

بررسی تاثیر پارامترهای فیزیکی ترانزیستور *MESFET* بر روی عناصر مدار معادل بر پایه تحلیل فیزیکی

مسعود موحدی

دانشگاه صنعتی امیرکبیر (پلی تکنیک تهران)

Microwave/mm-wave and Wireless Com. Lab
movahhedi@aut.ac.ir

عبدالعلی عبدی پور

دانشگاه صنعتی امیرکبیر (پلی تکنیک تهران)

Microwave/mm-wave and Wireless Com. Lab
abdipour@aut.ac.ir

چکیده: در این مقاله روش جدیدی جهت استخراج المانهای مدار معادل سیگنال کوچک ترانزیستورهای میکروویو و موج میلیمتری بر پایه مدل سازی فیزیکی و حل عددی معادله *Drift-Diffusion* به روش *FDTD* ارائه شده است. مقایسه نتایج با سایر روشها از قبیل روش مونت کارلو، صحت تکنیک به کار برده شده را نشان می دهد. نحوه تغییرات مقادیر این المانها بر حسب تغییر نقطه بایاس و اندازه فیزیکی ساختار - طول گیت- بخش دیگر این مقاله را تشکیل می دهد.

واژه های کلیدی: ترانزیستور *MESFET*، *FDTD*، معادله *Drift-Diffusion*، مدل سازی فیزیکی، پارامترهای سیگنال کوچک، میکروویو و موج میلیمتری.

۱- مقدمه

امروزه با پیشرفت تکنولوژی و احساس نیاز به وسایل مخابراتی با سرعت زیاد، طراحی و ساخت مدارهای میکروویو و موج میلیمتری جزء احتیاجات اساسی صنایع مختلف نظامی و تجاری می باشد. برای محقق کردن این هدف، استفاده از ادوات اکتیو فرکانس بالا

مانند ترانزیستورهای اثر میدانی که شامل ترانزیستور *MESFET* و *HEMT* می باشند، لازم و ضروری است. با افزایش فرکانس و ورود به حوزه موج میلیمتری، تحلیل دقیق و موج کامل^۱ این گونه ترانزیستورها و همچنین مدارهای جانبی آنها که تحت عنوان مدل سازی کلی^۲ مطرح می باشند [1]، از اهمیت شایانی برخوردار است. به این منظور با تزویج معادلات حاکم بر نیمه هادی ترانزیستور (بخش الکترونیکی) و معادله ماکسول - برای بیان انتشار موج در ساختار - (بخش الکترومغناطیس) و حل همزمان آنها به آنالیز دقیق و کاملی تحت عنوان مدل سازی الکترونیکی - الکترومغناطیسی برای ترانزیستورها و مدارهای فرکانس بالا دست یافت. در [2] به بخش الکترومغناطیسی این نحوه مدل سازی به طور کامل پرداخته شده است. این مقاله بخش الکترونیکی را مورد توجه قرار داده است. در آینده با تزویج این دو بخش می توان به آنالیز موج کامل ترانزیستور دست یافت.

داشتن اطلاعات کافی و دقیق در مورد مشخصات این

¹ Full-Wave Analysis

² Global Modeling

گونه ترانزیستورها، کمک شایانی در طراحی مدارات مایکروویو و موج میلیمتری می نماید. در طراحی این مدارها، اطلاع دقیق از مدار معادل سیگنال کوچک¹ (*SSEC*) یک ترانزیستور *FET*، ابزار بسیار مفید و مهمی در مشخصه گذاری رفتار قطعه می باشد. به عنوان مثال، این اطلاعات در آنالیز عملکرد نویز ترانزیستور، تعیین بهره، تعیین فرکانس قطع² و غیره می توانند مفید واقع شوند. معمولا *SSEC* یک ترانزیستور *FET* به گونه ای در نظر گرفته می شود که هر المان آن بتواند تقریبا بعضی از رفتارهای فیزیکی قطعه را بیان نماید. گرچه یک مدار معادل استاندارد ثابت برای مدل نمودن یک ترانزیستور وجود ندارد و لیکن یک *SSEC* مشترک که مورد قبول و پذیرش همگان می باشد از دو بخش داخلی³ - که وابسته به شرایط بایاس بوده و رفتار داخلی قطعه را مدل می نماید- و بخش خارجی⁴ که مستقل از نقطه بایاس فرض می شود و اثرات پارازیتیک خارجی را مدل می کند تشکیل می شود.

