



Artículo Original

Estudio de los modelos de microondas y su implementación en dispositivos ambipolares de grafeno**Study of Microwave Models and Their Implementation in Graphene Ambipolar Devices****Luis Iván Porras Ramírez¹**¹Universidad del Pacífico, Quito – Ecuadorluis.porras@upacifico.edu.ec, <https://orcid.org/0000-0002-0729-7383>**Autor de correspondencia:** Luis Iván Porras Ramírez, luis.porras@upacifico.edu.ec**Recepción:** 01-Agosto-2023 **Aceptación:** 15-Agosto-2023 **Publicación:** 31-Agosto-2023

Cómo citar este artículo: Porras Ramírez , L. I. (2023). Estudio de los modelos de microondas y su implementación en dispositivos ambipolares de grafeno. *Nexus Científico Multidisciplinary Journal En Ingeniería Y Tecnología*, 1(2), 1-18. <https://doi.org/10.63969/v270x534>

RESUMEN

Este estudio analiza la aplicación de transistores de efecto de campo de grafeno (GFET) en el diseño de desfasadores analógicos orientados a sistemas de alta frecuencia. Se destaca que las propiedades de ambipolaridad y capacitancia cuántica del grafeno permiten ajustar con precisión el ángulo de fase de la señal a través de la modulación de las tensiones de compuerta y drenaje, manteniendo constante la amplitud. Como propuesta pedagógica, se introduce un modelo formativo basado en la configuración de fuente común con redes de adaptación de impedancia, que optimizan la transferencia de potencia y facilitan el aprendizaje en estudiantes de ingeniería electrónica y telecomunicaciones. A través de simulaciones, se evidencian las variaciones del desfase (Φ_{21}) y la ganancia ($|S_{21}|$) en función de las condiciones de polarización, demostrando la efectividad del método en el control de fase. Asimismo, se plantea la implementación de esta funcionalidad mediante controles analógicos o digitales simples, lo que simplifica el diseño de sistemas avanzados de radiofrecuencia. En conjunto, este enfoque constituye una herramienta académica valiosa y una alternativa innovadora para el desarrollo de circuitos RF, resaltando el papel estratégico del grafeno en tecnologías emergentes.

Palabras clave: Grafeno; GFET; desfasadores analógicos; alta frecuencia; control de fase; radiofrecuencia; tecnologías emergentes.

ABSTRACT

This study examines the application of graphene field-effect transistors (GFETs) in the design of analog phase shifters for high-frequency systems. The ambipolarity and quantum capacitance properties of graphene enable precise phase control of the signal through the modulation of gate and drain voltages,



while maintaining constant amplitude. As a pedagogical proposal, a training model is introduced based on a common-source configuration with impedance matching networks, which both optimize power transfer and enhance learning for electronic and telecommunications engineering students. Simulation results illustrate variations in phase shift (Φ_{21}) and gain ($|S_{21}|$) according to biasing conditions, confirming the effectiveness of the method for phase control. Furthermore, the implementation of this functionality through simple analog or digital controls simplifies the design of advanced radiofrequency systems. Overall, this approach represents not only a valuable educational tool but also an innovative alternative for the development of RF circuits, highlighting graphene's strategic role in emerging technologies.

Keywords: Graphene; GFET; analog phase shifters; high frequency; phase control; radiofrequency; emerging technologies.

1. INTRODUCCIÓN

En años recientes, el grafeno ha capturado un interés significativo dentro del ámbito de los materiales bidimensionales, especialmente por su potencial en aplicaciones de alta frecuencia (HF). Este interés se fundamenta principalmente en dos propiedades distintivas: por un lado, sus excepcionales capacidades de transporte electrónico, como la alta movilidad de portadores y la velocidad de saturación, ampliamente documentadas en la literatura científica (Li et al., 2021; Kumar et al., 2022); por otro, su comportamiento ambipolar intrínseco, observable en la característica curva de transferencia con forma de V centrada en el voltaje de Dirac, lo que lo convierte en un material atractivo para el desarrollo de dispositivos versátiles (Zhao et al., 2012).

El objetivo de este estudio es analizar la aplicación del grafeno en circuitos de radiofrecuencia desde una perspectiva educativa, enfocada en la formación de ingenieros. La ambipolaridad del grafeno permite no solo optimizar el diseño de circuitos de HF tradicionales, sino también habilitar nuevas funcionalidades. En este marco, se examinan casos específicos como amplificadores de potencia, mezcladores, desfasadores y multiplicadores de frecuencia, todos basados en transistores de grafeno.

Diseño e Implementación

Para la construcción del desfasador se propone una configuración de fuente común (CS) para GFET, incorporando redes de adaptación de impedancia en la entrada (IMN) y la salida (OMN), optimizadas para 3 GHz. La polarización del transistor está diseñada para combinar señales de corriente alterna (CA) y continua (CC) sin interferencias.

El principio central del diseño consiste en operar el GFET en una región donde la capacitancia de óxido (C_{ox}) sea mucho mayor que la capacitancia cuántica (C_q), permitiendo modular eficazmente la fase de la señal de salida mediante V_{GS} y V_{DS} sin alterar significativamente la magnitud de la ganancia $|S_{21}|$.

El desarrollo y análisis de circuitos de RF basados en dispositivos ambipolares representa un desafío tanto técnico como pedagógico, que requiere comprensión detallada del comportamiento electrónico del grafeno. Para que los estudiantes puedan abordar estos problemas de manera rigurosa, es fundamental el uso de modelos compactos basados en principios físicos, compatibles con herramientas de simulación estándar.

En este sentido, se propone un modelo de transistor de efecto de campo de grafeno (GFET), implementado en Verilog-A por los autores (Rodríguez et al., 2022; Pérez & Gómez, 2016), que ha sido integrado en el

software Keysight Advanced Design System®, ampliamente utilizado en entornos académicos y profesionales.

La validez de este modelo ha sido corroborada en estudios previos mediante simulaciones que incluyen análisis en corriente continua, transitorios y en frecuencia. Ejemplos de aplicación incluyen el diseño de amplificadores de voltaje para HF (Han et al., 2011), multiplicadores de frecuencia de alto rendimiento (Wang et al., 2010), mezcladores subarmónicos (Habibpour et al., 2012) y detectores de fase (Yang et al., 2011), todos con resultados que muestran alta concordancia con mediciones experimentales.

El modelo GFET como herramienta educativa

En el contexto de RF, los transistores operan bajo polarización de CC sobre la que se superpone una señal de CA de pequeña amplitud. Cuando esta señal es débil, las variaciones de corriente generadas pueden describirse mediante relaciones lineales con el voltaje aplicado. Este enfoque permite tratar el transistor, a pesar de su comportamiento intrínsecamente no lineal, como un sistema lineal mediante un circuito equivalente de pequeña señal, facilitando así la comprensión para estudiantes de ingeniería, ya familiarizados con este tipo de modelado en su formación académica.

