



MODELOS DE MICROONDAS PARA DISPOSITIVOS AMBIPOLARES DE GRAFENO

Perspectiva de la docencia universitaria en ingeniería

Microwave Models for Graphene Ambipolar Devices: an Engineering Teaching Perspective

FRANCISCO PASADAS, ALBERTO MEDINA-RULL, ENRIQUE G. MARÍN
Laboratorio PEARL, Departamento de Electrónica y Tecnología de Computadores Universidad de Granada, España

KEYWORDS

Ambipolar
Engineering
Graphene
Mixer
Multiplier
Phase shifter
Power amplifier
Radio-frequency

ABSTRACT

In this article it implemented a set of circuit models to be exploited in conventional circuit simulators used in engineering degrees. The models capture the physics of the graphene-based transistors, characterized by the ambipolar conduction, and its resulting V-shaped transfer characteristics (current vs. gate voltage). These models can be exploited by the engineering students to explore ambipolar electronics opening the possibility to 1) redesigning and simplifying of conventional circuits; and 2) seeking of new functionalities in both analogue/RF and digital domains. In this regard, as an example by just considering that the V-shaped transfer characteristics behaves as a parabola, we present new insights for the design of graphene-based RF power amplifiers, mixers, phase shifters and frequency multipliers that specifically

PALABRAS CLAVE

Ambipolar
Amplificador de potencia
Desfasador
Grafeno
Ingeniería
Mezclador
Multiplicador
Radiofrecuencia

RESUMEN

En este trabajo, se implementan un conjunto de modelos que resuelven la física de los transistores basados en grafeno, capturando la conducción ambipolar y proporcionando las peculiares curvas de corriente frente a voltaje de puerta con forma de "V". Estas herramientas pueden ser potencialmente utilizadas por estudiantes de ingeniería para explorar la electrónica ambipolar, abriendo la posibilidad de 1) rediseñar y simplificar aplicaciones de microondas convencionales; y 2) buscar nuevas funcionalidades en el ámbito analógico y de alta frecuencia. A este respecto, como ejemplo, presentamos nuevos enfoques para el diseño de multiplicadores de frecuencia, amplificadores de potencia, mezcladores y desfasadores en radiofrecuencia que específicamente aprovechan la ambipolaridad

Recibido: 04/ 05 / 2022

Aceptado: 23/ 07 / 2022

1. Introducción

En el ámbito de los materiales bidimensionales, el grafeno es probablemente el candidato más atractivo para aplicaciones de alta frecuencia (HF, del inglés high frequency) debido a: 1) sus excepcionales propiedades de transporte, ejemplificadas en una velocidad de saturación y una movilidad de los portadores ultra altas (Norhakim et al., 2022; Saeed et al., 2021) y 2) una ambipolaridad intrínseca exhibida en una característica de transferencia (curva de voltaje de puerta frente a corriente) en forma de V, alrededor del punto de conductividad mínima, es decir, del voltaje de Dirac (Wang et al., 2012).

Este trabajo analiza el empleo del grafeno en circuitos de radiofrecuencia (RF) desde la perspectiva de la enseñanza de la ingeniería, poniendo especial interés en aprovechar la ambipolaridad para simplificar los circuitos convencionales de HF y para buscar nuevas funcionalidades. Específicamente presentamos aquí el estudio de amplificadores de potencia, mezcladores, desfasadores y multiplicadores de frecuencia basados en transistores grafeno.

2. Diseño de circuitos de RF basados en grafeno para futuros ingenieros

El diseño y análisis por parte de los futuros ingenieros de aplicaciones de RF basadas en un dispositivo ambipolar requiere de una descripción, basada en la física, del comportamiento del dispositivo electrónico, a un nivel compacto y analítico, que lo haga adecuado para simuladores de circuitos estándar.

Para ello, proponemos emplear el modelo de transistores de efecto de campo de grafeno (GFET) implementado en Verilog-A por alguno de los autores de este trabajo (Pasadas et al., 2022b; Pasadas & Jiménez, 2016b), incluyéndolo en el software comercial de simulación de circuitos de alta frecuencia Keysight Advanced Design System®.

Este modelo compacto GFET se ha validado exhaustivamente en trabajos previos (Pasadas et al., 2022a; Pasadas & Jiménez, 2016a) por ejemplo mediante la evaluación de las características de corriente continua, la respuesta transitoria y la respuesta de frecuencia de una variedad de circuitos basados en grafeno; como por ejemplo un circuito de amplificador de voltaje a alta frecuencia (Han et al., 2011), un multiplicador de frecuencia de alto rendimiento (Zhenxing Wang et al., 2010), un mezclador subarmónico (Habibpour et al., 2012) y un detector de fase (Yang et al., 2011), mostrando una muy buena concordancia entre mediciones y simulaciones.

2.1 El modelo de GFET para estudiantes de ingeniería

En aplicaciones de RF, los terminales del transistor se polarizan con una tensión de continua sobre la que se superpone un voltaje variable en el tiempo. Si la amplitud del voltaje es lo suficientemente pequeña, las componentes de corriente alterna resultantes pueden relacionarse linealmente con el voltaje alterno aplicado. De esta forma, un FET en principio no lineal puede tratarse como un circuito lineal formado por elementos concentrados, conocido como circuito equivalente de pequeña señal. Este principio de modelado de elementos no lineales, y en particular de los transistores, es conocido por los estudiantes de ingeniería. En la Figura 1 se muestra el circuito de pequeña señal derivado y validado frente a mediciones experimentales de un GFET (Pasadas et al., 2017)).

En este modelo se incluye la red resistiva equivalente de un GFET con la resistencia intrínseca del canal de grafeno (R_{ch}), la resistencia extrínseca de la puerta (R_g) y las resistencias extrínsecas de drenador (R_d) y fuente (R_s), que actualmente son elementos cruciales e indeseables que afectan al rendimiento de RF de los GFET (Chaves et al., 2015; Cusati et al., 2017; Gahoi et al., 2020; Giubileo & Di Bartolomeo, 2017; Urban et al., 2020), y pueden ser el origen de los cambios en el voltaje de Dirac (Pasadas et al., 2021), pero también un grado de libertad para el diseño de RF.