روش های مختلفی برای استخراج پارامترهای مدل *SSEC* ترانزیستور *FET* وجود دارد. متداول ترین روش، مشخصه گذاری تجربی قطعه می باشد. در این روش، با اندازه گیری پارامترهای *S* قطعه و اعمال الگوریتمهای خاص به آنها [3]، مقادیر پارامترهای مختلف بخش داخلی و خارجی ترانزیستور مشخص می شود. در این حالت برای برای بدست آوردن مدل *SSEC* یک ترانزیستور فرکانس بالا، باید ابتدا ترانزیستور ساخته شده و سپس با اندازه گیری پارامترهای پراکنندگی (*S*) آن در فرکانسها و نقاط بایاس مختلف، شرایط اولیه استخراج پارامترهای مدار معادل قطعه را فراهم آورد. سپس با اعمال الگوریتمهای خاص که بعضا به مسایل بهینه سازی نسبتا پیچیده و زمان بری منجر می شوند، با دقت نه چندان خوبی مقادیر المانها را محاسبه نمود. در این روش، محاسبه مقادیر المانهای بخش داخلی و خارجی به صورت مجزا نسبتا پیچیده

بوده و علاوه بر آن برای بررسی اثر پارامترهای فیزیکی و ساختاری ترانزیستور بر روی المانهای مدار معادل، باید پروسه ساخت و اندازه گیری برای هر ساختار به صورت مجزا انجام پذیرد؛ که این خود مستلزم صرف وقت و هزینه زیادی می باشد. روش دیگر، روش تئوریک و مدل سازی فیزیکی قطعه می باشد. در این روش با حل معادلات حاکم بر قطعه، مشخصات فیزیکی آن استخراج می شود. در حل این معادلات -که خود بر حسب میزان دقت به چند دسته تقسیم می شوند- می توان به صورتهای متفاوتی عمل نمود. در ساده ترین حالت با ساده سازی معادلات و استفاده از تقریبهای نسبتا درست، جوابهای تحلیلی برای پارامترهای ترانزیستور استخراج می شود. به این گونه تحلیل، مدل سازی تحلیلی⁵ اطلاق می شود [4]. در این روش جوابهای حاصل دقت کافی را ندارد؛ تنها مزیت آن، سرعت زیاد محاسبه مقادیر المانها می باشد. در حالت دیگر با استفاده از روشهای عددی معادلات حاکم بر قطعه حل شده و پارامترهای داخلی ترانزیستور از قبیل چگالی حاملها، چگالی جریان، سرعت حاملها محاسبه می شود [5]؛ سپس با استفاده از این اطلاعات، می توان پارامترهای مدار معادل ترانزیستور را استخراج نمود. دقت این روش بسیار زیادتر از سایر روشها می باشد؛ ولی به علت حل عددی معادلات حاکم، زمان شبیه سازی بسیار بیشتر از دو روش قبل است. در این مقاله با انتخاب یک دسته از این معادلات -که هم زمان شبیه سازی را کاهش داده و هم دقت لازم برای استخراج المانهای مدار معادل را دارد- و حل آنها به روش *FDTD*⁶ [7]، پارامترهای داخلی ترانزیستور محاسبه شده و سپس از روی آنها مقادیر المانهای بخش داخلی مدار معادل بدست می آید.