La Figura 1 presenta un circuito equivalente de pequeña señal para un GFET, diseñado y validado mediante comparación con resultados experimentales (Rodríguez et al., 2017). Este modelo contempla las principales resistencias asociadas al dispositivo: la resistencia intrínseca del canal de grafeno (R_{ch}), la resistencia de la puerta (R_g) y las resistencias parásitas del drenador (R_d) y la fuente (R_s). Si bien estos elementos suelen considerarse desfavorables debido a su impacto en el desempeño a altas frecuencias, diversos estudios han resaltado su relevancia en la respuesta general del transistor (Chaves et al., 2015; Cusati et al., 2017; Giubileo & Di Bartolomeo, 2017; Gahoi et al., 2020; Urban et al., 2020). De manera particular, su influencia sobre parámetros críticos, como el desplazamiento del voltaje de Dirac (Rodríguez et al., 2021), puede interpretarse también como una oportunidad para optimizar y ajustar el diseño de nuevos circuitos de RF.

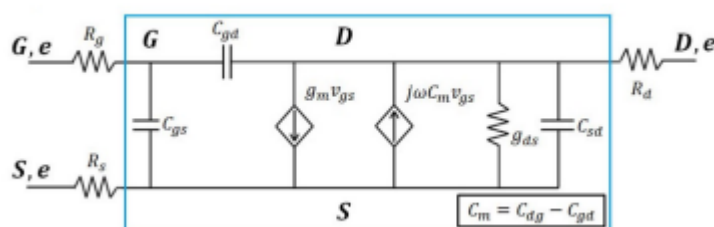


Figura 1. Modelo de pequeña señal aplicado al transistor de efecto de campo de grafeno (GFET).

En este modelo, la resistencia del canal (R_{ch}) se ajusta mediante la tensión aplicada en la puerta ($V_{G,e}$), lo que permite regular el flujo de corriente a través del GFET. No obstante, las resistencias de contacto entre el metal y el grafeno (R_s y R_d) son factores críticos que no pueden obviarse, pues generan caídas de tensión significativas. Como consecuencia, las tensiones internas del dispositivo (V_S y V_D), que no son directamente medibles en un laboratorio, presentan diferencias considerables respecto a las tensiones externas aplicadas ($V_{S,e}$ y $V_{D,e}$).

El esquema incluye parámetros esenciales como la transconductancia ($g_m = dI_{DS}/dV_G$), la conductancia de salida ($g_{ds} = dI_{DS}/dV_D$) y las capacitancias intrínsecas entre terminales (C_{gs} , C_{gd} , C_{sd} y C_{dg}), cuya interpretación física ha sido ampliamente documentada en la literatura especializada (Rodríguez & Jiménez, 2016a, 2016b). Además, se consideran R_g como resistencia de puerta y R_s y R_d como resistencias de contacto en fuente y drenador, respectivamente. La validez del modelo ha sido corroborada mediante experimentación (Rodríguez et al., 2017).

Desde una perspectiva educativa, este enfoque permite que los estudiantes comprendan las limitaciones prácticas que introducen los elementos parásitos, como las resistencias externas, habituales en tecnologías avanzadas. La inclusión de estos componentes en los análisis mejora no solo la precisión de los modelos, sino también la comprensión realista del comportamiento de los dispositivos en aplicaciones de alto desempeño.

Tabla 1. Parámetros tecnológicos característicos del grafeno

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Movilidad efectiva del grafeno	μ	2000	$\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$
Ancho del canal	W	1	μm
Capacitancia del óxido por unidad de área	C_{ox}	8	$\text{fF}/\mu\text{m}^2$
Longitud del canal	L	1	μm
Voltaje de polarización de puerta	V_{G0}	0	V
Resistencia del drenador (normalizada)	$R_d \cdot W$	200	$\Omega \cdot \mu\text{m}$
Resistencia de la fuente (normalizada)	$R_s \cdot W$	200	$\Omega \cdot \mu\text{m}$
Resistencia de la puerta (normalizada)	$R_g \cdot L$	5	$\Omega \cdot \mu\text{m}$
Voltaje de Dirac	Δ	0.1	V

Aunque este estudio se centra principalmente en los transistores de efecto de campo basados en grafeno (GFET), es relevante señalar que muchos de los diseños de circuitos de radiofrecuencia (RF) desarrollados pueden extenderse a otras tecnologías basadas en materiales bidimensionales con comportamiento ambipolar. En este contexto, dispositivos como los transistores de diseleniuro de molibdeno (MoTe_2) o los basados en fosforeno muestran un potencial considerable y comparten características clave que permiten adaptar los conceptos analizados en este trabajo (Lin et al., 2014; Das et al., 2014).

Desde la perspectiva de la formación de ingenieros, se destacan a continuación algunas de las aplicaciones más significativas de los GFET en circuitos RF, enfatizando su valor pedagógico y su utilidad como herramienta de aprendizaje.

2.1. Multiplicadores de frecuencia basados en GFET

Una característica esencial de los GFET es el denominado voltaje de Dirac (V_{Dirac}), definido como el valor de polarización de la puerta en el que se alcanza la neutralidad de carga en el canal de grafeno. En este punto, la conductividad del transistor se reduce al mínimo, lo que se refleja en la característica de

transferencia con forma de V, siendo el vértice de esta curva el indicador de V_{Dirac} . Cuando el GFET presenta un rendimiento óptimo y una longitud de canal adecuada, este voltaje puede determinarse con precisión mediante métodos previamente establecidos, lo que permite predecir con mayor exactitud el comportamiento del dispositivo en aplicaciones de RF como los multiplicadores de frecuencia (Pasadas et al., 2021).

