

دراسة تحليلية وحاسوبية لخصائص الجرافين وتطبيقاته المُحتملة في النبائط الإلكترونية

أ.د. حسن سليمان *

خليل عساف **

(تاريخ الإيداع 2023 / 3 / 6 – تاريخ النشر 2023 / 5 / 31)

□ ملخص □

جذبت مادة الجرافين المُكتشفة من قبل الباحثين في جامعة مانشستر عام ٢٠٠٤، والتي تمثل صفحة مُفردة ثنائية البعد من ذرات الكربون المترابطة بروابط σ والمتوزعة في شبكة بلورية سداسية (او كما تُعرف بالبنية البلورية لخلية العسل)، اهتمام الكثير من الدراسات نظراً لخصائصها الكهربائية، الميكانيكية، الحرارية والكيميائية الفريدة من نوعها. تهدف في هذه الورقة إلى الإضاءة على هذه الخصائص والتطبيقات المُحتملة للجرافين في النبائط الإلكترونية (الترانزستورات). حيث نقوم بنمذجة مميزات النقل والخرج لها، ودراسة تأثير البارامترات الكهربائية والهندسية كطول القناة وعرضها وجهد المصرف على القيم المعنوية بتقييم أداء هذه النبائط في التطبيقات التماثلية، كالناقلية التحويلية وتردد القطع. وأوضحت النتائج السلوك ثنائي القطبية لهذه النبائط، بالإضافة لامتلاكها منطقة إشباع في مميزات الخرج، كما تم الحصول على قيم عالية لكل من تردد القطع (2.5THz) والناقلية التحويلية (4.95ms)، مما يجعلها مناسبة لتطبيقات دارات التردد الراديوي والمضخمات.

كلمات مفتاحية: الجرافين، الشبكة البلورية السداسية، الترانزستورات، مميزات النقل والخرج، الناقلية التحويلية، تردد القطع، نقطة ديراك.

*أستاذ، كلية العلوم، قسم الفيزياء في جامعة طرطوس.

** طالب دراسات عليا، كلية العلوم، قسم الفيزياء في جامعة طرطوس.

A Computational and Analytical Study on Graphene Properties and its potential applications in Electronic Devices

prof. Hasan Sliman*
Khalil Assaf**

(Received 6/3/2023.Accepted 31/5/2023)

□ABSTRACT □

The discovery of graphene, a single atomic sheet of carbon atoms bonded through σ bonds and packed into a dense 2D hexagonal lattice (honeycomb crystal structure), in 2004 by researchers at the University of Manchester, attracted the attention of endless studies for its remarkable electrical, mechanical, thermal and chemical properties. In this paper we shed light on these properties, and the potential applications of graphene in electronic devices (transistors), by modelling the transfer and output characteristics of the device and investigating the effects of gate length, width and drain to source voltage on the figures of merit used to evaluate the device performance for analog circuits, like transconductance and cutoff frequency. The results depict the ambipolar behavior of these devices, and that they exhibit a saturation region. Also, the high values obtained for both cutoff frequency (2.5THz) and transconductance (4.95mS), make them suitable for radio frequency circuits and amplifiers.

Keywords: Graphene, Hexagonal lattice, Transistors, Transfer and Output Characteristics, Transconductance, Cutoff frequency, Dirac Point.

* A professor, faculty of science, physics department at Tartus university.

** A post-graduate student, faculty of science, physics department at Tartus university.

١. مقدمة

يُعد الترانزستور أكثر العناصر فعاليةً في مختلف الأجهزة الإلكترونية، ولم تكن التكنولوجيا التي نعاصرها اليوم ممكنة دون اختراع ترانزستور التأثير الحقلّي (Field-Effect Transistor (FET). تتألف هذه الترانزستورات من قناة نصف ناقلة من النوع n أو p تتصل بمسربين كهربائيين على كل من طرفيها يسميان المنبع Source والمصرف Drain، إضافة إلى مسرى ثالث يُطلق عليه البوابة Gate يتوضع بالجوار المباشر للقناة، بحيث يمكن لشحنته الكهربائية التأثير على تيار القناة. ومن هنا أتى اسم التأثير الحقلّي لكون مبدأ عمله يعتمد على التحكم بتدفق التيار الكهربائي في النبيطة عبر الحقول الكهربائية المطبقة على البوابة. ويُعتبر ترانزستور التأثير الحقلّي معدن-أكسيد-نصف ناقل metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (MOSFET) أكثر الأنواع شهرةً، حيث يُستفاد فيه من خصائص الطبقة العازلة (الأكسيد) بين البوابة والقناة، وغالبية استخداماته تكون إما للتضخيم Amplification أو كقاطع Switch [1].

تشتد التطبيقات عالية السرعة من الـ FET الاستجابة الفورية لتغيرات جهد البوابة، وهذا ما يتطلب أبعاد قصيرة جداً للنبيطة وحركية عالية لحاملات الشحنة. لكن عملية تصغير الأبعاد أدت لخلق مفاعيل غير مرغوبة تسمى بتأثيرات القناة القصيرة Short-Channel Effects (SCEs) سببت تدهوراً في أداء الترانزستور. ولعل أشهر الحلول المقترحة لمعالجة هذه المشكلة ذلك الذي يكمن في استبدال السيليكون (المادة الرئيسية في صناعات أنصاف النواقل) بمادة أخرى ألا وهي الغرافين [2].

يتألف الغرافين من ذرات كربون مترابطة مع بعضها بروابط شديدة القوة، و متموضعة في صفيحة ذات سماكة ذرية أي أنها ثنائية البعد. ويُعتبر اللبنة الرئيسية للكثير من الأشكال الكربونية الأخرى فمن الممكن تشكيل كريات بكي Buckyballs صفرية البعد منه، أو لفة للحصول على أنابيب الكربون النانوية أحادية البعد Carbon nanotubes (CNTs)، أو تكديسه في طبقات للوصول إلى الغرافيت Graphite ثلاثي البعد [3]. ولا يُعتبر الاهتمام الكبير بالغرافين مفاجئاً بالنظر إلى الخصائص غير العادية الكهربائية، الميكانيكية، الحرارية والكيميائية التي يمتلكها (مساحة سطحية واسعة $2630\text{m}^2\text{g}^{-1}$ ، ناقليّة حراريّة ممتازة $5000\text{Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$ ، حركيّة عالية لحاملات الشحنة في درجة حرارة الغرفة $250000\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ ، معامل يونغ كبير جداً 1TPa ، شفافية عالية (إذ تبلغ النسبة المئوية للإشعاع النافذ منه حوالي 98%) إضافة لاستقراره الكيميائي الكبير إلخ.. [4] ولذلك سمي بالمادة الخارقة أو المادة المعجزة في أوساط دراسة علم المواد.

تم في العام ٢٠٠٧ الحصول على أول ترانزستور بقناة من الغرافين GFET ذو بوابة علوية [5]، ومنذ ذلك الحين تم اقتراح تصاميم مختلفة أخرى استخدمت إما الغرافين العادي (ذو الحركية العالية لحاملات الشحنة والفجوة الطاقية الصفرية) لاستخدامه في الدارات التماثلية Analog Circuits، أو الغرافين ثنائي الطبقة Bilayer Graphene (BLG) وشرائط الغرافين النانوية Graphene Nanoribbons (GNRs) التي أتاحت الفجوة الطاقية المحلقة فيهما (أي وجود حالة قطع off-state) إمكانية استخدام هذه الترانزستورات في الدارات الرقمية Digital Circuits [6].

٢. العصابات الطاقية في الجرافين

تنبثق الخصائص الرائعة للجرافين من بنيته البلورية الفريدة ثنائية البعد، حيث يتألف من طبقة واحدة من ذرات الكربون ذات الترابط الهجين sp^2 والمنتوزة في شبكة لها شكل خلية العسل. تتطوي هذه البنية البلورية على شبكتين مثلثيتين فرعيتين مركبتين من الذرات A، B كما هو موضَّح في الشكل (1a). تكون وحدة خلية الجرافين (الخط المنقَط الأسود) معيّنة الشكل، وتضم ذرتي كربون غير متكافئتين (أي لا تنتمي لذات الشبكة المثلثية الفرعية) [7]. ويمكن التعبير عن مُركَّبات متجهات وحدة الخلية على المحاور بالعلاقات الآتية:

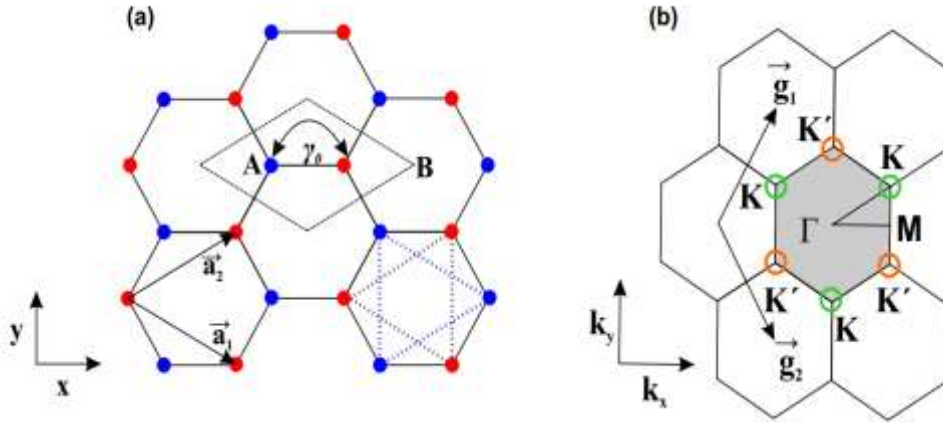
$$\vec{a}_1 = \sqrt{3}.a \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x} - \frac{1}{2}\vec{y} \right) \quad \text{و} \quad \vec{a}_2 = \sqrt{3}.a \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\vec{x} + \frac{1}{2}\vec{y} \right) \quad (1)$$

حيث $a = 1.42\text{\AA}$ هو طول الرابطة كربون-كربون.