۲- مدل فیزیکی

در این قسمت به بیان مدل فیزیکی ترانزیستور که بر اساس حل معادلات حاکم بر آن پایه گذاری شده است می پردازیم. به طور کلی برای مدل سازی دقیق قطعات فرکانس بالا که

¹ Small-Signal Equivalent Circuit

² Cut-off Frequency

³ Intrinsic

⁴ Extrinsic

⁵ Analytical Modeling

⁶ Finite Difference Time Domain

ابعاد آنها زیر میکرون می باشد، دو روش عمده مورد استفاده قرار می گیرد. در حالت اول که به نام روش مونت کارلو¹ شناخته می شود، با یک روش تکراری، جوابهای معادله انتقالی بولتزمن² که به معادله پواسن تزویج شده است، محاسبه می گردد [8]. در این روش، ابتدا ساختار قطعه و دینامیک حاملها به عنوان ورودی گرفته شده و در خروجی میدان های داخلی، سرعت حاملها و سایر پارامترها ارائه می گردد. در این روش علی رغم اینکه جوابهای بسیار دقیقی حاصل می شود ولی به علت حجم محاسبات و زمان بسیار زیاد شبیه سازی و عدم امکان بهینه سازی قطعه و شبیه سازی مداری، استفاده از آن مقرون به صرفه نبوده و نمی توان در CADها به کار برد.

روش دیگر، استفاده از معادلات انتقالی هیدرودینامیک³ که بر اساس ممانهای⁴ معادله بولتزمن پایه گذاری شده است، می باشد [6]. این معادلات انتقالی و بالطبع مدلهای متناظر با آنها را بر حسب میزان ساده سازی، می توان به صورتهای متفاوتی نوشت. زمان لازم برای شبیه سازی قطعه با استفاده از این معادلات بسیار کمتر از روش مونت کارلو می باشد؛ ولی دقت آنها بسته به میزان ساده سازی معادلات متغیر خواهد بود. در [6] چندین مدل مختلف به نامهای⁵ DTM،⁶ SDTM،⁷ ENTM و⁸ DDM ارائه شده است.

در این مقاله از مدل DDM برای شبیه سازی استفاده شده است. در بخش بعد با مقایسه نتایج این مدل و مدل روش مونت کارلو و DTM ملاحظه می گردد که تفاوت زیادی در زمینه استخراج المانهای مدار معادل بین این مدلها وجود ندارد. حسن استفاده از این مدل، زمان شبیه سازی بسیار کم آن نسبت به سایر روش ها می باشد.

۱-۲- Drift-Diffusion Model (DDM)

مدل DDM در یک نیمه هادی بصورت معادلات ذیل بیان می

شود [5]:

۱- معادله جریان:

$$\vec{J}_n = qn\mu_n(\vec{E}, N_D) + qD_n(\vec{E}, N_D)\vec{\nabla}n \quad (1)$$

۲- معادله پیوستگی بار:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q}\vec{\nabla}\cdot\vec{J}_n + U_n \quad (2)$$

۳- معادله پواسن:

$$\nabla^2\phi = -\frac{q}{\epsilon_0\epsilon_r}(N_D - n) \quad (3)$$

در این روابط \vec{J}_n چگالی جریان، n چگالی الکترون، N_D چگالی ناخالصی (دوپاژ⁹)، q واحد بار الکتریکی، μ_n موبیلیتی الکترون، D_n ضریب دیفیوژن، \vec{E} میدان الکتریکی، U_n نرخ تولید/بازترکیب، $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$ ثابت دی الکتریک نیمه هادی و ϕ پتانسیل می باشد.

چون قطعه مورد نظر، ترانزیستور GaAs MESFET با ناخالصی n می باشد (تک قطبی¹⁰)، لذا در این روابط از حاملهای اقلیت (حفره ها¹¹) صرف نظر شده است. علاوه بر این فرض می شود که اثر تولید/بازترکیب¹² ($U_n=0$) نیز وجود ندارد [5].

ضریب دیفیوژن طبق رابطه انیشتین با موبیلیتی به صورت زیر رابطه دارد

$$D_n = \frac{\mu_n k_B T}{q} \quad (4)$$

که k_B ثابت بولتزمن و T دما بر حسب کلونین می باشد.