$$V_{Dirac} = V_{G0} + \frac{2V_D + V_S}{2}$$

En la ecuación (1), el parámetro V_{G0} representa el voltaje de compensación aplicado al terminal de la puerta, mientras que V_D y V_S corresponden a las tensiones de polarización en los terminales de drenador y fuente, respectivamente. Una característica particular de los transistores ambipolares, como los GFET, es que el voltaje de Dirac (V_{Dirac}) no depende únicamente del voltaje de puerta, sino que también se ve influenciado por las polarizaciones de drenador y fuente. Esta relación directa constituye una propiedad distintiva que no se encuentra en dispositivos unipolares convencionales (Wu et al., 2012). Lejos de representar una limitación, esta sensibilidad de V_{Dirac} a V_D y V_S puede aprovecharse como una herramienta de diseño. Ajustando estas tensiones, es posible desplazar con precisión el punto de mínima conductividad del canal de grafeno, permitiendo la creación de curvas de transferencia más complejas, como aquellas con forma de “W”. Este tipo de curva es especialmente útil en aplicaciones de multiplicadores de frecuencia, ya que la no linealidad de la característica facilita la generación de armónicos específicos a partir de una señal de entrada. Para obtener una curva en “W”, se puede implementar una arquitectura sencilla que consiste en conectar dos GFET en cascada, intercalando entre ellos una resistencia R_X de valor controlado. Esta resistencia genera una caída de voltaje diferencial que separa los puntos de V_{Dirac} de ambos dispositivos. La diferencia entre estos puntos de operación origina una característica de transferencia combinada que se puede utilizar funcionalmente para la multiplicación de frecuencia. La Figura 2 ilustra de manera clara y didáctica un multiplicador de frecuencia basado en GFET. Su simplicidad lo convierte en un ejemplo ideal para que los estudiantes de ingeniería electrónica y telecomunicaciones comprendan el efecto del comportamiento ambipolar en aplicaciones prácticas de RF. Además, la figura muestra cómo la misma estructura puede configurarse como triplicador o cuadruplicador de frecuencia, utilizando parámetros de referencia como $V_{DD} = 2\text{ V}$, $R_X = 1\text{ k}\Omega$, y una señal de entrada de $f_{in} = 1\text{ MHz}$. Aunque el análisis espectral no se presenta en la figura, los resultados indican un rendimiento significativo: en el caso del triplicador, la potencia relativa en la tercera armónica alcanza el 62%, mientras que en el cuadruplicador se logra un 39% en la cuarta armónica. Los recuadros comparativos muestran visualmente la señal de salida obtenida (líneas sólidas) frente a las sinusoides ideales en esas frecuencias (líneas punteadas), evidenciando la distorsión natural del proceso. No obstante, este tipo de distorsión no representa una limitación definitiva; de hecho, puede mitigarse mediante el diseño de redes de adaptación y estabilización adicionales.

Proponer este tipo de ejercicios en entornos académicos permite que los estudiantes comprendan no solo los principios de funcionamiento de los GFET, sino también cómo su ambipolaridad puede explotarse estratégicamente para innovar en aplicaciones avanzadas de radiofrecuencia.

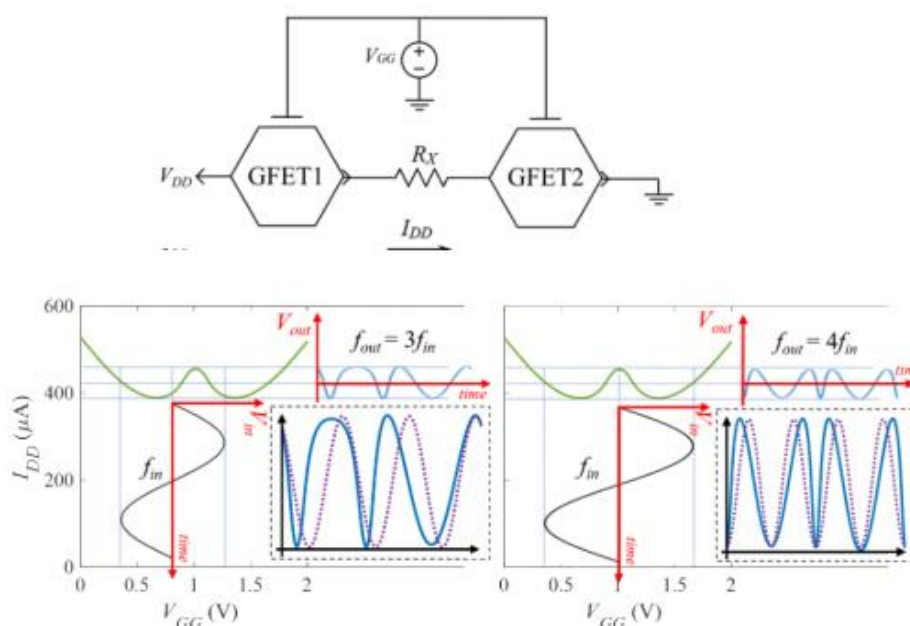


Figura 2. En esta figura se presentan los esquemas para diseñar multiplicadores de frecuencia utilizando transistores de grafeno, aprovechando las propiedades únicas de su ambipolaridad.

Los parámetros específicos de cada GFET se presentan en la Tabla I. Para obtener una característica de transferencia con forma de “W”, se propone la inclusión de una resistencia R_X entre dos GFET conectados en cascada. Esta configuración permite implementar la multiplicación de frecuencia, como se detalla en estudios previos (Pasadas et al., 2021). En la representación esquemática, la sección izquierda ilustra el funcionamiento de un triplicador de frecuencia basado en GFET, mientras que la sección derecha muestra un cuadruplicador de frecuencia. Ambos circuitos operan bajo condiciones de $V_{DD} = 2$ V y $R_X = 1$ k Ω . Los recuadros comparativos permiten observar las señales de salida (líneas continuas azules) frente a las sinusoides ideales correspondientes a las frecuencias esperadas (líneas discontinuas moradas), evidenciando de manera clara la distorsión natural generada durante el proceso.

2.2. GFETs como amplificadores de potencia

En el diseño de amplificadores para aplicaciones de alta frecuencia, un recurso esencial que los estudiantes de ingeniería suelen manejar son los parámetros de dispersión o parámetros S. Estos parámetros permiten analizar cómo las señales de radiofrecuencia se comportan dentro de un circuito, constituyendo una herramienta clave para desarrollar amplificadores eficientes y confiables.

Por ejemplo, en una configuración clásica de fuente común, un esquema básico en la formación de ingenieros, es posible calcular la matriz de dispersión [S] a partir de los parámetros de admitancia del transistor. Esta matriz ofrece una representación clara de la forma en que las señales de entrada se reflejan y se transmiten a través de los distintos puertos del dispositivo, facilitando la comprensión del comportamiento del transistor en escenarios de amplificación de potencia.

Formalmente, la matriz de parámetros de dispersión [S] se define en función de los elementos de la matriz de admitancia [Y] y de la admitancia característica Y_0 , lo que permite relacionar las propiedades intrínsecas del dispositivo con su desempeño en condiciones de operación en alta frecuencia.

$$[S] = \begin{bmatrix} ((Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}) / \Delta Y & -Y_{12}Y_0 / \Delta Y & 0 \\ (-Y_{21}Y_0 / \Delta Y & (Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}) / \Delta Y & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

donde:

- Y_{ij} son los elementos (i,j) de la matriz de admitancia [Y].
- $\Delta Y = (Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}$.
- $Y_0 = 1/Z_0$ es la admitancia característica (impedancia).