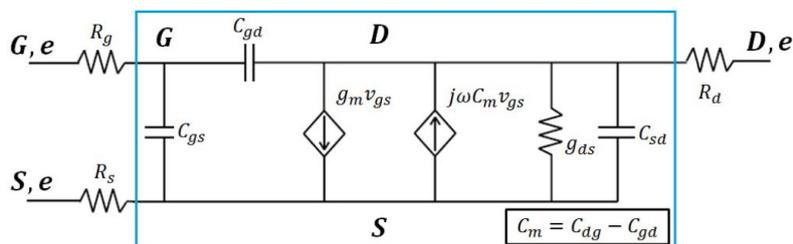


Figura 1. Esquema del modelo de pequeña señal del GFET. La modulación electrostática de la resistencia del canal (R_{ch}) se logra a través del terminal de puerta ($V_{G,e}$). Debido a las no despreciables resistencias de los contactos metal-grafeno (R_s y R_d), se produce una caída de potencial sustancial en ellas, tal que las tensiones intrínsecas (V_S y V_D), no accesibles en la práctica, son bastante diferentes de las externas ($V_{S,e}$ y $V_{D,e}$). Los elementos del modelo de pequeña señal del GFET son: la transconductancia $g_m = dIDS/dVG$; la conductancia de salida, $g_{ds} = dIDS/dVD$; y las capacidades intrínsecas C_{gs} , C_{gd} , C_{sd} y C_{dg} . El significado físico de los elementos se explica en las Refs. (Pasadas & Jiménez, 2016b, 2016a). R_g es la resistencia de

la puerta, y R_d y R_s representan las resistencias de contacto del drenador y la fuente, respectivamente. Fuente: (Pasadas et al., 2017)

En el modelo proponemos que los estudiantes tomen en cuenta las resistencias extrínsecas, para que se acostumbren a estos elementos parásitos que estarán presentes en las futuras tecnologías.

Para continuar con el análisis de circuitos basados en este dispositivo por parte de los estudiantes, primero presentamos los parámetros de la tecnología de grafeno. Estos parámetros eléctricos y físicos son bien conocidos por los estudiantes de ingeniería electrónica y de telecomunicaciones. La Tabla I los resume, donde μ representa la movilidad efectiva del portador; V_{G0} es el desplazamiento del voltaje de puerta; Δ modela la falta de homogeneidad del potencial electrostático debido a los *puddles* de huecos y de electrones (que es el origen de la concentración residual de portadores en el canal de grafeno); W y L son el ancho y largo del canal, respectivamente; y C_{ox} es la capacidad del óxido por unidad de área.

Tabla I.- Parámetros tecnológicos y físicos del FET de grafeno

Parametro	Valor	Parametro	Valor
μ	2000 cm ² /Vs	W	1 μ m
C_{ox}	8 fF/ μ m ²	L	1 μ m
V_{G0}	0 V	$R_d \cdot W = R_s \cdot W$	200 $\Omega \cdot \mu$ m
Δ	0.1 V	$R_g \cdot L$	5 $\Omega \cdot \mu$ m

Fuente: (Pasadas et al., 2021)

Aunque este trabajo se centra en los GFET, los diseños de RF específicos se pueden adoptar para otras tecnologías 2D ambipolares, como el fosforeno (Das et al., 2014) o los FET MoTe2 (Lin et al., 2014), entre otros. A continuación, resumimos las principales aplicaciones de los GFET en circuitos de RF para la enseñanza en ingeniería.

2.1. Circuitos multiplicadores de frecuencias basados en GFETs

El voltaje de Dirac (V_{Dirac}) de un GFET se define como la polarización de la puerta que establece la condición de neutralidad de carga en el canal de grafeno, es decir, la polarización de la puerta que da como resultado una conductividad mínima y, por lo tanto, se ubica fácilmente en el vértice de la característica de transferencia (TC) en forma de V del GFET. Para un GFET de canal largo con buen comportamiento, podemos estimar V_{Dirac} de acuerdo con la Ref. (Pasadas et al., 2021) como:

$$V_{Dirac} = V_{G0} + \frac{V_D + V_S}{2} \tag{1}$$

donde V_{G0} es el voltaje de compensación en la puerta, y V_D y V_S son las polarizaciones de los terminales de drenador y fuente, respectivamente. La dependencia de V_{Dirac} en la ecuación (1) con V_D y V_S es una característica única en dispositivos con transporte ambipolar (Wu et al., 2012).

Según la ecuación (1), es posible modificar el V_{Dirac} de un GFET sintonizando V_D y V_S . De esta manera, podemos aprovechar este aparente problema causado por la ambipolaridad para construir una curva de transferencia en forma de W que nos sirva finalmente para construir un multiplicador de frecuencia de RF. Para hacerlo, se puede incluir una resistencia concentrada (R_x) entre dos GFET conectados en cascada para producir una separación controlada de la tensión V_{Dirac} de cada GFET (proporcional a la caída de voltaje real en R_x) dando lugar a un TC en forma de W que se puede aprovechar para multiplicación de frecuencia. La Figura 2 muestra un esquema del multiplicador de frecuencia basado en GFET. Se trata de un circuito muy simple cuyo estudio es apto para cualquier estudiante de electrónica de radiofrecuencia en un grado de ingeniería. La Figura también muestra un esquema del principio de funcionamiento de un triplicador y cuadruplicador de frecuencia basado en la TC en forma de W para $V_{DD} = 2V$ y $R_x = 1k\Omega$. Considerando una frecuencia de entrada de $f_{in} = 1MHz$, el análisis del espectro de potencia de salida (que no se muestra aquí) indica que para el triplicador de frecuencia la potencia relativa de RF a la frecuencia triple de la fundamental ($3f_{in}$) es del 62%, mientras que el cuadruplicador de frecuencia la potencia relativa en la cuádruple frecuencia fundamental ($4f_{in}$) es del 39%. Los recuadros en la Figura 2 muestran una comparación entre las señales de salida predichas (sólidas) y las sinusoides puras en las frecuencias correspondientes (discontinuas), mostrando una distorsión evidente. No obstante, el rendimiento de los multiplicadores de frecuencia basados en GFET se puede mejorar mediante redes de estabilidad y adaptación adicionales cuyo diseño está destinado a ser realizado por estudiantes de ingeniería. Este ejercicio enfatizará la importancia de la idea del control preciso de la ambipolaridad de GFET y su uso para el desarrollo de aplicaciones más sofisticadas de RF.