وتكون الشبكة المقلوبة أيضاً سداسية كما هو موضَّح في الشكل (1b)، ويُعبَّر عن مُركَّبات متجهاتها بالعلاقين الآتيتين:

$$\vec{g}_1 = \frac{4\pi}{3a} \left(\frac{1}{2}\vec{x} - \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{y} \right) , \quad \vec{g}_2 = \frac{4\pi}{3a} \left(\frac{1}{2}\vec{x} + \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{y} \right) \quad (2)$$

تُعرَّف نقاط التناظر العالي في منطقة بريلمان الأولى Brillouin Zone (BZ) (المسدَّس الرمادي في الشكل (1b)) كالآتي: النقطة Γ في مركز المنطقة وهي منشأ الفضاء المقلوب عند $k = 0$ ، النقطة M المتموضعة في مركز أضلع المسدَّس والنقطتين غير المتكافئتين $K = \left(\frac{2\pi}{3a}, \frac{-2\pi}{3\sqrt{3}a} \right)$ ، $K' = \left(\frac{2\pi}{3a}, \frac{2\pi}{3\sqrt{3}a} \right)$ المتموضعتين في رؤوس المسدَّس. تسمَّى كل من K, K' بنقاط ديراك.



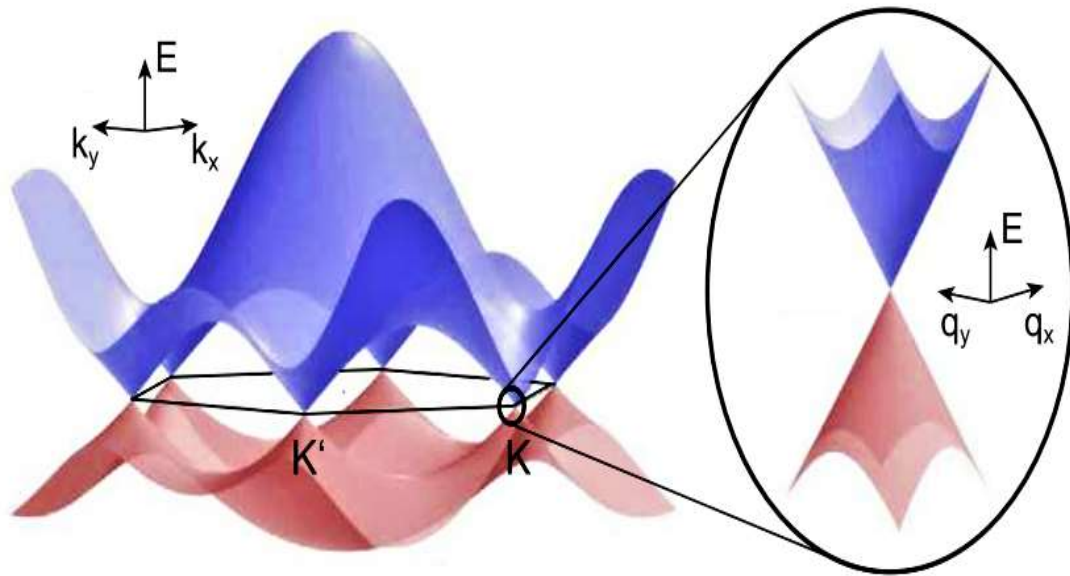
الشكل (١): (a) الشبكة البلورية الدورية للجرافين، والشبكات المثلثية الفرعية، وحدة الخلية ومتجهاتها في الفضاء المباشر. (b) الشبكة البلورية في الفضاء المقلوب (فضاء الاندفاع) ونقاط التناظر العالي Γ, M, K, K' .

تملك ذرة الكربون المعزولة التوزع الإلكتروني التالي: $1S^2 2S^2 2P^6$ ، أي يوجد لديها أربع إلكترونات تكافؤية لتشكل الروابط، وفي الجرافين تكون ثلاثة من هذه الإلكترونات مستخدمة لتشكل روابط σ في المستوي مع ثلاث مجاورات، في حين أن الإلكترون الرابع من كل ذرة يشكّل مدارات π (أو p_z) معامدة لمستوي الجرافين. وتعتبر الرابطة σ أقوى الروابط الكيميائية في الطبيعية وهي المسبب الأساسي للخصائص الميكانيكية المميزة له [8]، وتحدّد مدارات π البنية الإلكترونية منخفضة الطاقة للجرافين وهي مسؤولة عن ناقليته الكهربائية العالية.

يمكن توصيف البنية الإلكترونية للجرافين باستخدام نموذج الرابطة الشديدة المُقدّم من قبل العالم *P. R. Wallace* [9]. يأخذ هذا النموذج بعين الاعتبار فقط التفاعلات المتبادلة بين ذرات الكربون الأكثر تجاوراً (*A-B*) بطاقة نقل γ_0 ، وتكون معادلة التبدّد المُحصّلة من حساباته مُعطاة بالشكل الآتي:

$$E(\vec{k}) = \pm\gamma_0 \sqrt{1 + 4 \cos^2 \left(\frac{\sqrt{3}k_y a}{2} \right) + 4 \cos \left(\frac{3k_x a}{2} \right) \cos \left(\frac{\sqrt{3}k_y a}{2} \right)} \quad (3)$$

حيث $\gamma_0 = 3.12 - 3.15 eV$ هي طاقة النقل لأقرب ذرة مجاورة، k_x و k_y مركبات الاندفاع \vec{k} في الاتجاهين x, y . ويُظهِر الشكل (٢) بُنية عصابات الطاقة للجرافين المستنتجة من المعادلة (٣)، حيث تلتقي عصابتي التكافؤ والناقلية في الستة نقاط غير المتكافئة K, K' لمنطقة بريلمان الأولى، فلذلك يسمّى الجرافين بنصف معدن أو نصف ناقل بفجوة طاقة صفرية. ومن أجل الجرافين النقي يكون مستوى فيرمي واقعاً تماماً في نقاط ديراك.



الشكل (٢): البنية الإلكترونية لعصابات الطاقة في الجرافين، تلتقي عصابتي الناقلية (في الأعلى باللون الأزرق) وعصابة التكافؤ (في الأدنى باللون الأحمر) في النقاط K من BZ ، وفي الجوار المباشر لهذه النقاط يكون التبدّد الطاقى خطياً.

يمكن توصيف العصابات الطاقية في النقاط القريبة من K, K' حيث $\vec{k} = \vec{K} + \delta\vec{k}$ بالعلاقة الآتية:

$$E_{\pm}(\vec{k}) = \pm\hbar v_f |\delta\vec{k}| \quad (4)$$

حيث $v_f = \frac{3\gamma_0 a}{2\hbar} \approx 1 \times 10^6 ms^{-1}$ سرعة فيرمي و $|\delta\vec{k}| \ll |\vec{K}|$.

تعني العلاقة (٤) أن البنية الإلكترونية للجرافين تُبدي تبدّداً طاقياً خطياً كتابع للمتجه الموجي بالقرب من نقاط ديراك، ونتيجة لذلك فإن حاملات الشحنة الحرّة في الجرافين تسلك سلوك جسيمات نسبية عديمة الكتلة تتحرّك بسرعة تساوي سرعة فيرمي ويُطلق عليها اسم فيرميونات ديراك (أو أشباه الجسيمات). وبموجب ذلك فإنه يمكن التعبير عن الإلكترونات (الثقوب) في الجرافين بالقرب من النقاط $K (K')$ باستخدام معادلة ديراك (٥) بدلاً من معادلة شرودنغر التي تصف هذه الجسيمات في أنصاف النواقل التقليدية.

$$H_K = \pm\hbar v_f \vec{\sigma} \vec{k} \quad (5)$$

حيث $\vec{\sigma} = (\sigma_x, \sigma_y)$ متجهات مصفوفة باولي. تملك فيرميونات ديراك تابعاً موجياً بمركبتين x, y يصف الشبكتين الفرعيتين A, B بما يسمى بالسبين الزائف $\pm\sigma$ Pseudospin، ويبرهن على وجود لا تطابقيات Chirality عدّة في النقاط \mathbf{K}, \mathbf{K}' ، وعليه فإن بنية عصابات الطاقة للغرافين في نقاط ديراك المختلفة تكون غير متناظرة (أو غير متكافئة). ويحظى التبدد الطاقوي الخطي للغرافين باهتمام مخصوص نظراً لكونه العامل الأساس في العديد من الظواهر الفيزيائية الغريبة والخصائص الإلكترونية المثيرة التي تتمتع بها هذه المادة.