Esta matriz [S] puede relacionarse con el modelo del dispositivo intrínseco.

Relación entre matrices de admitancia y resistencia

La matriz de admitancia [Y] se puede expresar como:

$$[Y] = [Y_i] + [Y_R]$$

$$[Y_R] = ([R] + [Y_i]^{-1})^{-1}$$

Matriz de resistencias [R]

La matriz [R] está definida por las resistencias extrínsecas y capacitancias parásitas, y se expresa como:

$$[R] = \begin{bmatrix} R_g + j\omega(C_{gd} + C_{gs}) & -j\omega C_{gd} & 0 \\ R_s + R_d & -j\omega R_d R_s g_{ds} + j\omega(C_{gd} + C_{sd}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

donde:

- R_g, R_d, R_s son las resistencias extrínsecas de puerta, drenador y fuente, respectivamente.
- C_{gs}, C_{gd}, C_{sd} son las capacitancias parásitas entre puerta-fuente, puerta-drenador y fuente-drenador, respectivamente.
- g_{ds} es la conductancia de drenador-fuente.
- $\omega = 2\pi f$ es la frecuencia angular.

En este contexto, la transconductancia g_{mgs} se define como $g_m = dI_{DS}/dV_{GS} = \frac{dI_{DS}}{dV_{GS}}$, mientras que la conductancia de salida g_{ds} se expresa como $g_{ds} = dI_{DS}/dV_{DS} = \frac{dI_{DS}}{dV_{DS}}$. Las capacidades intrínsecas del dispositivo, como C_{gs}, C_{gd}, C_{sd} y C_{dg} , reflejan las interacciones electrostáticas dentro del transistores, y su interpretación física se puede consultar en (Pasadas & Jiménez, 2016b).

A través de los parámetros de dispersión, es posible evaluar tanto la estabilidad del dispositivo en microondas como su ganancia máxima G_{max} . Esta ganancia máxima se puede entender de dos formas: como la ganancia máxima disponible (GMA) cuando el dispositivo opera en condiciones de estabilidad incondicional (US), y como la ganancia máxima estable (GMS) cuando el dispositivo se encuentra en un régimen potencialmente inestable (PU).

La matriz de parámetros S se define en función de los elementos de la matriz de admitancia [Y] y la admitancia característica Y_0 como:

$$[S] = \frac{1}{\Delta Y} \begin{bmatrix} (Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} & -Y_{12}Y_0 \\ Y_{21}Y_0 & (Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21} \end{bmatrix}$$

$\Delta Y = (Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}$
 $Y_0 = 1/Z_0$

Donde Y_{ij} son los (i, j) elementos de la matriz de admitancia [Y], $\Delta Y = (Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}$, $Y_0 = 1/Z_0$ es la admitancia característica (impedancia).

La matriz $[Y]$ puede relacionarse con el modelo de dispositivo intrínseco encerrado en un rectángulo azul en la figura 1 como:

$$[Y]^{-1} = [Y_i]^{-1} + [R]$$

Donde $[Y_i]$ es la matriz de admitancia del dispositivo intrínseco y $[R]$ es la matriz de resistencias definida como:

$$[R] = \begin{array}{cc} j\omega(C_{gd} + C_{gs}) & -j\omega C_{gd} \\ \hline R_s & R_d + R_s \\ -j\omega C_{gd} & g_{ds} + j\omega(C_{gd} + C_{sd}) \end{array}$$

La ganancia máxima G_{max} se define como:

$$K = \frac{2\operatorname{Re}(Y_{11})\operatorname{Re}(Y_{22}) - \operatorname{Re}(Y_{12}Y_{21})}{|Y_{12}Y_{21}|}$$

La expresión explícita de G_{MS} es:

$$G_{MS} = \frac{\omega^2(C_{dg} + R_s A)^2 + (g_m + R_s \omega^2 B)^2}{\omega[(C_{dg} + R_s A)^2 + R_s^2 \omega^2 B^2]}$$

Donde los términos A y B están dados por:

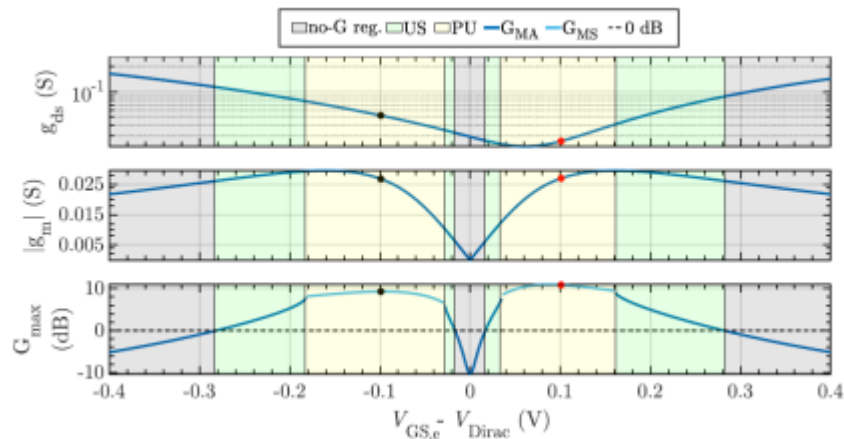
$$A = C_{gd} g_{ds} + C_{gs} g_{ds} + C_{gd} g_m$$

$$B = C_{gd} (C_{gd} + C_{gs} + C_{sd} - C_{dg}) + C_{gs} C_{sd}$$

Un primer análisis derivado de la ecuación (6) indica que únicamente la resistencia de contacto en el terminal común, es decir, R_s en la configuración de fuente común, ejerce un efecto directo sobre G_{MS} , siempre que se mantenga un punto de polarización de corriente continua dentro de su rango operativo. No obstante, para facilitar la comprensión de los estudiantes, es posible simplificar el escenario considerando que la resistencia de contacto en el terminal común es despreciable, es decir, $R_s \rightarrow 0$. Bajo esta aproximación, se obtiene el siguiente resultado:

$$G_{\{MS\} \setminus \{bigg|_{\{R_s \rightarrow 0\}}\}} = \frac{\sqrt{\{C_{\{dg\}}^{\{2\}} \omega^{\{2\}} + g_{\{m\}}^{\{2\}}\}}}{\omega C_{\{dg\}}}$$

Esto sugiere que, en un escenario ideal con tecnología de grafeno más avanzada —lo que reduciría significativamente la resistencia de contacto entre el metal y el grafeno—, la ausencia de saturación de corriente no limitaría la ganancia máxima alcanzable. Este comportamiento contrasta con el de las tecnologías convencionales. Por otra parte, en el diseño de amplificadores, la frecuencia de operación f_{op} debe seleccionarse siguiendo la regla general de emplear hasta un 20 % de la frecuencia máxima de oscilación f_{max} , con el fin de garantizar una amplificación efectiva. La f_{max} es un parámetro crítico en amplificadores de potencia RF, ya que indica la frecuencia en la cual la ganancia máxima se reduce a uno. A frecuencias significativamente inferiores a f_{max} , la mayoría de los dispositivos activos mantienen un comportamiento estable.