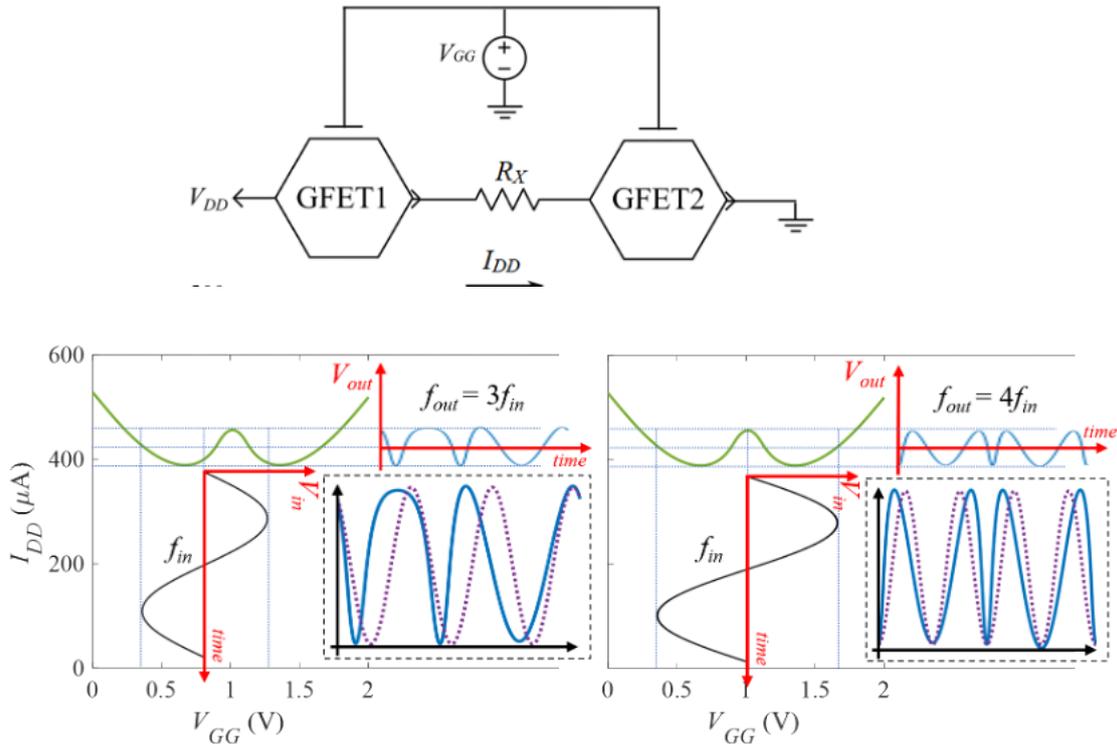


Figura 2.- Esquemas propuestos para construir multiplicadores de frecuencia basados en grafeno aprovechando la ambipolaridad del grafeno. Cada GFET se describe en la Tabla I. Se propone la inclusión de una resistencia, R_X , entre dos GFET en cascada para originar características de transferencia en forma de W que pueden aprovecharse para la multiplicación de frecuencia de acuerdo con (Pasadas et al., 2021). Principio de funcionamiento para el triplicador de frecuencia basado en GFET (izquierda) y cuadruplicador (derecha) basado en el TC en $V_{DD}=2V$ y $R_X=1k\Omega$. Recuadro: (líneas continuas azules). Señales de salida del triplicador de frecuencia (izquierda) y cuadruplicador (derecha) en comparación con (líneas discontinuas de color púrpura) sinusoides puros en las frecuencias correspondientes. Fuente: (Pasadas et al., 2021).

2.2. GFETs como amplificadores de potencia

Para aplicaciones de alta frecuencia, y en concreto para el diseño de amplificadores, es útil emplear los parámetros S o de *scattering* que son conocidos por los estudiantes de ingeniería. Estos se obtienen aplicando el análisis de red de microondas al circuito equivalente. Por ejemplo, en una configuración de fuente común de un FE, que es bien conocida por los estudiantes de ingeniería, obtenemos la matriz de dispersión ([S]) siguiente a partir de los parámetros de admitancia:

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

donde Y_i, Y_j son los (i, j) elementos de la matriz de admitancia ($[Y] = [Y]$), $\Delta Y = (Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}$, $Y_0 = 1/Z_0$, $Y_0 = 1/Z_0$ es la admitancia característica (impedancia). $[Y]$ se puede relacionar con el modelo de dispositivo intrínseco encerrado en un rectángulo azul en la Figura 1 como:

$$[Y]^{-1} = [Y_i]^{-1} + [R] \quad 0$$

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

$$[R] = \begin{bmatrix} R_g & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad 0$$

Aquí, $g_m = dI_{DS} = dV_G$ es la transconductancia, $g_{ds} = dI_{DS} = dV_D$ respresenta la conductancia de salida, y C_{gs} , C_{gd} , C_{sd} y C_{dg} son las capacidades intrínsecas. El significado físico de los elementos se resume en la Ref. (Pasadas & Jiménez, 2016b).

A partir de [S] podemos estudiar la estabilidad de microondas y la ganancia máxima G_{max} del dispositivo. La ganancia máxima se define como la ganancia máxima disponible (G_{MA}) cuando el dispositivo es incondicionalmente estable (US) y como la ganancia máxima estable (G_{MS}) cuando el dispositivo es potencialmente inestable (PU):

$$G_{max} = \begin{cases} G_{MA} & \text{US} \\ G_{MS} & \text{PU} \end{cases} \quad 0$$

donde $K = \frac{2\Re(Y_{11})\Re(Y_{22}) - \Re(Y_{21}Y_{12})}{|Y_{21}Y_{12}|}$, $K = \frac{2\Re(Y_{11})\Re(Y_{22}) - \Re(Y_{21}Y_{12})}{|Y_{21}Y_{12}|}$. La expresion explícita de G_{MS} es:

$$G_{MS} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{\omega^2(C_{dg} + R_s A)^2 + (g_m + R_s \omega^2 B)^2}{(C_{dg} + R_s A)^2 + R_s^2 \omega^2 B^2}} \quad 0$$

Donde los términos A y B están dados por:

$$\begin{cases} A = C_{gd}g_{ds} + C_{gs}g_{ds} + C_{gd}g_m \\ B = C_{gd}(C_{gd} + C_{gs} + C_{sd} - C_{dg}) + C_{gs}C_{sd} \end{cases} \quad 0$$