همچنین موبیلیتی الکترون تابعی از میدان الکتریکی و چگالی دوپاژ به صورت زیر است [9] (این روابط با انطباق منحنی بر نتایج بدست آمده از شبیه سازی به روش مونت کارلو حاصل شده است).

$$\mu_n(E, N_D) = \frac{\mu_0 + (v_s/E)(E/E_s)^4}{1 + (E/E_s)^4} \quad (5)$$

$$\mu_0(N_D) = \mu_1 + \frac{\mu_2}{1 + (N_D/N_\mu)^\alpha} \quad (5-f)$$

$$\mu_1 = 0.336 \times 10^4 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}, \mu_2 = 0.6705 \times 10^4 \text{ cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$$

$$N_\mu = 6.302 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}, \alpha = 0.957 \quad (5-b)$$

⁹ Doping Density

¹⁰ Unipolar

¹¹ Holes

¹² Generation/Recombination Effect

¹ Monte Carlo Method

² Boltzmann's Transport Equation

³ Hydrodynamic Transport Equations

⁴ Moments

⁵ Dynamic Transport Model

⁶ Simplified Dynamic Transport Model

⁷ Energy Transport Model

⁸ Drift-Diffusion Model

دانستن چگالی جریان و پتانسیل در نقاط میانی *node* ها می باشد که این مقادیر نیز به صورت زیر محاسبه خواهند شد.

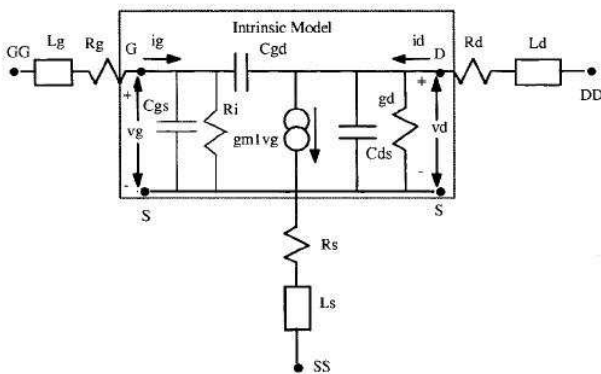
$$\varphi_{i+1/2} = \frac{\varphi_{i+1} + \varphi_i}{2} \quad (7)$$

$$n(x) = \{1 - g(x, \varphi)\}n(x_i) + g(x, \varphi)n(x_{i+1}) \quad x \in \{x_i, x_{i+1}\}$$

$$g(x, \varphi) = \{1 - \exp(\frac{\varphi_{i+1} - \varphi_i}{k_B T / q} \cdot \frac{x - x_i}{\Delta x})\} / \{1 - \exp(\frac{\varphi_{i+1} - \varphi_i}{k_B T / q})\} \quad (8)$$

۲-۲- استخراج پارامترهای مدار معادل

معمولا برای استخراج پارامترهای مدار معادل، از دو تکنیک



شکل (۱): مدل کلی مدار معادل سیگنال کوچک ترانزیستور *MESFET* به همراه الماهای پارازیتیک.

عمده که بر اساس آنالیز *AC* و آنالیز شبه استاتیک قطعه پایه گذاری شده است، استفاده می شود. شکل (۱) مدل کلی مدار معادل سیگنال کوچک (*SSEC*) ترانزیستور *MESFET* را نشان می دهد [11]. در آنالیز *AC* ابتدا ماتریس ادمیتانس *Y* بخش داخلی ترانزیستور تعیین شده و سپس با استفاده از درایه های آن، مقادیر المانهای مدار معادل تعیین می گردد [3]. در آنالیز *DC*، پارامترهای سیگنال کوچک بخش داخلی با توجه به تعریفهای کلی زیر استخراج می گردند [11].

$$g_m = \left. \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{gs}} \right|_{v_d = \text{const.}}, R_i = \left[\text{Re} \left(\frac{\partial i_{gs}}{\partial v_{gs}} \right) \right]^{-1} \Big|_{v_d = \text{const.}}, g_d = \left. \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{ds}} \right|_{v_g = \text{const.}}$$

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial v_{gs}} \right|_{v_d = \text{const.}}, C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial v_{ds}} \right|_{v_g = \text{const.}}, C_{ds} = \left. \frac{\partial Q_d}{\partial v_{ds}} \right|_{v_g = \text{const.}} \quad (9)$$