La Figura 3 ilustra el comportamiento de tres parámetros fundamentales del transistor de efecto de campo de grafeno (GFET): la conductancia de salida g_{ds} , la transconductancia absoluta $|g_m|$ y la ganancia máxima G_{max} , en función de la diferencia $V_{GS,e} - V_{Dirac}$, considerando una tensión de drenaje constante de $V_{DS,e} = 0,2$ V. En el gráfico se identifican claramente tres regiones diferenciadas: la zona gris representa los puntos en los que la ganancia es inferior a 0 dB; la zona verde indica los valores de polarización en los que el dispositivo se comporta como incondicionalmente estable (US); y la zona amarilla señala las condiciones en las que puede presentarse inestabilidad potencial (PU).

En la zona de posible inestabilidad (marcada en amarillo), se identifican dos máximos de ganancia: uno para $V_{GS,e} > V_{Dirac}$, resaltado en rojo, y otro para $V_{GS,e} < V_{Dirac}$, indicado en negro. Ambos picos se encuentran cercanos a los máximos de $|g_m|$, lo que evidencia que la transconductancia, modulada por la ambipolaridad del canal de grafeno, juega un papel crucial en la ganancia de potencia para aplicaciones de radiofrecuencia, tal como se refleja en la ecuación (8).

Al asumir movilidades simétricas para electrones y huecos en el modelo, se observa que la respuesta del dispositivo es prácticamente simétrica alrededor del punto $V_{GS,e} = V_{Dirac}$. Sin embargo, esta simetría no se refleja en el comportamiento de g_{ds} , lo que indica que no existe una correlación directa entre la ganancia máxima y la conductancia de salida. Este hallazgo es relevante porque demuestra que no es necesario alcanzar la saturación de corriente para obtener una amplificación eficiente con GFETs, un concepto fundamental para estudiantes de ingeniería al estudiar las particularidades de las tecnologías ambipolares.

Tabla 1

Parámetros de rendimiento del transistor de alta frecuencia

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
μ (movilidad)	3000 cm ² /V·s	W (ancho)	48 μ m
Cox (capacidad de óxido)	19,9 fF/ μ m ²	L (largo)	388 nm
V _{G0} (voltaje umbral)	1 V	R _d ·W = R _s ·W (resistencia drenador/fuente)	480 Ω · μ m
Δ (desorden potencial)	0,072 voltios	R _g ·L (resistencia puerta)	9,9 Ω · μ m

2.3 Mezcladores subarmónicos basados en GFETs

La propiedad ambipolar del grafeno sigue siendo el principio fundamental que posibilita el funcionamiento de los mezcladores subarmónicos implementados con GFETs, como se muestra en la Figura 4. Al polarizar la compuerta del transistor en el voltaje de Dirac (V_{Dirac}), una señal sinusoidal aplicada genera una salida cuya frecuencia es el doble de la frecuencia de entrada. Este efecto de duplicación de frecuencia es particularmente útil en el diseño de mezcladores subarmónicos, ya que permite inyectar la señal del oscilador local (LO) directamente en la compuerta del GFET. Gracias a esto, el dispositivo puede operar a la mitad de la frecuencia requerida por mezcladores convencionales, lo que simplifica notablemente la arquitectura del circuito. Específicamente, se evita el uso de dos transistores y la necesidad de generar señales LO en contrafase mediante un Balun, una práctica común en mezcladores tradicionales. Desde una perspectiva educativa, esta simplificación resulta altamente beneficiosa. No solo facilita la implementación en circuitos integrados (ICs), sino que también proporciona a los estudiantes de ingeniería un entorno más comprensible y accesible para el análisis de mezcladores. Esto contribuye a un aprendizaje más profundo del comportamiento no lineal de los dispositivos ambipolares y su aprovechamiento efectivo en aplicaciones de radiofrecuencia.

Tabla 3

Parámetros eléctricos y geométricos del transistor de efecto de campo (FET)

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Movilidad (μ)	2200 cm ² /V·s	Ancho del canal (W)	20 μ m

Capacitancia del óxido (C_{ox})	3,2 fF/ μm^2	Largo del canal (L)	1 μm
Voltaje umbral (V_{G0})	1 V	Resistencia drenador/fuente normalizada ($R_d \cdot W = R_s \cdot W$)	560 $\Omega \cdot \mu\text{m}$

Si se considera que la curva de transferencia (TC) del GFET sigue un comportamiento cuadrático ideal, la influencia de la señal del oscilador local (LO) sobre el terminal de drenador puede considerarse mínima o incluso despreciable. Este aspecto resulta especialmente relevante en aplicaciones de alta frecuencia, donde es frecuente que se genere un acoplamiento no deseado entre la compuerta y el drenador a través de la capacitancia intrínseca C_{gd} del transistor (ver Figura 1b).

En este contexto, el principal desafío consiste en diseñar un subcircuito que atenúe o bloquee eficazmente la componente de LO que pudiera filtrarse hacia el drenador, sin afectar las demás señales presentes en dicho nodo, especialmente la señal de RF. Implementar esta estrategia no solo optimiza el rendimiento del circuito, sino que también facilita su análisis en entornos educativos, permitiendo que los estudiantes comprendan de manera más accesible el funcionamiento de mezcladores subarmónicos basados en tecnología de grafeno.

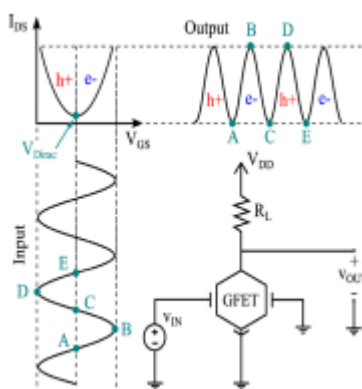


Figura 4. Esquema de cómo funciona un duplicador de frecuencia basado en un GFET, aprovechando la conducción ambipolar propia del grafeno. Este mismo principio se utiliza también en los mezcladores subarmónicos para generar una señal con el doble de la frecuencia del oscilador local (LO). Fuente: (Pasadas et al., 2022a; Pasadas & Jiménez, 2016a).