La primera observación de la ecuación (6) es que solo la resistencia de contacto en el terminal común (es decir, R_s en la configuración de fuente común) afecta explícitamente a G_{MS} dado un punto de polarización de corriente continua operativo. Sin embargo, para mostrar un escenario más simple a los estudiantes, podemos considerar una resistencia de contacto despreciable en la terminal común, es decir, $R_s \rightarrow 0$, logramos:

$$G_{MS}|_{R_s \rightarrow 0} = \frac{\sqrt{C_{dg}^2 \omega^2 + g_m^2}}{\omega C_{dg}} \quad 0$$

que no muestra dependencia de g_{ds} . Esto significa que, en un escenario ideal, donde se lograra una tecnología de grafeno más madura (y por lo tanto la resistencia de contacto metal-grafeno se redujese considerablemente), la falta de saturación de corriente no afectaría a la ganancia estable máxima que se puede alcanzar. Esto es diferente a las tecnologías convencionales. Además, en el caso del diseño de un amplificador, la frecuencia de operación, f_{op} , debe seguir la regla general de emplear hasta un 20% de la f_{max} para garantizar una amplificación práctica suficiente. La frecuencia máxima de oscilación, f_{max} , es una figura de mérito típica en amplificadores de potencia de RF y es la frecuencia a la que la ganancia máxima se hace la unidad: $|G_{max}|_{f_{max}} = |G_{max}|_{f_{max}} = 1$. En esas frecuencias, suficientemente por debajo de f_{max} , la gran mayoría de los dispositivos activos son potencialmente inestables, siendo el G_{MS} la ganancia que rige el diseño.

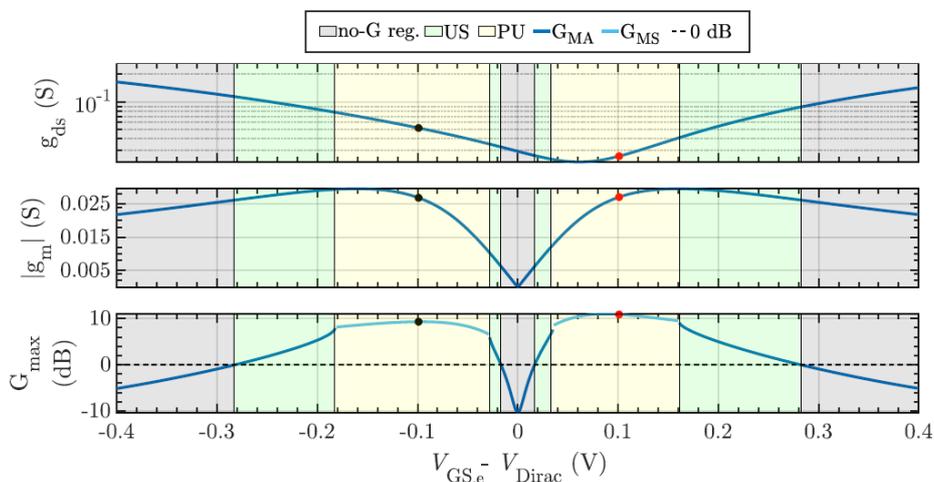


Figura 3.- Conductancia de salida, g_{ds} ; transconductancia, $|g_m|$; y ganancia máxima, G_{max} , en función de $V_{GS,e} - V_{Dirac}$, para $V_{DS,e} = 0.2V$. Leyenda: no-G reg. (sombreado gris): sin ganancia; US (sombreado verde): incondicionalmente estable; PU (sombreado amarillo): potencialmente inestable.

La Figura 4 muestra la conductancia de salida, g_{ds} ; el valor absoluto de la transconductancia, $|g_m|$; y la ganancia máxima, G_{max} , en función de $V_{GS,e} - V_{Dirac}$ a un $V_{DS,e} = 0,2$ V fijo para la tecnología de grafeno descrita en la Tabla II. Las regiones grises representan la polarización para la cual la ganancia es inferior a 0 dB. Las regiones verdes señalan los valores de polarización en los que el dispositivo es incondicionalmente estable (US) y las regiones amarillas representan los valores de polarización en los que el dispositivo es potencialmente inestable (PU).

En las regiones amarillas de la Figura 4, se pueden encontrar dos máximos de ganancia en el gráfico G_{max} para $V_{GS,e} > V_{Dirac}$ y $V_{GS,e} < V_{Dirac}$ (puntos resaltados en rojo y negro, respectivamente). Ambos máximos (puntos rojo y negro) se ubican cerca de los valores máximos de $|g_m|$, poniendo de manifiesto que este parámetro de transporte, que es causado por la ambipolaridad, conduce a la ganancia de potencia en RF, de acuerdo con la ecuación (8). Esos máximos son el objetivo de los futuros ingenieros electrónicos y de telecomunicaciones. De hecho, como nuestro modelo considera las mismas movilidades de electrones y huecos, se puede observar un comportamiento simétrico alrededor del punto donde $V_{GS,e} = V_{Dirac}$ excepto por el gráfico g_{ds} , que señala la falta de una fuerte correlación entre G_{max} y g_{ds} , y demuestra que la saturación de corriente no es obligatoria para la amplificación de potencia basada en GFETs, lo que se convierte en el principal aspecto que los estudiantes deben aprender de las tecnologías ambipolares.

Tabla II.- Parámetros tecnológicos y físicos del FET de grafeno como amplificador de potencia

Param.	Valor	Param.	Valor
μ	3000 cm ² /Vs	W	48 μ m
C	19.9 fF/ μ m ²	L	388 nm
V_{G0}^{ox}	1 V	$R_d \cdot W = R_s \cdot W$	480 $\Omega \cdot \mu$ m
Δ	0.072 V	$R_s \cdot L$	9.9 $\Omega \cdot \mu$ m

Fuente: (Pasadas et al., 2022a; Pasadas & Jiménez, 2016a)

2.3. Mezcladores subarmónicos basados en GFETs

La propiedad clave que se aprovecha en un mezclador subarmónico basado en GFET es, una vez más, la conducción ambipolar del grafeno, que se ilustra en la Fig. 4. Cuando la puerta está polarizada a V_{Dirac} , una entrada sinusoidal, se produce una salida que duplica la frecuencia de la entrada. Para aprovechar al máximo este comportamiento para el diseño de mezcladores, este efecto de duplicación de la frecuencia se utilizará con la señal del oscilador local (LO) aplicada a la puerta, permitiendo así el funcionamiento subarmónico ya que sólo se necesita la mitad de la frecuencia de LO en la entrada. Esto reduce la complejidad del circuito al usar solo uno en lugar de dos transistores, y por tanto evitar la necesidad de introducir dos señales de oscilador local (LO) fuera de fase con un Balun (Maas, 1986), lo que simplifica el proceso de fabricación de circuitos integrados (ICs) y, lo que es más importante, el análisis desde una perspectiva de la enseñanza de ingeniería.