با اعمال تغییرات کوچک در ولتاژ، مقادیر این المانها در نقاط بایاس مختلف محاسبه می شود. در این مقاله ما از روش آنالیز

$$v_s(N_D) = v_0 + v_1(N_D/N_v) + v_2(N_D/N_v)^{1.04} \quad (5-ج)$$

$$v_0 = 1.03 \times 10^7 \text{ cm/s}, v_1 = -0.1836 \times 10^7 \text{ cm/s} \quad (5-د)$$

$$v_2 = 0.152 \text{ cm/s}, N_v = 1.714 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$$

$$E_s(N_D) = E_0 + E_1(N_D/N_E)^\beta \quad (5-ه)$$

$$E_0 = 2.735 \text{ KV/cm}, E_1 = 0.752 \text{ KV/cm} \quad (5-و)$$

$$N_E = 2.14 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}, \beta = 0.203$$

همان گونه که مشخص است معادلات دیفرانسیل (۳)-(۱) به یکدیگر تزویج شده می باشند. برای حل این دسته معادلات به صورت زیر عمل می کنیم که با جداسازی و تجزیه و حل قدم به قدم سیستم، هر کدام از معادلات به صورت جداگانه در نظر گرفته می شود. سپس این روند به صورت تکراری، تا رسیدن به دقت کافی برای تمام متغیرها ادامه پیدا می کند. به صورت دقیقتر سیستم معادلات به این صورت حل می گردد که ابتدا ولتاژ ترمینال ها به صورت شرایط مرزی اعمال می گردند، سپس با فرض دانستن چگالی الکترون (*n*)، معادله پوآسن حل شده و مقادیر پتانسیل محاسبه می شوند. در قدم بعد با محاسبه شدت میدان الکتریکی با توجه به پتانسیل بدست آمده، مویبیلیتی محاسبه گردیده و با حل معادله پیوستگی بار، چگالی الکترون مشخص می شود. تا این قسمت مقادیر متغیرها تا زمان $t + \Delta t$ محاسبه شده است. برای محاسبه متغیرها در گام زمانی بعدی ($t + 2\Delta t$)، به همین صورت عمل کرده و به ترتیب معادلات پوآسن و پیوستگی بار حل می شوند.

تمام معادلات به روش تفاضل محدود صریح^۱ در حوزه زمان حل می شوند [7]. در این روش، گامهای زمانی و مکانی باید به گونه ای انتخاب شوند که مقادیر متغیرها همگرا شده و به سمت بینهایت میل نمایند. در این راستا برای رسیدن به همگرایی با گامهای زمانی بزرگتری توان معادله پیوستگی بار را به صورت زیر گسسته نمود [10]

$$\frac{n(i, j, k+1) - n(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{J_x(i + 1/2, j, k) - J_x(i - 1/2, j, k)}{q\Delta x} + \frac{J_y(i + 1/2, j, k) - J_y(i - 1/2, j, k)}{q\Delta y} \quad (6)$$

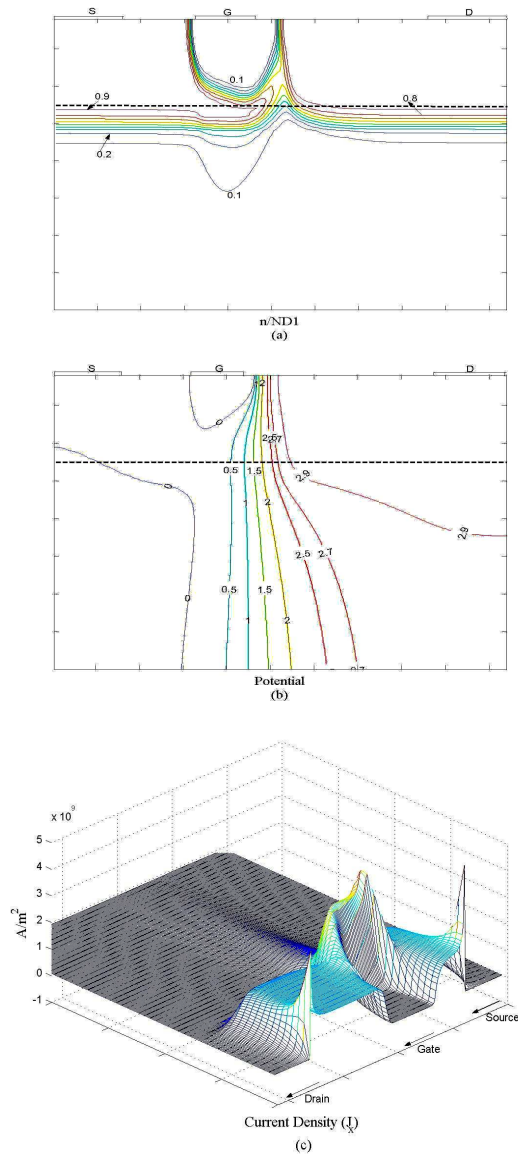
در این رابطه، برای محاسبه *n* در گام زمانی ($k+1$)، احتیاج به