يُعطى تابع كثافة الحالات (DOS) Density of States في الغرافين بالقرب من نقاط ديراك [10]

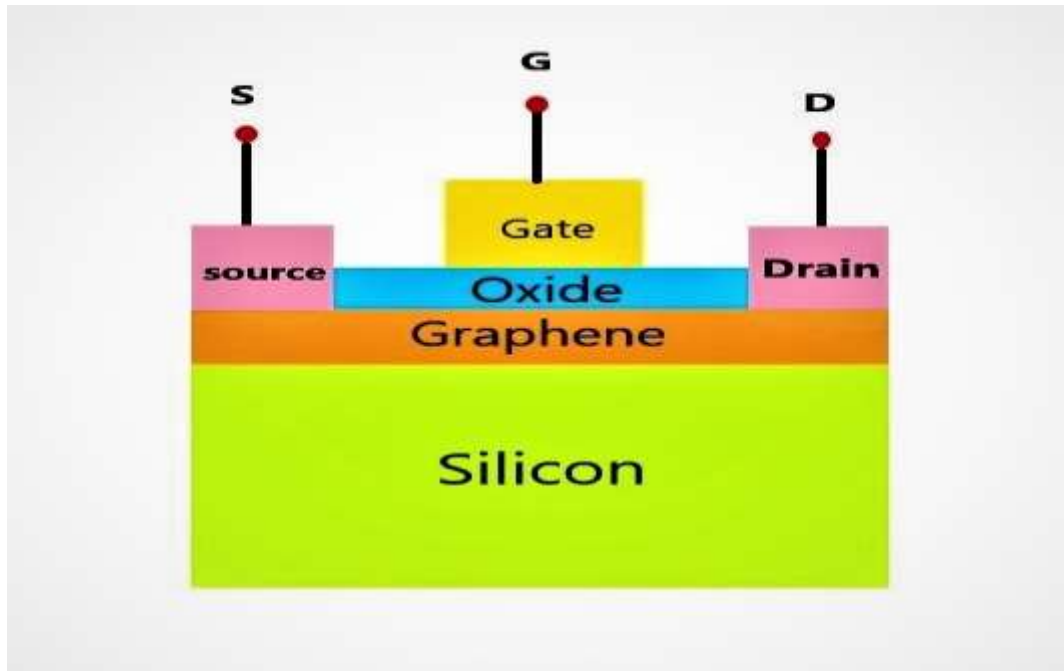
بالعلاقة:

$$\rho(E) = \frac{g_s g_v |E|}{2\pi \hbar^2 v_f^2} \quad (6)$$

حيث $g_s = 2$ ، $g_v = 2$ هما درجتا التحلل السبيني والتحدّبي على الترتيب. نلاحظ من العلاقة (6) أن كثافة الحالات تزداد خطياً بازدياد $|E|$ ، وتتلاشى تماماً عند $|E| = 0$ مما يتيح إمكانية التحكم بحاملات الشحنة بخلاف أنصاف النواقل ثنائية البعد التقليدية ذات العصابات الطاقوية التي على شكل القطوع المكافئة وكثافة الحالات الثابتة: $\rho(E) = \frac{m^*}{\pi \hbar^2}$ ، حيث m^* الكتلة الفعّالة. وعليه يُمكن للغرافين أن يُستخدم في ترانزستورات المفعول الحقلّي ثنائية القطبية [11].

٣. هدف البحث

على الرغم من افتقار الغرافين إلى فجوة طاقوية، إلا أنه لا يزال بالإمكان تصميم GFETs ذات مميزات ثنائية القطبية مُتحكّم بها من قبل البوابة للاستفادة منها في دارات التردد الراديوي والميكروي، حيث تهتم هذه التطبيقات بالخاصية الأكثر إثارة في الغرافين؛ المتمثلة بالحركية العالية جداً لحاملات الشحنة والتي سيتم التضحية بها عند تخليق الفجوة الطاقوية ببعض الطرق المشار إليها سابقاً كـ GNRS. نهدف في هذه الورقة إلى محاكاة أداء GFET ذو بوابة علوية مؤلف من طبقة مفردة من الغرافين (مادة القناة) على ركيزة من السيليكون وطبقة عازلة من SiO_2 تفصل بين البوابة والقناة، كما هو موضّح بالشكل (3)، ودراسة تأثير تغيير البارامترات الهندسية (طول القناة وعرضها) والكهربائية (جهد المنبع-المصرف V_{DS}) على مميزات النقل والخرج للنبيطة، وعلى الناقلية التحويلية Transconductance وتردد القطع Cut-off Frequency اللذان يُعتبران من أهم مؤشرات كفاءة النبيطة وملاءمتها للاستخدام في التطبيقات المذكورة.



الشكل (٣): مقطع عرضي لـ GFET ببوابة علوية تتوضع فيه قناة الغرافين على ركيزة من السيليكون، وتفصل بينها وبين البوابة مادة الأكسيد (SiO_2).

طرائق البحث ومواده

لتحليل الخصائص (المميزات) الكهربائية لـ GFET المذكور أعلاه، سنعمد على نموذج تحليلي شامل تم تطويره من قبل Saul Rodriguez وزملائه [12] لهذا الغرض. وفيما يلي نضيء على أهم نقاط هذا النموذج وعلاقاته. في دراسة موسعة [13] لتيار المنبع-المصرف I_D باستخدام علاقة الانسياب لترانزستورات الـ GFET، تم التوصل إلى أنه يمكن التعبير عن I_D بالشكل الآتي:

$$I_D = \mu W \frac{\int_0^{V_{DSi}} (|Q_{net}| + e \cdot n_{puddle}) dV}{L + \mu \left| \int_0^{V_{DSi}} \frac{1}{v_{sat}} dV \right|} \quad (7)$$

حيث: μ الحركية، (W, L) طول وعرض القناة على الترتيب، Q_{net} الشحنة الإجمالية في واحدة المساحة، e الشحنة العنصرية، n_{puddle} التركيز التراكمي الإلكتروني-التقبي المحثوث بفعل اللاتجانس المكاني في طبقة الغرافين والمعبر عنه بالعلاقة: $n_{puddle} = \frac{\Delta^2}{\pi \hbar^2 v_f^2}$ ، تمثل Δ اللاتجانس المكاني للجهد الكهرساكن، \hbar ثابت بلانك المختزل، V_{DSi} جهد المنبع-المصرف.

بغرض التبسيط يمكن كتابة العلاقة (٧) بالشكل:

$$I_D = \frac{Num_1 + Num_2}{Den} \quad (8)$$

حيث: Num_1, Num_2 الحد الأول والثاني في البسط (Numerator)، Den المقام (Denominator).

$$Num_1 = \frac{\mu W}{4\beta} \int_0^{V_{DS}} \left[-C_{ox} + \sqrt{C_{ox}^2 + 4\beta |C_{ox}(V_{eff} - V) + eN_f|} \right]^2 dV \quad (9)$$

$$Num_2 = \mu W \int_0^{V_{DS}} en_{puddle} dV = \mu W en_{puddle} V_{DS} \quad (10)$$

حيث: $V_{eff} = V_{Gsi} + V_{TH0}$ يسمّى الجهد الفعّال للبوابة ويساوي مجموع جهد البوابة-المنبع V_{Gsi} مع جهد العتبة V_{TH0} المتعلّق بتراكيز الشوائب N_f وسعة مكثفة الأكسيد C_{ox} ، V الكمون المتوزع على كامل القناة بنتيجة V_{DS} .

يمكن كتابة المقام في العلاقة (٨) بالشكل:

$$Den = L + \frac{\mu}{v_{SAT,AV}} |V_{DS}| \quad (11)$$

$$: v_{SAT,AV} = \frac{\omega}{\sqrt{\pi \frac{Q_{net}}{e} + n_{puddle}}} \quad (12)$$

$$Q_{Net,AV} = \beta \left[\frac{-C_{ox}}{2\beta} + \frac{\sqrt{C_{ox}^2 + 4\beta |C_{ox} (V_{eff} - \frac{V_{DS}}{2})|}}{2\beta} \right]^2 \quad (13)$$

حيث $v_{SAT,AV}$ سرعة الإشباع الوسطية المعتمّدة على الشحنة الوسطية $Q_{Net,AV}$ والطاقة السطحية لفونونات الركيزة ω [15]، $\beta = \frac{e^3}{\pi(\hbar v_f)^2}$.

يمكن تحليل مميزات التردد العالي للترانزستورات بما يسمّى نموذج π -الهجين [14]، والموضح بالشكل

(٤).