Tabla III.- Parámetros físicos y eléctricos de la tecnología de grafeno usada para el mezclador

Param.	Valor	Param.	Valor
μ	2200 cm ² /Vs	W	20 μ m
C	3.2 fF/ μ m ²	L	1 μ m
V_{G0}^{ox}	1 V	$R_d \cdot W = R_s \cdot W$	560 $\Omega \cdot \mu$ m
Δ	0.116 V	$R_s \cdot L$	21 $\Omega \cdot \mu$ m

Fuente: (Pasadas et al., 2022a; Pasadas & Jiménez, 2016a)

Si se supone un comportamiento perfectamente cuadrático de la curva de TC del GFET, la contribución de la señal de LO en el terminal de drenador puede considerarse despreciable. Esto es esencial cuando el rango de frecuencias considerado es lo suficientemente alto como para que pueda esperarse un acoplamiento significativo entre la puerta y el drenador a través de la capacidad intrínseca del FET entre la puerta y el drenador C_{gd} (cf. Fig. 1b). La cuestión, por tanto, es encontrar un subcircuito adecuado que pueda cumplir esta función sin afectar al resto de las frecuencias en el drenador, fundamentalmente la componente de RF.

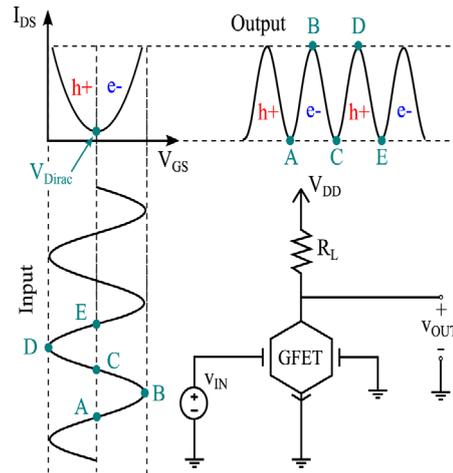


Figura 4.- Principio de funcionamiento de un duplicador de frecuencia basado en GFET, basado en la conducción ambipolar inherente al grafeno. El mismo concepto se aprovecha en los mezcladores subarmónicos para generar una componente de mayor frecuencia al doble de la frecuencia LO. Fuente: (Pasadas et al., 2022a; Pasadas & Jiménez, 2016a).

A este respecto, proponemos el uso de un stub $\lambda_{LO}/4$ acabado en abierto en el drenador para reducir eficazmente la distorsión de la señal mixta. Esto permite no sólo cortocircuitar la frecuencia fundamental de LO, sino también (idealmente) cada múltiplo impar ($f_{LO}, 3f_{LO}, \dots$) debido al comportamiento periódico del elemento distribuido. Por el contrario, en los componentes de orden par ($2f_{LO}, 4f_{LO}, \dots$), se genera un circuito abierto. Así, debido a la proximidad de las frecuencias de RF y del doble de las frecuencias de LO ($f_{RF} \approx 2f_{LO}$), la RF no se ve prácticamente afectada: este aspecto es crítico para permitir que una señal de entrada de RF máxima llegue al transistor y participe en el proceso de mezcla.

2.4. Desfasadores basados en GFETs

Un desfasador analógico es un circuito que produce un desfase en la señal de salida con respecto a la señal de entrada, dictado por una señal de control, mientras que la amplitud de la salida se atenúa mínimamente por un factor constante. En un conjunto de antenas de fase controlada, que es un sistema que deben abordar los ingenieros electrónicos y de telecomunicaciones, el desfasador alimenta cada elemento del conjunto, de forma que la amplitud y la diferencia de fase de la corriente de entrada en cada elemento determinan la forma y la dirección del lóbulo principal de radiación, respectivamente. Por lo tanto, para un diseño adecuado del array, es de suma importancia poder seleccionar la dirección del lóbulo principal (cambiando las fases relativas entre las señales de entrada de las antenas), mientras se mantiene inalterada la forma del patrón de radiación (manteniendo equilibradas las amplitudes de las señales de todos los elementos).

La propiedad inspiradora de un GFET que lo postula como candidato a ser el núcleo de un desfasador analógico activo es la capacidad sintonizable del grafeno cuando el voltaje de puerta está alrededor del punto de Dirac (Xia et al., 2009). Para aprovechar esta propiedad inherente, la capacidad cuántica del grafeno, C_q , debe ser dominante sobre la capacidad del óxido C_{ox} . En una estructura de transistor, C_{ox} y C_q trabajan en serie (Moldovan et al., 2016) y, por tanto, un diseño con $C_{ox} \gg C_q$ permite aprovechar la sintonización de C_q .

Tabla IV.- Parámetros físicos y eléctricos de la tecnología de grafeno usada para el desfasador

Param.	Value	Param.	Value
μ	2000 cm ² /Vs	W	1 μ m
C_{ox}	110 fF/ μ m ²	L	1 μ m
V_{G0}	0 V	$R_d \cdot W = R_s \cdot W$	100 $\Omega \cdot \mu$ m
Δ	0.1 V	$R_g \cdot L$	5 $\Omega \cdot \mu$ m

Fuente: (Medina-Rull et al., 2020)

En este contexto, la tecnología de grafeno considerada para el diseño del desfasador se describe en la Tabla IV. La elección de C_{ox} garantiza una gran modulación de la capacidad con V_{GS} y V_{DS} , tal y como se recoge en (Medina-Rull et al., 2020). La ambipolaridad del grafeno hace que no se pueda despreciar ninguna de las capacidades intrínsecas en ninguna región de polarización. Por lo tanto, una señal de control basada en V_{GS} y/o V_{DS} puede

ser eventualmente aprovechada para la operación de cambio de fase a través de la variación de la respuesta capacitiva del dispositivo.