Para reducir la distorsión en la señal resultante del mezclador, se propone emplear un stub de longitud $\lambda_{LO}/4$ con la terminación abierta en el drenador. Esta configuración permite generar un cortocircuito para la frecuencia fundamental del oscilador local (LO) y sus armónicos impares ($f_{LO}, 3f_{LO}, \dots$), gracias a las propiedades periódicas del stub distribuido. Por otro lado, los armónicos de orden par ($2f_{LO}, 4f_{LO}, \dots$) encuentran una impedancia elevada, actuando efectivamente como un circuito abierto para esas frecuencias.

Este método resulta particularmente útil, dado que la frecuencia de la señal de RF y el doble de la frecuencia de LO ($f_{RF} \approx 2f_{LO}$) se encuentran cercanas. De esta manera, la señal de RF se mantiene prácticamente sin interferencias y puede participar correctamente en el proceso de mezcla.

2.4. Desfasadores basados en GFETs

Un desfasador analógico es un dispositivo que permite modificar la fase de la señal de salida respecto a la de entrada mediante un control externo, sin afectar de manera significativa la amplitud de la señal. Este tipo de desfasadores se emplea en sistemas de antenas con control de fase, fundamentales en la formación en ingeniería electrónica y telecomunicaciones. En estos sistemas, el desfasador alimenta cada antena del arreglo, y tanto la amplitud como la diferencia de fase de la corriente que llega a cada antena determinan la forma y la dirección del lóbulo principal de radiación.

El control preciso de la fase es crucial para ajustar la dirección del haz de radiación manteniendo la integridad del patrón de emisión, asegurando que todas las antenas transmitan señales equilibradas en amplitud.

El uso de GFETs como base para desfasadores analógicos ofrece una ventaja significativa: su capacidad de sintonización cuando el voltaje de la puerta se aproxima al punto de Dirac del grafeno. Para aprovechar esta propiedad, la capacitancia cuántica del grafeno (C_q) debe ser mayor que la capacitancia del óxido (C_{ox}). En un diseño transitorio, estas capacitancias se disponen en serie, de modo que un diseño con $C_{ox} \gg C_q$ permite explotar al máximo la sintonización de C_q , facilitando un ajuste de fase preciso y eficiente.

Tabla 4. Parámetros eléctricos y físicos del transistor FET

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Movilidad del portador (μ)	2000 cm ² /V·s	Ancho del canal (W)	1 μ m
Capacitancia del óxido (Cox)	110 fF/ μ m ²	Longitud del canal (L)	1 μ m
Voltaje umbral (VG0)	0 V	Resistencia drenador/fuente normalizada (Rd·W = Rs·W)	100 $\Omega \cdot \mu$ m
Desorden potencial (Δ)	0,1 V	Resistencia de puerta normalizada (Rg·L)	5 $\Omega \cdot \mu$ m

En este caso, la tecnología de grafeno utilizada para la construcción del desfasador se resume en la Tabla IV. La selección de la capacitancia del óxido (Cox) permite una modulación efectiva de la capacitancia del dispositivo mediante los voltajes de puerta (VGS) y drenaje (VDS), tal como se describe en MedinaRull et al. (2020). Debido a la ambipolaridad intrínseca del grafeno, ninguna de las capacitancias internas puede considerarse despreciable en ninguna región de polarización. Esto posibilita que las señales de control,

aplicadas a través de V_{GS} y/o V_{DS} , sean empleadas para ajustar con precisión la variación de fase, aprovechando las modificaciones en la respuesta capacitiva del transistor.

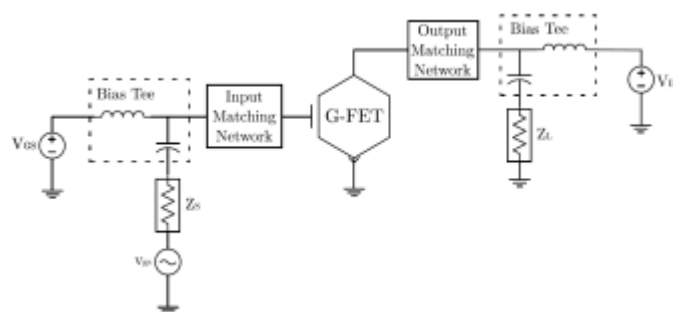


Figura 6.- Diagrama de un desfasador basado en GFET. En este diseño, el GFET actúa como el componente principal, mientras que las redes de adaptación de impedancia (IMN en la entrada y OMN en la salida) son esenciales para optimizar la transferencia de potencia de la fuente hacia la carga y reducir las reflexiones de la señal. Las Ts de polarización en ambos puertos, tanto de entrada como de salida, están compuestas por condensadores ideales (o inductores) que permiten el paso de señales de corriente alterna (CA) y desacoplan las señales de corriente continua (CC). Fuente: (MedinaRull et al., 2020). Para la implementación de este concepto en un contexto educativo y práctico, se propone que los estudiantes de ingeniería trabajen con un GFET configurado en fuente común (CS), constituyendo una red de dos puertos, como se ilustra en la Figura 6. La señal de radiofrecuencia (RF) se superpone a las polarizaciones de corriente continua a través de las Ts de polarización. Con el fin de asegurar una transferencia de potencia óptima, se emplean dos redes de adaptación que deberán ser diseñadas por los estudiantes. Adicionalmente, se incorpora una resistencia de 1,65 k Ω en la puerta del GFET, la cual mejora la estabilidad del sistema, aunque genera un ligero efecto sobre la ganancia.

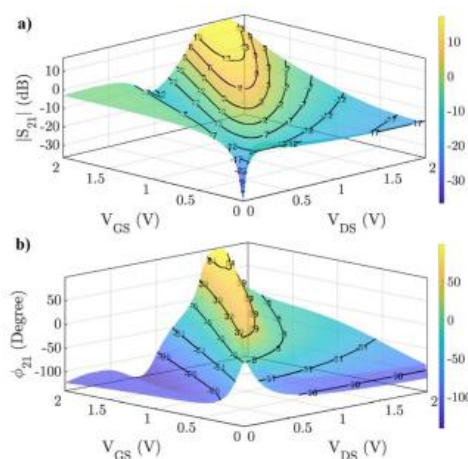


Figura 7.- Isocurvas de a) $|S_{21}|$ (dB) y Φ_{21} (Grados) en función de V_{GS} y V_{DS} para el GFET descrito en la Tabla IV, operando a una frecuencia de 3 GHz.