¹ Explicit Finite Difference

DC به علت سرعت و سادگی آن- برای محاسبه المان ها استفاده کرده ایم.

۳- نتایج شبیه سازی

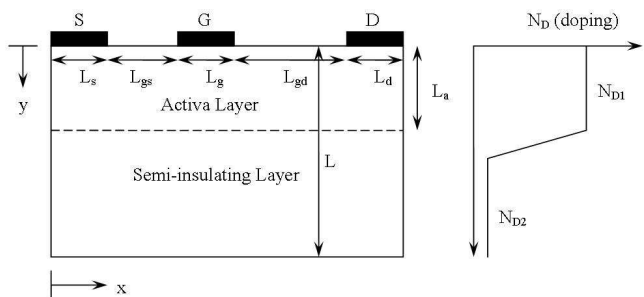
در این قسمت به بیان نتایج شبیه سازی بر روی ترانزیستور *MESFET* می پردازیم. ساختار ترانزیستور مورد نظر به صورت شکل (۲) در نظر گرفته شده است. در این ساختار طول بخشهای مختلف به صورت پارامتری مشخص شده است. در این شکل همچنین ناخالصی لایه اکتیو که برابر با N_{D1} و ناخالصی لایه نیمه عایق که برابر N_{D2} است، تعیین گردیده است. نیمه هادی مورد استفاده در این شبیه سازی *GaAs* با ثابت دی الکتریک $12/9$ می باشد. گام های زمانی و مکانی در این شبیه سازی برابر با $\Delta x = 0.012 \mu m$ ، $\Delta y = 0.010 \mu m$ و $\Delta t = 1 \times 10^{-15} s$ برای همگرایی جوابها انتخاب شده اند. در این ترانزیستور، درین و سورس به صورت پیوند اهمی و گیت نیز به صورت پیوند شاتکی^۱ با $V_{bn} = 0.8v$ به نیمه هادی متصل می باشد.



شکل (۳): چگالی نرمالیزه شده الکترون (a)، توزیع پتانسیل (b) و چگالی جریان J_x (c) در $t=5ps$ و $V_{gs}=-0.5v$ ، $V_{ds}=3v$

در شکل (۳- c) چگالی جریان در ناحیه بین گیت و درین تقریباً ثابت بوده و در زیر منطقه گیت به علت تنگ شدن کانال چگالی جریان افزایش یافته است. این نتایج کاملاً با نمودارهای بدست آمده در [6] مطابقت دارند.

برای مطمئن شدن از صحت روش به کار گرفته شده در مقاله، نتایج شبیه سازی را با نتایج بدست آمده در [8] مورد مقایسه قرار دادیم. مشخصات ساختار مورد بررسی عبارت است از $L_s=0.2 \mu m$ ، $L_g=0.5 \mu m$ ، $L_d=0.2 \mu m$ ، $L_{gs}=0.35 \mu m$ ، $L_{ds}=0.35 \mu m$ ، $L_a=0.2 \mu m$ ، $L=0.6 \mu m$ ، $N_{D1} = 4 \times 10^{16} cm^{-3}$ ، $N_{D2} = 1 \times 10^{10} cm^{-3}$ ،