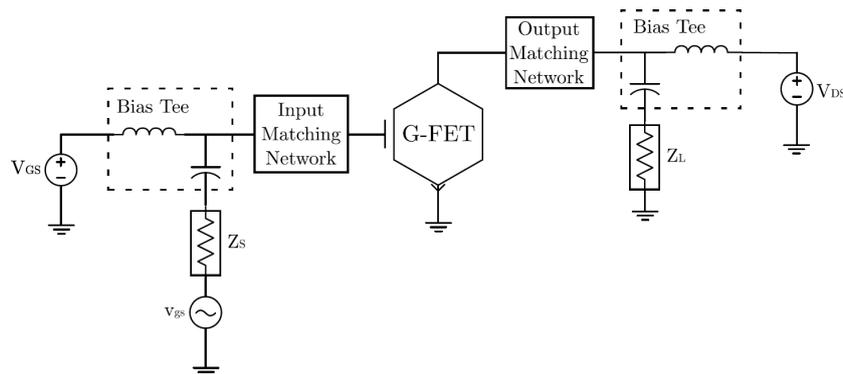


Figura 6.- Esquema de un desfasador basado en un GFET. El GFET se utiliza como elemento activo. La IMN y la OMN permiten maximizar la transferencia de potencia de la fuente a la carga y, al mismo tiempo, minimizar la reflexión de la señal en la carga. Se consideran Ts de polarización en los puertos de entrada y salida, cada uno de los cuales consiste en un condensador ideal (inductor) para permitir el paso de la CA (CC) pero desacoplando la señal de CC (CA). Fuente: (Medina-Rull et al., 2020).

Para poner en práctica este concepto utilizando grafeno por parte de los futuros ingenieros, proponemos un GFET que funcione en configuración de fuente común (CS), formando así una red de dos puertos como se muestra en la Fig. 6. La señal de RF y las polarizaciones de corriente continua se combinan mediante el uso de Ts de polarización. Para lograr una buena transferencia de potencia, se emplean dos redes de adaptación que deben ser diseñadas por los estudiantes; y finalmente se añade una resistencia de 1,65 kΩ a la puerta del GFET con el fin de ganar estabilidad (a costa de algunas pérdidas de ganancia).

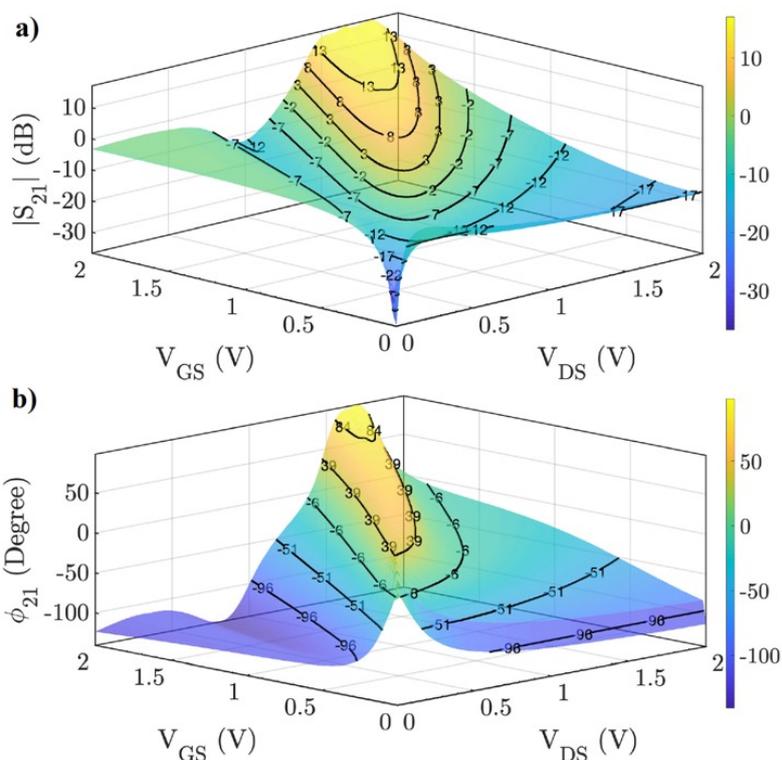


Figura 7.- Gráficas isocurvas de a) $|S_{21}|$ (dB) y Φ_{21} (Degrees) en función de V_{GS} y V_{DS} para el GFET descrito en la Tabla IV para una frecuencia de operación de 3GHz.

En este diseño, se consigue una estabilidad incondicional para V_{GS} y $V_{DS} = 1$ V, lo que permite calcular los coeficientes de reflexión " Γ_s " y " Γ_L " para la máxima ganancia disponible G_{MA} (véase la ecuación (5)). Las redes de

adaptación de entrada y salida (IMN y OMN, respectivamente) están diseñadas para producir una adaptación conjugada en ambos puertos, resultando en ambos casos en un condensador en paralelo ($C_{\text{IMN}} = 465 \text{ fF}$, $C_{\text{OMN}} = 55 \text{ fF}$) y un inductor en serie ($L_{\text{IMN}} = 35 \text{ nH}$, $L_{\text{OMN}} = 37 \text{ nH}$). El IMN está configurado en una topología C-L mientras que el OMN está configurado en una topología L-C.

En cuanto a los parámetros de dispersión, un desfasador de dos puertos que alimente a cada antena debe ser capaz de mantener constante la magnitud de S_{21} ($|S_{21}|$) mientras sintoniza su fase de forma controlada (Φ_{21}), donde los puertos 1 y 2 del sistema se refieren aquí a los terminales puerta-fuente y drenador-fuente, respectivamente. El resto de los parámetros S también son importantes para garantizar una transferencia de potencia aceptable de la entrada a la salida y se abordan mediante el diseño adecuado de la IMN y la OMN.

En particular, IMN y OMN en la Fig. 6 se optimizan para conseguir un valor del coeficiente de adaptación (M) lo más alto posible. Las redes de adaptación se diseñan para una frecuencia de funcionamiento (3 GHz para nuestro ejemplo) y, generalmente, para un único punto de polarización, pero en este caso, tanto V_{GS} como V_{DS} del GFET tienen que cambiar para permitir el cambio de fase manteniendo una amplitud constante, por lo que es crucial tener un valor de M alto para una gran ventana de combinaciones de V_{GS} o V_{DS} , que será un requisito específico impuesto a los estudiantes para un diseño adecuado.