وفيما يلي سنقوم بذكر العلاقات المعبرة على البارامترات الضرورية لتقييم هذا النوع من التطبيقات.

تُعرّف الناقلية التحويلية g_m ، التي تعبر عن تغاير تيار المصرف بالنسبة لجهد البوابة بثبات جهد

المصرف، بالعلاقة:

$$g_m = \left(\frac{I_{DS}}{V_{eff} - V_{DS}/2} \right) \left(1 - \frac{1}{2} \frac{I_{DS}}{W\omega} \sqrt{\frac{\pi}{e \cdot C_{ox}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{V_{eff} - V_{DS}/2}} \right) \quad (14)$$

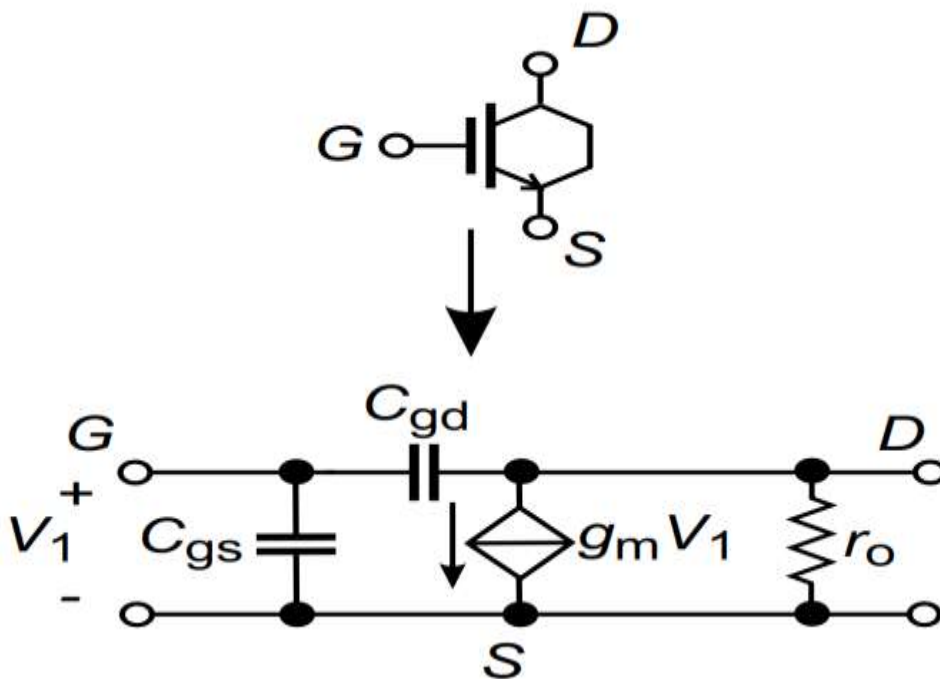
وتعطى علاقتا سعة مكثفة البوابة-المنبع والبوابة المصرف C_{gs} ، C_{gd} على الترتيب بالشكل الآتي:

$$C_{gs} = C_{ox} \cdot W \cdot L \quad , \quad C_{gd} = C_{ox} \cdot W \cdot \frac{L}{2} \quad (15)$$

أما علاقة تردد القطع f_T [15]، فتأخذ الشكل:

(16)

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} = \frac{\left(\frac{I_{DS}}{V_{eff} - V_{DS}/2}\right)}{2\pi\left(\frac{3}{2}C_{ox}WL\right)} \times \left(1 - \frac{1}{2} \frac{I_{DS}}{W\omega} \sqrt{\frac{\pi}{eC_{ox}}} \frac{1}{\sqrt{V_{eff} - V_{DS}/2}}\right)$$



الشكل (٤): الرمز الإلكتروني لـ GFET، والدارة المكافئة لنموذج π -الهيبن المستخدم لدراسة وتحليل سلوك الـ FETs في حالة الإشارات الصغيرة.

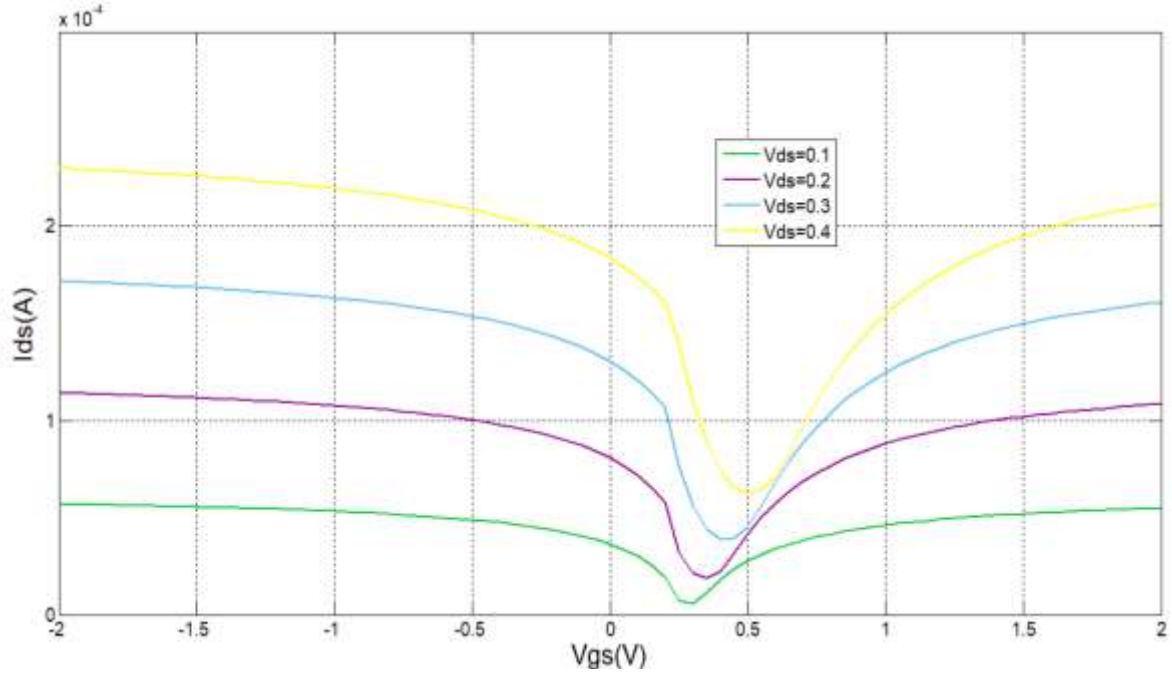
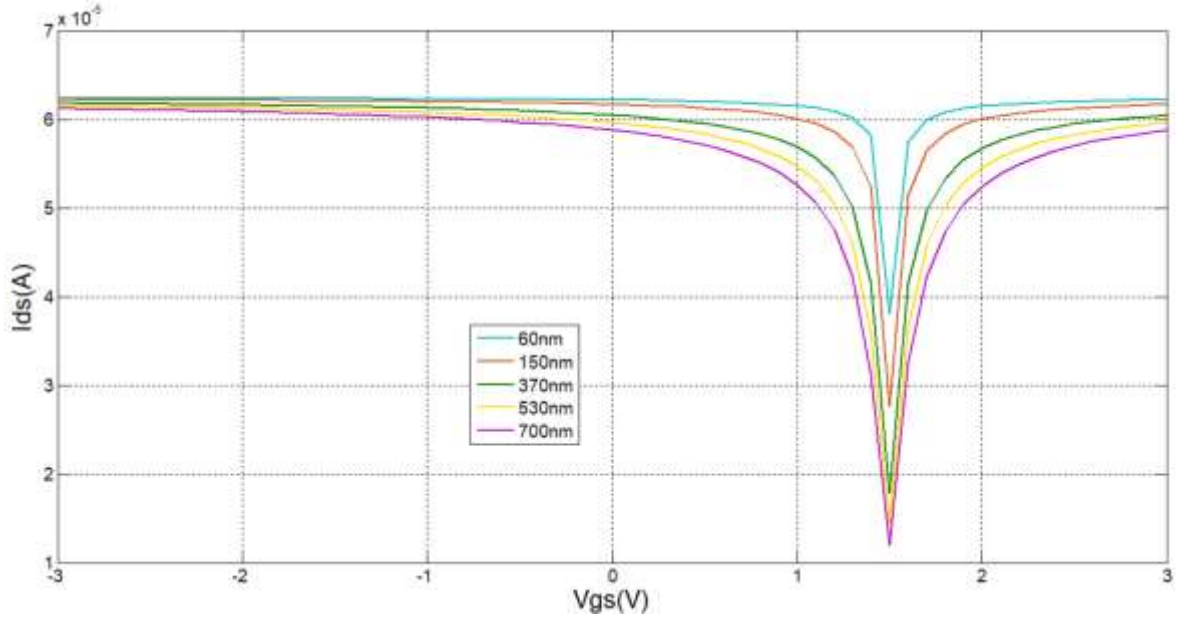
٤. النتائج والمناقشة