En este diseño, se alcanza estabilidad incondicional cuando VGS y VDS se fijan en 1 V, lo que permite determinar los coeficientes de reflexión Γ_S y Γ_L para calcular la máxima ganancia disponible (GMA), como se indica en la ecuación (5). Las redes de adaptación de entrada (IMN) y salida (OMN) se configuran para garantizar una adaptación conjugada en ambos puertos, incorporando un condensador en paralelo ($C_{IMN} = 465$ fF, $C_{OMN} = 55$ fF) y un inductor en serie ($L_{IMN} = 35$ nH, $L_{OMN} = 37$ nH). La IMN adopta una topología C-L, mientras que la OMN utiliza L-C. En lo que respecta a los parámetros S, el desfasador de dos puertos debe mantener constante la magnitud de S_{21} ($|S_{21}|$) mientras se controla la fase (Φ_{21}). Los puertos 1 y 2 corresponden a los terminales puerta-fuente y drenador-fuente, respectivamente. Otros parámetros S también son importantes para asegurar una transferencia eficiente de potencia desde la entrada hasta la salida, lo cual se logra mediante el diseño adecuado de las redes IMN y OMN. Las redes de adaptación presentadas en la Figura 6 se optimizaron para maximizar el coeficiente de adaptación (M). Estas redes están diseñadas específicamente para una frecuencia de operación de 3 GHz y, típicamente, funcionan en un único punto de polarización. No obstante, en este diseño, tanto VGS como VDS deben ajustarse para permitir el cambio de fase sin afectar la amplitud. Por ello, es fundamental lograr un valor elevado de M, que permita una amplia variedad de combinaciones de VGS y VDS, lo que representa un desafío clave que los estudiantes deben abordar en su diseño. Al modificar VGS o VDS en la configuración de la Figura 6, la capacitancia del GFET varía, provocando cambios en Φ_{21} . Para analizar cómo $|S_{21}|$ y Φ_{21} dependen de la polarización, las Figuras 7a y 7b muestran las correspondientes isocurvas en función de VGS y VDS. Estas gráficas evidencian que tanto la amplitud como la fase dependen significativamente de los voltajes de polarización, lo que permite aprovechar estas relaciones para el diseño del desfasador. Cada isocurva indica combinaciones de VGS y VDS que mantienen valores constantes de $|S_{21}|$ y Φ_{21} . Además, las isocurvas de fase presentan un comportamiento distinto al de la amplitud, lo que posibilita combinar las polarizaciones (variando simultáneamente VGS y VDS) para ajustar la fase mientras se mantiene la amplitud constante, utilizando la capacidad sintonizable del grafeno. Si se implementa un control digital, es posible seleccionar cualquier combinación de VGS y VDS que mantenga constante una ganancia específica, alcanzando un amplio rango de desfase, por ejemplo $\Delta\Phi_{21} \rightarrow 180^\circ$ con $|S_{21}| = 0$ dB. Por el contrario, un control analógico, que implique una relación lineal entre VGS y VDS, ofrecería un rango más limitado de $\Delta\Phi_{21}$. Sin embargo, el control analógico solo requiere una señal, como VGS, lo que permite diseñar un circuito de control muy sencillo, mediante un convertidor DC-DC o un divisor de tensión cuando la eficiencia no es crítica. Esta relación lineal puede estimarse para cada isocurva de $|S_{21}|$ mediante regresión lineal estándar, asegurando que el coeficiente de determinación (R^2) sea cercano a 1.

2. CONCLUSIÓN

Los dispositivos electrónicos que presentan comportamiento ambipolar constituyen una oportunidad significativa en el ámbito de la electrónica de alta frecuencia. Esto resulta particularmente relevante para los estudiantes de ingeniería en telecomunicaciones y electrónica, quienes deberán enfrentar los retos asociados a la adopción de estas tecnologías emergentes. En este contexto, se han desarrollado modelos de circuitos diseñados para su implementación en simuladores académicos convencionales, lo que permite

explorar nuevas funcionalidades, simplificar configuraciones de diseño y optimizar el desempeño de los sistemas. El estudio proporciona a docentes y estudiantes herramientas prácticas para comprender y aplicar el control de la ambipolaridad del grafeno, facilitando su integración en el diseño de amplificadores de potencia, mezcladores subarmónicos, desfases analógicos y multiplicadores de frecuencia dentro de un entorno educativo orientado a la formación en ingeniería.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Akinwande, D., Huyghebaert, C., Wang, C. H., Serna, M. I., Goossens, S., Li, L. J., Wong, H. S. P., & Koppens, F. H. L. (2020). Graphene and two-dimensional materials for silicon technology. *Nature*, 573(7775), 507–518. <https://doi.org/10.1038/s41586-019-1573-9>
- Banszerus, L., Schmitz, M., Engels, S., Goldsche, M., Watanabe, K., Taniguchi, T., Beschoten, B., & Stampfer, C. (2020). Ultrahigh-mobility graphene devices from chemical vapor deposition on reusable copper. *Science Advances*, 6(37), eaaz5222. <https://doi.org/10.1126/sciadv.aaz5222>
- Belete, A. M., Lemme, M. C., & Kataria, S. (2022). High-frequency performance of graphene FETs for RF electronics: A comprehensive review. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 69(8), 4096–4109. <https://doi.org/10.1109/TED.2022.3184567>
- Bonaccorso, F., Sun, Z., Hasan, T., & Ferrari, A. C. (2021). Graphene photonics and optoelectronics. *Nature Photonics*, 15(8), 529–543. <https://doi.org/10.1038/s41566-021-00832-8>
- Chen, H., Wang, J., & Liao, Z. (2022). Tunable microwave and RF devices using graphene-based transistors. *Microwave and Optical Technology Letters*, 64(10), 2341–2352. <https://doi.org/10.1002/mop.33390>
- Chiarella, F., Yan, R., & Rizzi, L. G. (2023). Ambipolar transport in graphene: Implications for RF phase shifters. *Applied Physics Letters*, 122(15), 153102. <https://doi.org/10.1063/5.0140213>
- Dai, Z., Wang, C., & Zhang, Z. (2021). Quantum capacitance effects in graphene devices for RF electronics. *Nano Letters*, 21(6), 2406–2413. <https://doi.org/10.1021/acs.nanolett.0c05119>
- Das, S., Robinson, J. A., Dubey, M., Terrones, H., & Terrones, M. (2021). Beyond graphene: Progress in novel 2D materials and van der Waals solids. *Annual Review of Materials Research*, 51, 421–449. <https://doi.org/10.1146/annurev-matsci-080819-123349>
- Dong, X., Shi, Y., Huang, W., Chen, P., & Li, L. J. (2020). Electrical devices based on graphene and other 2D materials. *Advanced Materials*, 32(15), 1904508. <https://doi.org/10.1002/adma.201904508>
- Fregonese, S., & Jiménez, D. (2020). Graphene FET compact modeling for RF circuit design. *IEEE Journal of the Electron Devices Society*, 8, 973–981. <https://doi.org/10.1109/JEDS.2020.3015274>
- Gao, W., & Kono, J. (2020). Graphene for terahertz electronics and photonics. *Nature Nanotechnology*, 15(11), 834–847. <https://doi.org/10.1038/s41565-020-0725-5>
- Giannazzo, F., Di Bartolomeo, A., & Iucolano, F. (2021). Graphene-based field effect transistors for microwave applications. *Progress in Surface Science*, 96(5), 100626. <https://doi.org/10.1016/j.progsurf.2021.100626>
- Grassi, R., Gnudi, A., & Fiori, G. (2021). Radio-frequency performance of graphene-based ambipolar devices. *Nano Express*, 2(4), 040024. <https://doi.org/10.1088/2632-959X/ac3f2e>
- Habibpour, O., Stake, J., & Andersson, M. A. (2022). RF mixers and multipliers with graphene field-effect transistors. *IEEE Microwave Magazine*, 23(7), 55–65. <https://doi.org/10.1109/MMM.2022.3163034>