En el diseño de la Fig. 6, esperamos que, al cambiar V_{GS} o V_{DS} , la capacidad del GFET varíe y también lo haga Φ_{21} . El interés del diseño es mantener al mismo tiempo un $|S_{21}|$ constante. Para entender mejor las dependencias de $|S_{21}|$ y Φ_{21} con respecto a la polarización, la Fig. 7a-b representa sus correspondientes isocurvas en función de V_{GS} y V_{DS} . Como se puede observar, tanto $|S_{21}|$ como Φ_{21} muestran una fuerte dependencia de V_{GS} y V_{DS} lo que puede ser aprovechado para el diseño del desfasador. Cabe destacar que cada isocurva de la Fig. 7a b proporciona una combinación $V_{\text{GS}} - V_{\text{DS}}$ que garantiza un $|S_{21}|$ y Φ_{21} constantes, respectivamente. Además, las isocurvas de fase muestran una dependencia diferente de $V_{\text{GS}} - V_{\text{DS}}$ en comparación con las isocurvas de amplitud, lo que muestra la posibilidad de aplicar una combinación de polarización (es decir, una variación simultánea tanto de V_{GS} como de V_{DS}) que, aprovechando la capacidad de sintonizable del grafeno, produciría una amplitud constante mientras la fase se modifica adecuadamente, pudiendo por tanto usar el GFET como un desfasador.

Si se utiliza un control puramente digital, es decir, permitiendo cualquier combinación posible de $V_{\text{GS}} - V_{\text{DS}}$ que proporcione una ganancia específica constante, se obtendrían grandes rangos de desfase, por ejemplo, $\Delta\Phi_{21} \approx 180^\circ$ manteniendo $|S_{21}| = 0 \text{ dB}$. Si se considera un control analógico, es decir, se fuerza, por ejemplo, una relación lineal entre V_{GS} y V_{DS} , el rango de $\Delta\Phi_{21}$ disminuye. Sin embargo, el control analógico dependería sólo de una señal, por ejemplo, V_{GS} , y se requeriría un circuito de control extraordinariamente sencillo (que puede ser implementado por los estudiantes con un convertidor DC-DC, o en caso de que la eficiencia no sea una limitación, un simple divisor de tensión). Esta destacada relación lineal entre ambas polarizaciones puede estimarse para cada isocurva $|S_{21}|$ aplicando una regresión lineal estándar y asegurando que el coeficiente de determinación (R^2) es muy próximo a uno.

3. Conclusiones

Los dispositivos electrónicos ambipolares ofrecen grandes oportunidades en electrónica de alta frecuencia. Este escenario es de especial relevancia para los estudiantes de los grados de telecomunicaciones y electrónica, que se enfrentarán a los nuevos retos que surgen con este potencial cambio de paradigma en la tecnología electrónica imperante. En este contexto hemos implementado un conjunto de modelos de circuitos para ser explotados en los simuladores de circuitos convencionales utilizados en las carreras de ingeniería para buscar nuevas funcionalidades, simplificar las topologías de los circuitos o incluso mejorar el rendimiento de los mismos. Este trabajo proporciona información a los docentes y estudiantes de ingeniería sobre cómo se puede aprovechar el control preciso de la ambipolaridad del grafeno para el desarrollo de amplificadores de potencia, mezcladores subarmónicos, desfasadores analógicos y multiplicadores de frecuencia.

4. Agradecimientos

F. Pasadas agradece la financiación de PAIDI 2020 y de European Social Fund Operational Programme 2014–2020 no. 20804. A. Medina-Rull agradece el apoyo del contrato PTA, con referencia PTA2020-018250-I