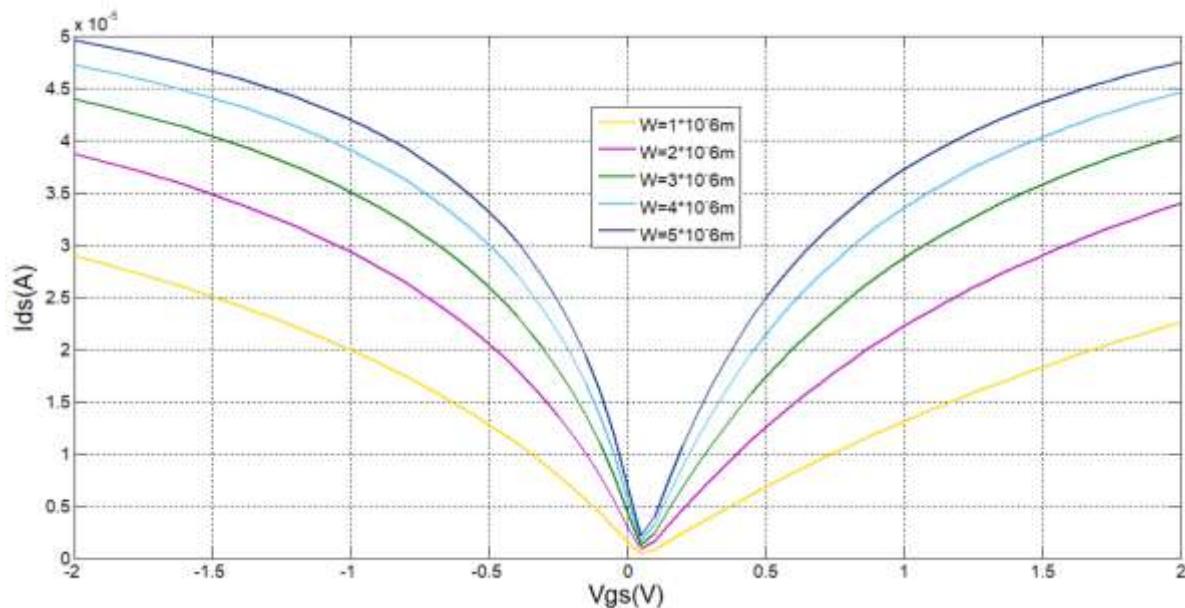
نستعرض في هذه الفقرة نتائج محاكاة العلاقات المذكورة أعلاه، وقد استخدمنا برنامج **MATLAB** في إصدارها.

وقد استخدمنا القيم الآتية من الدراسات التجريبية [16] [17] [18]:

رمز المتغير	اسم المتغير	قيمة المتغير
μ	الحركية	$7000Vcm^{-1}s^{-1}$
C_{ox}	سعة مكثفة الأكسيد	$3.6 \times 10^{-3}\mu F/cm^2$
ω	التردد الزاوي	$8.5 \times 10^{13}s^{-1}$

$8.5 \times 10^{-21} \text{meV}$	لاتجانسية الكمون الكهركساكن	Δ
960000cm^{-1}	سرعة فيرمي	v_f
$(1 - 5) \mu\text{m}$	عَرْض القناة	W
$(60 - 700) \text{nm}$	طول القناة	L

الشكل (٥): تغير تيار المصرف I_{ds} بدلالة جهد البوابة V_{gs} من أجل قيم متعددة لـ V_{ds} .الشكل (٦): تغير تيار المصرف I_{ds} بدلالة جهد البوابة V_{gs} من أجل قيم متعددة لـ L .



الشكل (٧): تغير تيار المصريف I_{ds} بدلالة جهد البوابة V_{gs} من أجل قيم متعددة لـ W .

توضّح الأشكال (٥) و(٦) و(٧) تغيرات I_{ds} بدلالة V_{gs} ، وتؤكد على السلوك ثنائي القطبية للغرافين وبالتالي إمكانية استخدام ال GFET كترانزستور من النوع n أو p. فكما نلاحظ يوجد ثلاث مناطق في هذه المميزات، الأولى في منطقة الانحياز الموجب حيث يكون التيار إلكترونياً فقط، وبالاتجاه نحو القيم السالبة تتخفّض قيمة التيار لحين الوصول إلى قيمة معينة لجهد البوابة، وهي النقطة التي تلقي عندها عصابتي التكافؤ والناقلية والمسماة بنقطة ديراك، يصبح فيها التيار أصغري لكن غير صفري، وذلك بسبب التراكبات القبية-الالكترونية المسببة لحالة اللاتجانس الكهرساكن. وأخيراً في القيم السالبة للانحياز ينزاح مستوى فيرمي نحو عصابة التكافؤ ويبدأ التيار بالازدياد مجدداً، لكن هذه المرة بفعل النقوب [19]. نلاحظ أيضاً من الرسوم أن تغيير طول القناة لم يُحدث تغييراً في موقع نقطة ديراك، لكنه أدى لاختلاف قيم التيار الأصغري $I_{ds,min}$ كالآتي:

$$\{I_{ds,min}(L = 700\text{nm}) = 1.2 \times 10^{-5}\text{A} \rightarrow I_{ds,min}(L = 60\text{nm}) = 3.8 \times 10^{-5}\text{A}\}$$

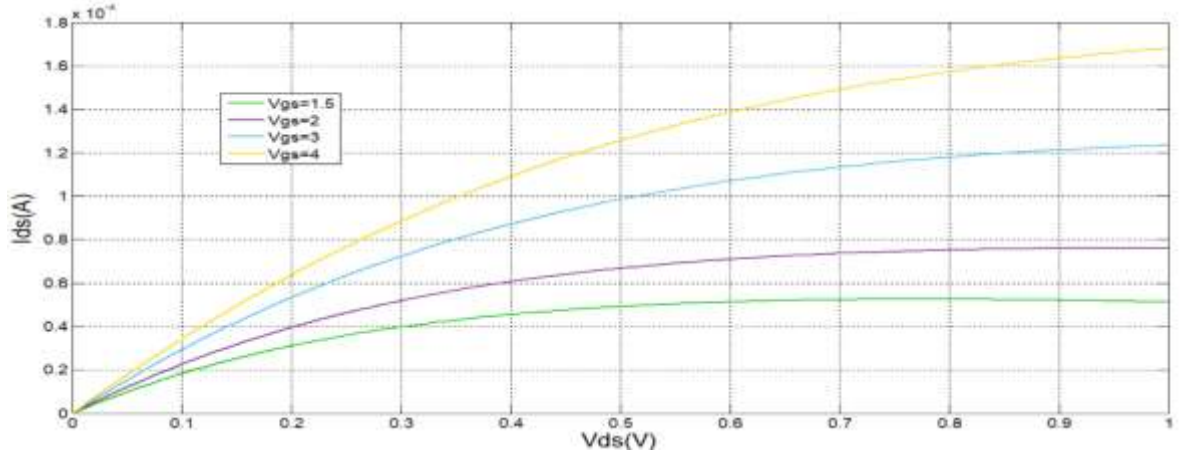
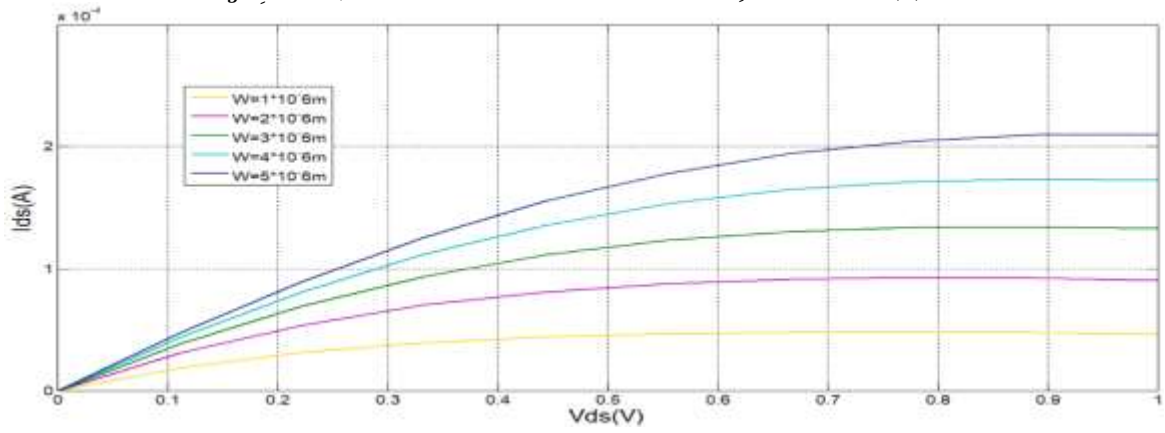
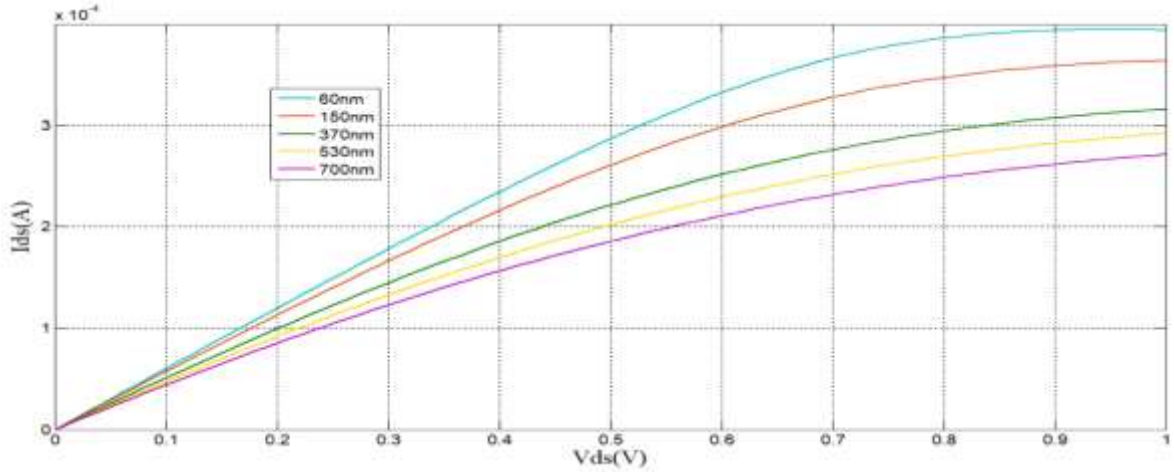
أي أن قيمة $I_{ds,min}$ تزداد بنقصان طول القناة.

