte como un interruptor ideal.

REFERENCIAS

- [1] D. Ochoa-Armas, I. Lavandera-Hernández, D. Fernández-Ramón, J. R. Loo-Yau, M. Molina-Ceseña, C. Pérez-Wences, E. A. Hernández-Domínguez, J. A. Reynoso-Hernández, and P. Moreno, "A nonlinear empirical i/v model for gaas and gan fets suitable to design power amplifiers," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 31, no. 3, p. e22552, 2021. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/mmce.22552>
- [2] W. R. Curtice, "A mesfet model for use in the design of gaas integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, no. 5, pp. 448–456, May 1980.
- [3] T. B. Mader and Z. B. Popovic, "The transmission-line high-efficiency class-e amplifier," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 9, pp. 290–292, Sep. 1995.
- [4] A. García-Orsorio, J. R. Loo-Yau, J. A. Reynoso-Hernández, S. Ortega-C., and J. L. del Valle-Padilla, "An empirical i-v nonlinear model suitable for gan fet class f pa design," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 6, pp. 1256–1259, 2011. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/mop.25980>

- [5] Y. C. Chen, D. L. Ingram, H. C. Yen, R. Lai, and D. C. Streit, "A new empirical i-v model for hemt devices," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 10, pp. 342–344, Oct 1998.