Referencias

- Chaves, Ferney A., Jiménez, David, Sagade, Abhay A., Kim, Wonjae, Riikonen, Juha, Lipsanen, Harri, & Neumaier, Daniel. (2015). A physics-based model of gate-tunable metal-graphene contact resistance benchmarked against experimental data. *2D Materials*, 2(2), 025006. <https://doi.org/10.1088/2053-1583/2/2/025006>
- Cusati, Teresa, Fiori, Gianluca, Gahoi, Amit, Passi, Vikram, Lemme, Max C., Fortunelli, Alessandro, & Iannaccone, Giuseppe. (2017). Electrical properties of graphene-metal contacts. *Scientific Reports*, 7(1), 5109. <https://doi.org/10.1038/s41598-017-05069-7>
- Das, Saptarshi, Demarteau, Marcel, & Roelofs, Andreas. (2014). Ambipolar Phosphorene Field Effect Transistor. *ACS Nano*, 8(11), 11730–11738. <https://doi.org/10.1021/nn505868h>
- Gahoi, Amit, Kataria, Satender, Driussi, Francesco, Venica, Stefano, Pandey, Himadri, Esseni, David, Selmi, Luca, & Lemme, Max C. (2020). Dependable Contact Related Parameter Extraction in Graphene-Metal Junctions. *Advanced Electronic Materials*, 6(10), 2000386. <https://doi.org/10.1002/aelm.202000386>
- Giubileo, Filippo, & Di Bartolomeo, Antonio. (2017). The role of contact resistance in graphene field-effect devices. *Progress in Surface Science*, 92(3), 143–175. <https://doi.org/10.1016/j.progsurf.2017.05.002>
- Habibpour, Omid, Cherednichenko, Sergey, Vukusic, Josip, Yhland, Klas, & Stake, Jan. (2012). A subharmonic graphene FET mixer. *IEEE Electron Device Letters*, 33(1), 71–73. <https://doi.org/10.1109/LED.2011.2170655>
- Habibpour, Omid, He, Zhongxia, Simon, Strupinski, Wlodek, Rorsman, Niklas, Ciuk, Tymoteusz, Ciepiewski, Pawel, & Zirath, Herbert. (2017). A W-band MMIC Resistive Mixer Based on Epitaxial Graphene FET. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 27(2), 168–170. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2016.2646998>
- Habibpour, Omid, Vukusic, Josip, & Stake, Jan. (2013). A 30-GHz integrated subharmonic mixer based on a multichannel graphene FET. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(2), 841–847. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2012.2236434>
- Han, Shu-Jen, Jenkins, Keith A., Valdes Garcia, Alberto, Franklin, Aaron D., Bol, Ageeth A., & Haensch, Wilfried. (2011). High-frequency graphene voltage amplifier. *Nano Letters*, 11(9), 3690–3693. <https://doi.org/10.1021/nl2016637>
- Lin, Yen Fu, Xu, Yong, Wang, Sheng Tsung, Li, Song Lin, Yamamoto, Mahito, Aparecido-Ferreira, Alex, Li, Wenwu, Sun, Huabin, Nakaharai, Shu, Jian, Wen Bin, Ueno, Keiji, & Tsukagoshi, Kazuhito. (2014). Ambipolar MoTe₂ transistors and their applications in logic circuits. *Advanced Materials*, 26, 3263–3269. <https://doi.org/10.1002/adma.201305845>
- Maas, Stephen A. (1986). *Microwave Mixers*. Artech House.
- Medina-Rull, Alberto, Pasadas, Francisco, Marin, Enrique G., Toral-Lopez, Alejandro, Cuesta, Juan, Godoy, Andrés, Jiménez, David, Ruiz, Francisco G., Jiménez, D., & Ruiz, Francisco G. (2020). A Graphene Field-Effect Transistor Based Analogue Phase Shifter for High-Frequency Applications. *IEEE Access*, 8, 209055–209063. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3038153>
- Moldovan, Clara F., Vitale, Wolfgang A., Sharma, Pankaj, Tamagnone, Michele, Mosig, Juan R., & Ionescu, Adrian M. (2016). Graphene Quantum Capacitors for High Frequency Tunable Analog Applications. *Nano Letters*, 16(8), 4746–4753. <https://doi.org/10.1021/acs.nanolett.5b05235>
- Norhakim, Nadia, Hawari, Huzein Fahmi, & Burhanudin, Zainal Arif. (2022). Assessing the Figures of Merit of Graphene-Based Radio Frequency Electronics: A Review of GFET in RF Technology. *IEEE Access*, 10, 17030–17042. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3147832>
- Pasadas, Francisco, Feijoo, Pedro C., Mavredakis, Nikolaos, Pacheco-Sanchez, Anibal, Chaves, Ferney A., & Jiménez, David. (2022a). Compact modeling technology for the simulation of integrated circuits based on graphene field-effect transistors. *Advanced Materials*, n/a(n/a), 2201691. <https://doi.org/https://doi.org/10.1002/adma.202201691>
- Pasadas, Francisco, Feijoo, Pedro C., Mavredakis, Nikolaos, Pacheco-Sanchez, Anibal, Chaves, Ferney A., & Jiménez, David. (2022b). Compact modeling technology for the simulation of integrated circuits based on graphene field-effect transistors. *Advanced Materials*, n/a(n/a), 2201691. <https://doi.org/https://doi.org/10.1002/adma.202201691>
- Pasadas, Francisco, & Jiménez, David. (2016a). Large-Signal Model of Graphene Field-Effect Transistors—Part II: Circuit Performance Benchmarking. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 63(7), 2942–2947. <https://doi.org/10.1109/TED.2016.2563464>
- Pasadas, Francisco, & Jiménez, David. (2016b). Large-Signal Model of Graphene Field-Effect Transistors - Part I: Compact Modeling of GFET Intrinsic Capacitances. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 63(7), 2936–2941. <https://doi.org/10.1109/TED.2016.2570426>
- Pasadas, Francisco, Medina-Rull, Alberto, Feijoo, Pedro Carlos, Pacheco-Sanchez, Anibal Uriel, G. Marin, Enrique, G. Ruiz, Francisco, Rodriguez, Noel, Godoy, Andrés, & Jiménez, David. (2021). Unveiling the impact of the bias dependent charge neutrality point on graphene based multi transistor applications.

- Nano Express*. <http://iopscience.iop.org/article/10.1088/2632-959X/abfdd0>
- Pasadas, Francisco, Wei, Wei, Pallecchi, Emiliano, Happy, Henri, & Jiménez, David. (2017). Small-Signal Model for 2D-Material Based FETs Targeting Radio-Frequency Applications: The Importance of Considering Nonreciprocal Capacitances. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 64(11), 4715–4723. <https://doi.org/10.1109/TED.2017.2749503>
- Saeed, Mohamed, Palacios, Paula, Wei, Muh-Dey, Baskent, Eyyub, Fan, Chun-Yu, Uzlu, Burkay, Wang, Kun-Ta, Hemmetter, Andreas, Wang, Zhenxing, Neumaier, Daniel, Lemme, Max C., & Negra, Renato. (2021). Graphene-Based Microwave Circuits: A Review. *Advanced Materials*, n/a(n/a), 2108473. <https://doi.org/https://doi.org/10.1002/adma.202108473>
- Urban, Francesca, Lupina, Grzegorz, Grillo, Alessandro, Martucciello, Nadia, & Di Bartolomeo, Antonio. (2020). Contact resistance and mobility in back-gate graphene transistors. *Nano Express*, 1(1), 010001. <https://doi.org/10.1088/2632-959x/ab7055>
- Wang, ZhenXing, Zhang, ZhiYong, & Peng, LianMao. (2012). Graphene-based ambipolar electronics for radio frequency applications. *Chinese Science Bulletin*, 57(23), 2956–2970. <https://doi.org/10.1007/s11434-012-5143-x>
- Wang, Zhenxing, Zhang, Zhiyong, Xu, Huilong, Ding, Li, Wang, Sheng, & Peng, Lian-Mao. (2010). A high-performance top-gate graphene field-effect transistor based frequency doubler. *Applied Physics Letters*, 96(17), 173104. <https://doi.org/10.1063/1.3413959>
- Wu, Yanqing, Farmer, Damon B., Zhu, Wenjuan, Han, Shu-Jen, Dimitrakopoulos, Christos D., Bol, Ageeth A., Avouris, Phaedon, & Lin, Yu-Ming. (2012). Three-terminal graphene negative differential resistance devices. *ACS Nano*, 6(3), 2610–2616. <https://doi.org/10.1021/nn205106z>
- Xia, Jilin, Chen, Fang, Li, Jinghong, & Tao, Nongjian. (2009). Measurement of the quantum capacitance of graphene. *Nature Nanotechnology*, 4(8), 505–509. <https://doi.org/10.1038/nnano.2009.177>
- Yang, Xuebei, Liu, Guanxiong, Rostami, Masoud, Balandin, Alexander A., & Mohanram, Kartik. (2011). Graphene ambipolar multiplier phase detector. *IEEE Electron Device Letters*, 32(10), 1328–1330. <https://doi.org/10.1109/LED.2011.2162576>