وكذلك الأمر من أجل القيم المختلفة لـ W ، فهي لا تُحدث تغييراً في قيمة نقطة ديراك، وإنما فقط في $I_{ds,min}$ كالآتي:

$$\{I_{ds,min}(W = 1\mu\text{m}) = 0.4 \times 10^{-6}\text{A} \rightarrow I_{ds,min}(W = 5\mu\text{m}) = 2.2 \times 10^{-6}\text{A}\}$$

أي أن العلاقة طردية بينهما.

أما تغيير قيم $V_{ds}(0.1 - 0.4)\text{V}$ ، فبالإضافة إلى تأثيره على $I_{ds,min}(0.4 - 2.2)\mu\text{m}$ ، فإنه سبب انزياحاً في نقطة ديراك بالاتجاه بالموجب $V_{gso}(0.3 - 0.5)\text{V}$. أي أن قيمة V_{ds} بالإضافة إلى تراكيز الحقل من جملة العوامل الرئيسية التي تؤثر في قيمة جهد ديراك.

الشكل (٨): تغير تيار المصرف I_{ds} بدلالة جهد المصرف V_{ds} من أجل قيم متعددة لـ V_{gs} .الشكل (٩): تغير تيار المصرف I_{ds} بدلالة جهد المصرف V_{ds} من أجل قيم متعددة لـ W .الشكل (١٠): تغير تيار المصرف I_{ds} بدلالة جهد المصرف V_{ds} من أجل قيم متعددة لـ L .

تبيّن الأشكال (٨) و (٩) و (١٠) تغيرات I_{ds} بدلالة V_{ds} ، ويتضح منها أن تيار ال GFET يملك منطقة

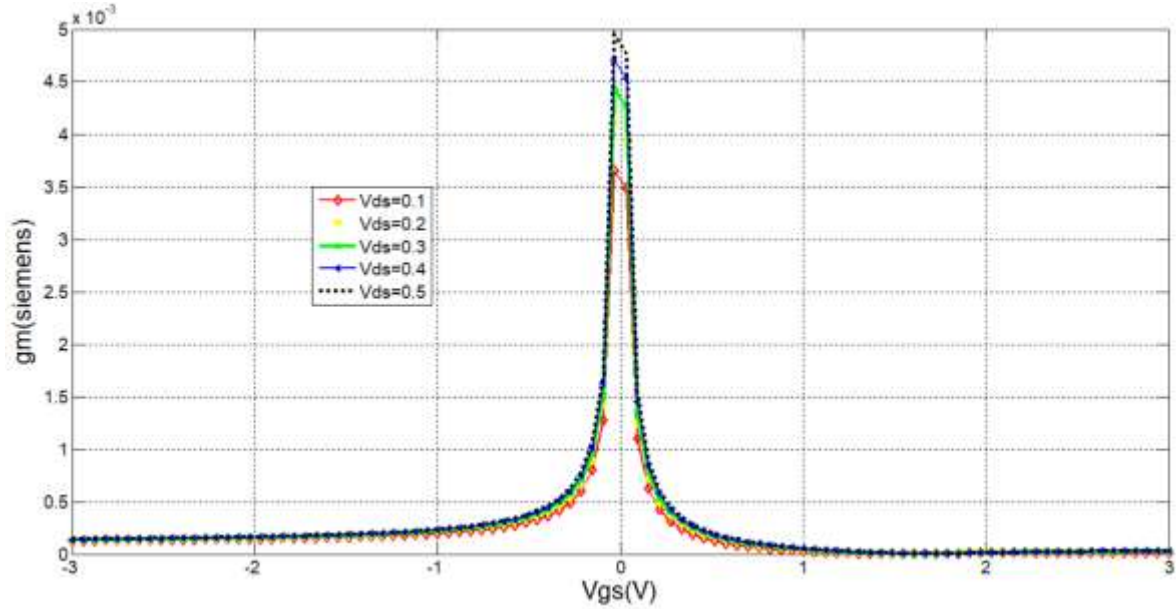
إشباع، وهذا في غاية الأهمية من أجل تطبيقات الدارات التماثلية، أي إمكانية استخدامه كمضخم.

في الرسم (٨) نلاحظ ازدياد قيمة تيار الإشباع $I_{ds,sat}$ {0.05 – 0.17}mA بازدياد قيمة V_{gs}

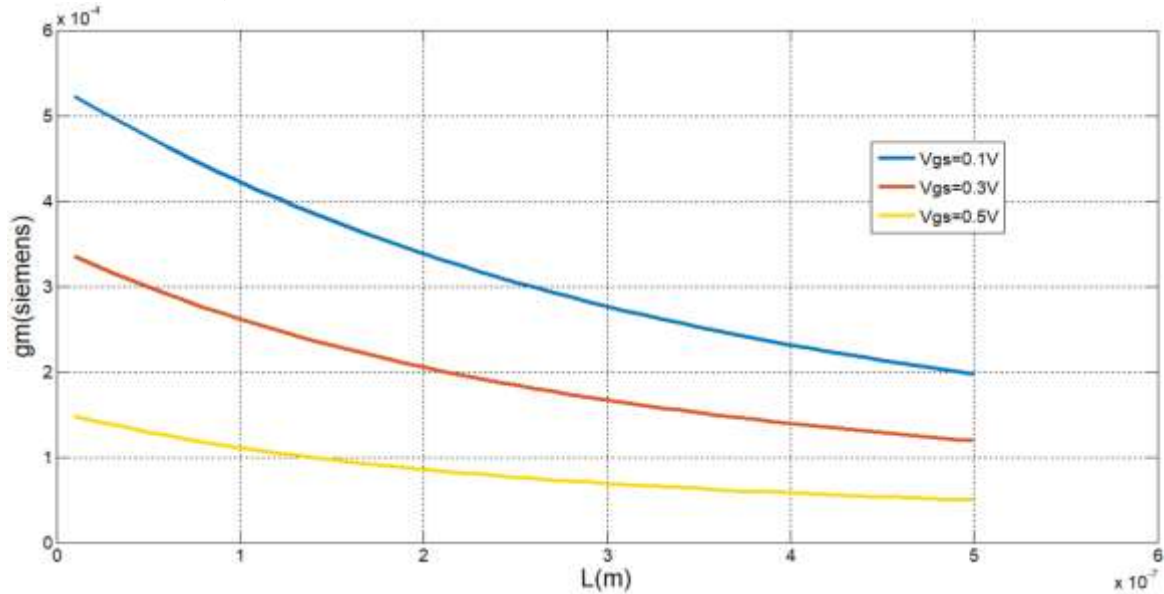
{1.5 – 4}V.

وفي الشكل (٩) نلاحظ كذلك ازدياد قيمة $I_{ds,sat}$ {0.05 – 0.21}mA بازدياد W {1 – 5}µm.