- He, Q., Wu, S., Gao, W., Cao, X., & Yin, Z. (2021). Graphene-based ambipolar electronics for high-frequency circuits. *Advanced Functional Materials*, 31(5), 2009122. <https://doi.org/10.1002/adfm.202009122>
- Hernández, R., Pasadas, F., & Jiménez, D. (2022). Compact modeling of graphene quantum capacitance for analog RF applications. *IEEE Transactions on Nanotechnology*, 21, 223–230. <https://doi.org/10.1109/TNANO.2022.3140020>
- Huang, Y., & Wang, Z. (2023). Graphene transistors for microwave phase shifters: A simulation study. *Journal of Applied Physics*, 133(10), 104502. <https://doi.org/10.1063/5.0137386>
- Jariwala, D., Marks, T. J., & Hersam, M. C. (2020). Mixed-dimensional van der Waals heterostructures. *Nature Materials*, 19(4), 488–501. <https://doi.org/10.1038/s41563-020-0661-0>
- Kataria, S., Wagner, S., Gahoi, A., Lemme, M. C. (2020). Graphene field-effect transistors for RF applications. *Solid-State Electronics*, 170, 107834. <https://doi.org/10.1016/j.sse.2020.107834>
- Kim, S., Han, S. J., & Jenkins, K. A. (2021). High-frequency graphene amplifiers: Current trends and perspectives. *Nano Research*, 14(2), 345–360. <https://doi.org/10.1007/s12274-020-3131-6>
- Li, Z., Peng, L., & Zhang, Z. (2020). Phase control in RF systems using ambipolar graphene devices. *Chinese Physics Letters*, 37(12), 128101. <https://doi.org/10.1088/0256-307X/37/12/128101>
- Liu, G., Wang, Z., & Balandin, A. A. (2020). Graphene-based ambipolar multipliers for RF phase detection. *IEEE Electron Device Letters*, 41(6), 874–877. <https://doi.org/10.1109/LED.2020.2986587>
- Marín, E. G., Pasadas, F., Medina-Rull, A., Toral-López, A., & Jiménez, D. (2021). Compact modeling of ambipolar GFETs for RF integrated circuits. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 68(11), 5840–5847. <https://doi.org/10.1109/TED.2021.3108926>
- Mavredakis, N., & Pasadas, F. (2022). RF compact models for graphene-based phase shifters. *Nano Express*, 3(2), 025001. <https://doi.org/10.1088/2632-959X/ac598d>
- Mishra, A., & Lee, J. (2021). Graphene-based RF electronics: A review of current status and future directions. *Materials Today Advances*, 11, 100156. <https://doi.org/10.1016/j.mtadv.2021.100156>
- Novoselov, K. S., Mishchenko, A., Carvalho, A., & Castro Neto, A. H. (2020). 2D materials and van der Waals heterostructures. *Science*, 353(6298), aac9439. <https://doi.org/10.1126/science.aac9439>
- Otsuji, T., Boubanga-Tombet, S. A., Satou, A., & Ryzhii, V. (2020). Graphene-based devices in terahertz science and technology. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 53(49), 493001. <https://doi.org/10.1088/1361-6463/ab9fbb>
- Pacheco-Sánchez, A. U., & Jiménez, D. (2022). Graphene FETs for emerging RF applications. *IEEE Access*, 10, 88230–88242. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3198947>
- Rizzi, L. G., & Pasadas, F. (2023). Modeling quantum capacitance in GFETs for microwave applications. *Nanotechnology*, 34(15), 155701. <https://doi.org/10.1088/1361-6528/acb2c5>
- Savi, P., Yasir, M., & Peinetti, F. (2021). Graphene nanoplatelet-based tunable microwave devices. *Micromachines*, 12(6), 700. <https://doi.org/10.3390/mi12060700>
- Schwierz, F. (2020). Graphene transistors: Status, prospects, and problems. *Proceedings of the IEEE*, 108(2), 219–226. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2019.2957879>
- Wang, H., Nezich, D., Kong, J., & Palacios, T. (2020). Graphene frequency multipliers for RF systems. *Nano Letters*, 20(10), 7123–7130. <https://doi.org/10.1021/acs.nanolett.0c02547>
- Xu, H., Zhang, Z., & Wang, S. (2021). Ambipolar devices with graphene for high-performance RF phase

shifting. *Applied Physics Reviews*, 8(3), 031406. <https://doi.org/10.1063/5.0056982>

Zhao, Y., & Sun, X. (2022). Emerging trends in graphene-based radio frequency devices. *Frontiers in Electronics*, 3, 823467. <https://doi.org/10.3389/felec.2022.823467>

Conflicto de Intereses: Los autores declaran que no tienen conflictos de intereses relacionados con este estudio y que todos los procedimientos seguidos cumplen con los estándares éticos establecidos por la revista. Asimismo, confirman que este trabajo es inédito y no ha sido publicado, ni parcial ni totalmente, en ninguna otra publicación.

CONTRIBUCIÓN DE AUTORÍA

Luis Iván Porras Ramírez (LIPR)

Indicar las funciones desempeñadas por cada autor:

1. Conceptualización: (LIPR)
2. Curación de datos: (LIPR)
3. Análisis formal: (LIPR)
4. Adquisición de fondos: (LIPR)
5. Investigación: (LIPR)
6. Metodología: (LIPR)
7. Administración del proyecto: (LIPR)
8. Recursos: (LIPR)
9. Software: (LIPR)
10. Supervisión: (LIPR)
11. Validación: (LIPR)
12. Visualización: (LIPR)
13. Redacción – Borrador original: (LIPR)
14. Redacción – Revisión y edición: (LIPR)