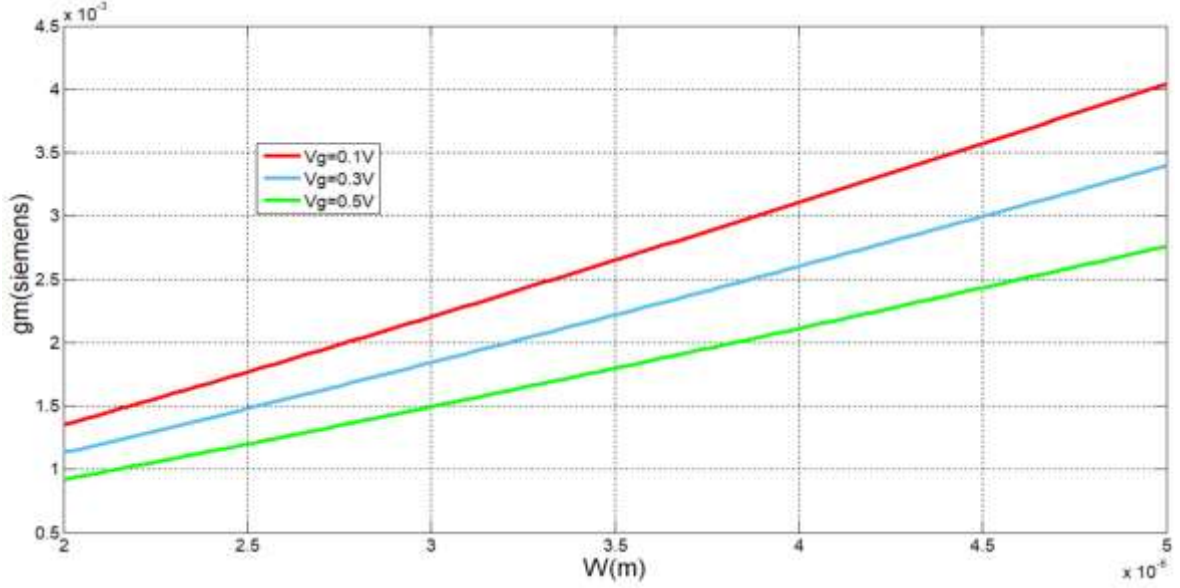
أما في الشكل (١٠) فالعلاقة عكسية هنا، حيث أن تقليص قيمة L {700 – 60}nm قابله ازدياد في قيمة $I_{ds,sat}$ {0.26 – 0.4}mA، وذلك لكون تقصير القناة أدى للتقليل من تبعثر الإلكترونات على الفونونات السطحية الركيزة.



الشكل (١١): تغير الناقلية التحويلية g_m بدلالة جهد البوابة V_{gs} من أجل قيم متعددة لـ V_{ds} .



الشكل (١٢): تغير الناقلية التحويلية g_m بدلالة طول القناة L من أجل قيم متعددة لـ V_{gs} .



الشكل (١٣): تغير الناقلية التحويلية g_m بدلالة عرض القناة W من أجل قيم متعددة لـ V_{gs} .

تُبين الأشكال (١١) و (١٢) و (١٣) تغيرات الناقلية التحويلية g_m بدلالة كل من $V_{gs}[-3,3]V$ و $W[2,5]\mu m$ و $L[10,500]nm$ على الترتيب.

يتضح لنا من الشكل (١١) أنه وبسبب سرعة الإشباع العالية، فإن قيمة g_m تنخفض بسرعة جداً بابتعاد قيمة V_{gs} عن الصفر في كلا الاتجاهين. ونلاحظ كذلك أن القيمة العظمى لـ g_m تزداد بزيادة V_{ds} :

$$\{g_m(V_{ds} = 0.1) = 3.5mS \rightarrow g_m(V_{ds} = 0.5) = 4.95mS\}$$

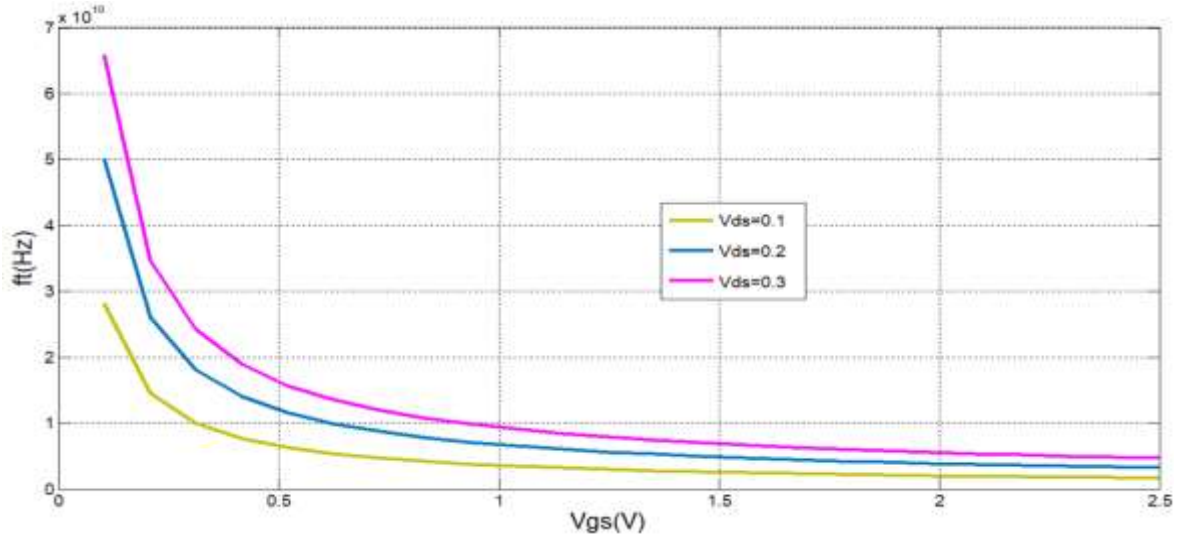
ويبين الشكل (١٢) أن g_m تزداد تدريجياً بتقليص L ، ونلاحظ أن معدل ازديادها يكون أوضح عند القيم

الصغيرة لـ L ، وأعلى قيمة لها هنا كانت $0.53mS$ عند $L = 10nm$ و $V_{gs} = 0.1V$.

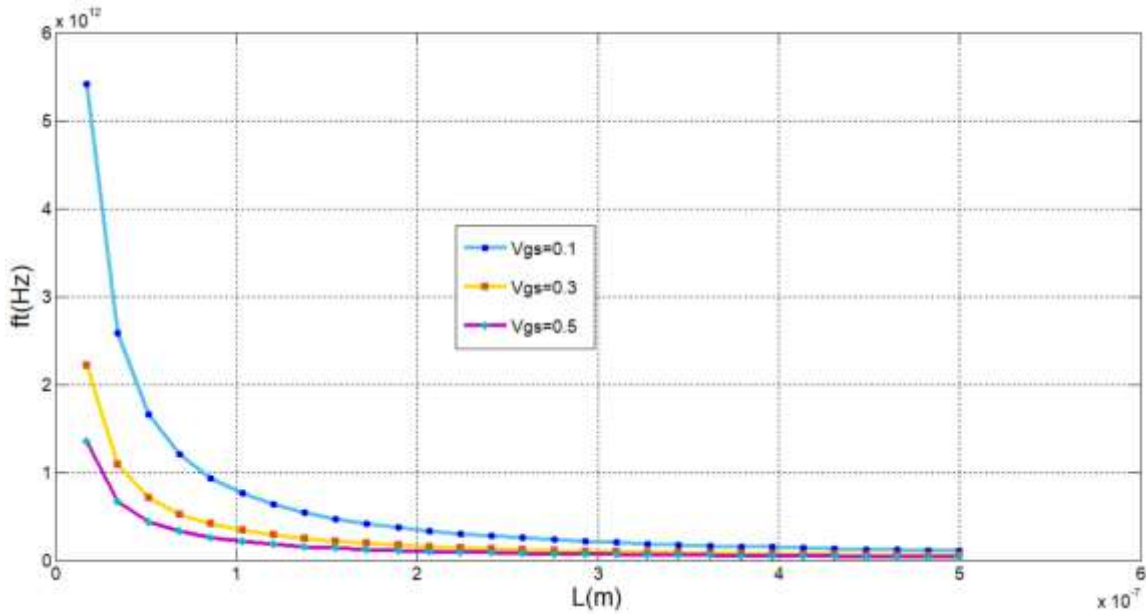
أما في الشكل (١٣) فالعلاقة الطردية واضحة بين g_m وعرض القناة، وكانت قيمها عند $V_{gs} = 0.1$

كالآتي:

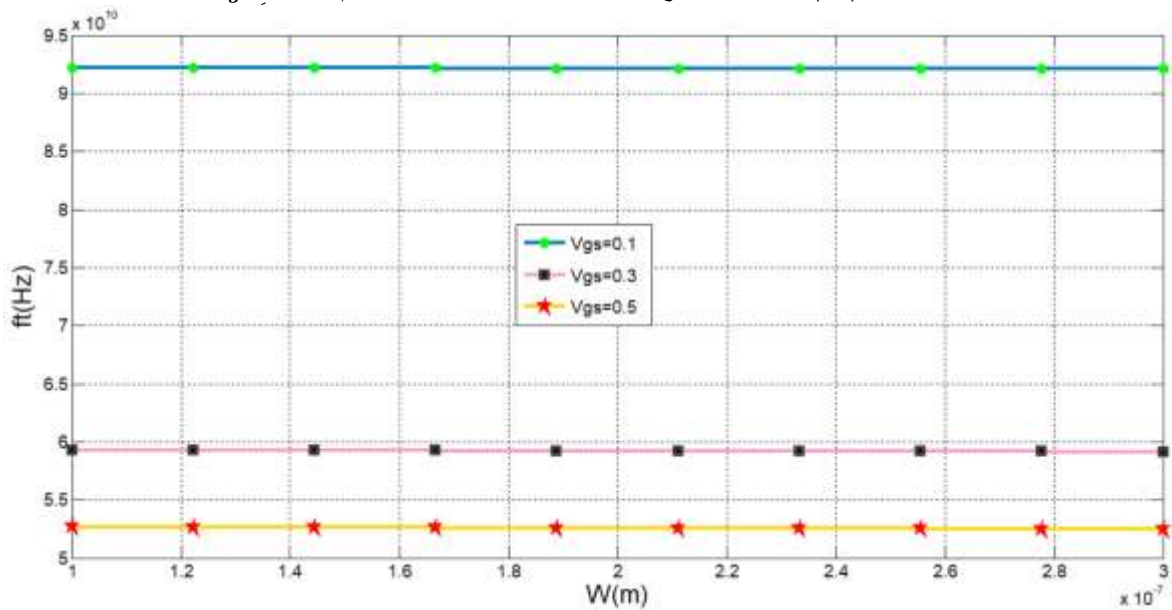
$$\{g_m(W = 2\mu m) = 1.4mS \rightarrow g_m(W = 5\mu m) = 4.1mS\}$$



الشكل (١٤): تغير تردد القطع f_T بدلالة جهد البوابة V_{gs} من أجل قيم متعددة لـ V_{ds} .



الشكل (١٥): تغير تردد القطع f_T بدلالة طول القناة L من أجل قيم متعددة لـ V_{gs} .



الشكل (١٦): تغير تردد القطع f_T بدلالة عرض القناة W من أجل قيم متعددة لـ V_{gs} .

تُبين الأشكال (١٤) و (١٥) و (١٦) تابعة تردد القطع f_T لـ V_{gs} ، L و W على الترتيب.

يوضح الشكل (١٤) العلاقة العكسية بين f_T و V_{gs} ، وسُجّلت أعلى قيمة هنا $f_T = 65\text{GHz}$ عند $L = 440\text{nm}$ و $V_{ds} = 0.3\text{V}$.

وتكون العلاقة أيضاً عكسية بين f_T وطول القناة في الشكل (١٥)، لكن هنا نلاحظ أن لـ V_{gs} تأثير كبير للغاية على f_T عند الأطوال القصيرة للقناة، ويقال هذا التأثير بازدياد طولها حتى يصبح شبه معدوم. وقد سُجّلت هذه القيم العالية لتردد القطع 0.157THz ، 0.35THz و 2.5THz عند $V_{gs} = 0.1\text{V}$ والأطوال 400nm ، 205nm و 50nm على الترتيب.

ختاماً، يتبين لنا في الشكل (١٦) أن تأثير عرض القناة على f_T مهمل، ولكن من أجل قيمة ثابتة W و L ، تكون القيم الأكبر لـ f_T موافقة للقيم الأصغر لـ V_{gs} ، وهو ما تؤكدته النتائج السابقة.

٥. الاستنتاجات والتوصيات

١- وُصفت نتائج هذه الدراسة السلوك ثنائي القطبية لـ GFET، وبالتالي إمكانية استخدامه كترانزستور من النوع n أو p، كما تبين امتلاك التيار في هذه النبيطة إلى منطقة إشباع، مما يجعله ملائماً لتطبيقات الدارات التماثلية.

٢- بما أن الناقلية التحويلية g_m عبارة عن مؤشر لمدى حساسية النبيطة للتغيرات الحاصلة في جهد البوابة وكفاءتها في تضخيم الإشارات، فقيمتها العالية مرغوبة في المضخمات. وقد فاقت قيمها التي حصلنا عليها في دراستنا الكثير من ترانزستورات السيليكون التقليدية.

٣- إن تردد القطع في الدارات التماثلية يدل على الحد الأعلى لمجال الترددات التي يمكن للنبيطة تضخيمها، وعليه تسمح قيمه الكبيرة بتضخيم الإشارات ذات الترددات العالية، الأمر الهام جداً في تطبيقات الاتصالات ومعالجة الإشارة. وفي دراستنا النظرية وجدنا قيم f_T ضخمة للغاية تفوق تلك التي وفرتها تقنيات MOSFET التقليدية، مما يجعل هذه النبايط مناسبة لدارات التردد الراديوي.

٤- يجب الانتباه إلى الانزياح الحاصل في نقطة ديراك، والذي لوحظ في مميزات النقل عند تغيير قيم V_{ds} ، لأهمية ذلك في تطبيقات النبيطة. فعلى سبيل المثال مضاعف التردد وخالط التردد ثنائي القطبية ذوي الأساس الغرافيني لا يعملان بشكل مثالي إلا عندما تكون قيمة الانزياح مساوية لجهد ديراك.

٥- يمكن تعميم هذه الدراسة لتشتمل على تأثير مادة أكسيد البوابة وسماكتها على أداء النبيطة.

٧. المراجع

[1]Arns, R.G., 1998. *The other transistor: early history of the metal-oxide semiconductor field-effect transistor. Engineering Science & Education Journal*, 7(5), pp.233-240.

[2]Liu, Y., Duan, X., Huang, Y. and Duan, X., 2018. *Two-dimensional transistors beyond graphene and TMDCs. Chemical Society Reviews*, 47(16), pp.6388-6409.

[3] Krsihna, B.V., Ravi, S. and Prakash, M.D., 2021. Recent developments in graphene based field effect transistors. *Materials Today: Proceedings*, 45, pp.1524-1528.

[4] Ji, X., Xu, Y., Zhang, W., Cui, L. and Liu, J., 2016. Review of functionalization, structure and properties of graphene/polymer composite fibers. *Composites Part A: Applied Science and Manufacturing*, 87, pp.29-45.

[5] Lemme, M.C., Echtermeyer, T.J., Baus, M. and Kurz, H., 2007. A graphene field-effect device. *IEEE Electron Device Letters*, 28(4), pp.282-284.

[6] Wang, Z., Zhang, Z. and Peng, L., 2012. Graphene-based ambipolar electronics for radio frequency applications. *Chinese Science Bulletin*, 57, pp.2956-2970.

[7] Bouhafs, C., 2016. *Structural and Electronic Properties of Graphene on 4H-and 3C-SiC* (Doctoral dissertation, Linköping University Electronic Press).

- [8] Lee, C., Wei, X., Kysar, J.W. and Hone, J., 2008. Measurement of the elastic properties and intrinsic strength of monolayer graphene. *science*, 321(5887), pp.385-388.
- [9] Wallace, P.R., 1947. The band theory of graphite. *Physical review*, 71(9), p.622.
- [10] Neto, A.C., Guinea, F., Peres, N.M., Novoselov, K.S. and Geim, A.K., 2009. The electronic properties of graphene. *Reviews of modern physics*, 81(1), p.109.
- [11] Geim, A.K. and Novoselov, K.S., 2007. The rise of graphene. *Nature materials*, 6(3), pp.183-191.
- [12] Rodriguez, S., Vaziri, S., Smith, A., Fregonese, S., Ostling, M., Lemme, M.C. and Rusu, A., 2014. A comprehensive graphene FET model for circuit design. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 61(4), pp.1199-1206.
- [13] Fregonese, S., Magallo, M., Maneux, C., Happy, H. and Zimmer, T., 2013. Scalable electrical compact modeling for graphene FET transistors. *IEEE Transactions on Nanotechnology*, 12(4), pp.539-546.
- [14] Schwierz, F., 2010. Graphene transistors. *Nature nanotechnology*, 5(7), pp.487-496.
- [15] Kim, K., Choi, J.Y., Kim, T., Cho, S.H. and Chung, H.J., 2011. A role for graphene in silicon-based semiconductor devices. *Nature*, 479(7373), pp.338-344.
- [16] Meric, I., Dean, C.R., Petrone, N., Wang, L., Hone, J., Kim, P. and Shepard, K.L., 2013. Graphene field-effect transistors based on boron–nitride dielectrics. *Proceedings of the IEEE*, 101(7), pp.1609-1619.
- [17] Moon, J.S., Curtis, D., Bui, S., Hu, M., Gaskill, D.K., Tedesco, J.L., Asbeck, P., Jernigan, G.G., VanMil, B.L., Myers-Ward, R.L. and Eddy, C.R., 2010. *Top-gated epitaxial graphene FETs on Si-face SiC wafers with a peak transconductance of 600 mS/mm*. *IEEE Electron Device Letters*, 31(4), pp.260-262.
- [18] Kedzierski, J., Hsu, P.L., Reina, A., Kong, J., Healey, P., Wyatt, P. and Keast, C., 2009. *Graphene-on-insulator transistors made using C on Ni chemical-vapor deposition*. *IEEE Electron Device Letters*, 30(7), pp.745-747.
- [19] Jmai, B., Silva, V. and Mendes, P.M., 2021. *2D electronics based on graphene field effect transistors: Tutorial for modelling and simulation*. *Micromachines*, 12(8), p.979.