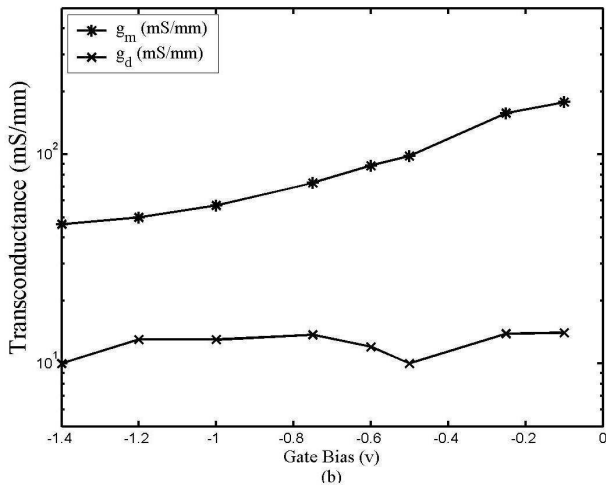
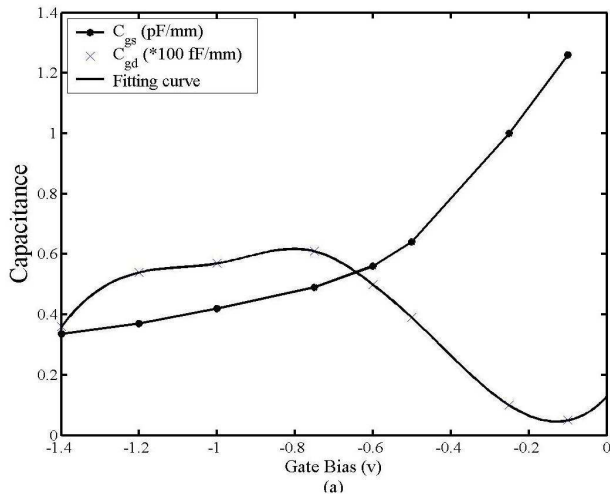


شکل (۲): سطح مقطع ساختار ترانزیستور *MESFET* به همراه توزیع ناخالصی

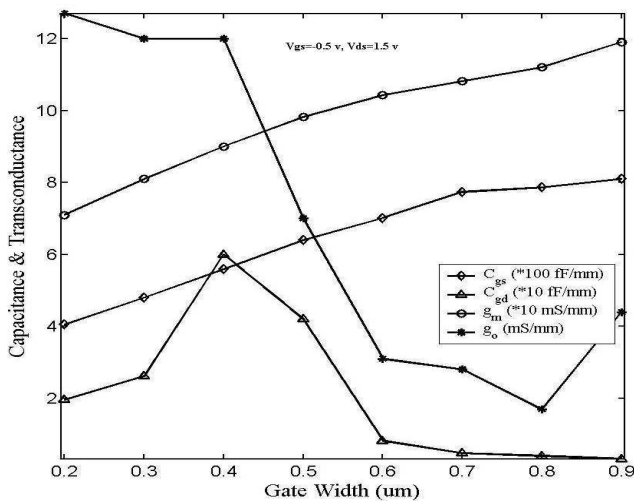
شکل (۳) چگالی نرمالیزه شده الکترون (n/N_{D1})، توزیع پتانسیل (ϕ) و چگالی جریان J_x را در $t=5ps$ (حالت ایستادن) برای ساختار با پارامترهای $L_s=0.4 \mu m$ ، $L_g=0.3 \mu m$ ، $L_d=0.4 \mu m$ ، $L_{gs}=0.4 \mu m$ ، $L_{ds}=1 \mu m$ ، $L_a=0.13 \mu m$ ، $N_{D1} = 2 \times 10^{17} cm^{-3}$ ، $N_{D2} = 1 \times 10^{15} cm^{-3}$ ، $L=0.4 \mu m$ و با ولتاژهای بایاس $V_{ds}=3v$ ، $V_{gs}=-0.5v$ نشان می دهد. همان گونه که در شکل (۳- a) دیده می شود در زیر گیت ناحیه تخلیه به خوبی قابل تشخیص است.

¹ Schottky Contact

ساختار ثابت و برابر با پارامترهای ترانزیستور مورد استفاده در [8] می باشد. همان گونه که از شکل (۶) مشخص است، g_m با افزایش طول گیت تقریباً به صورت خطی افزایش می یابد.

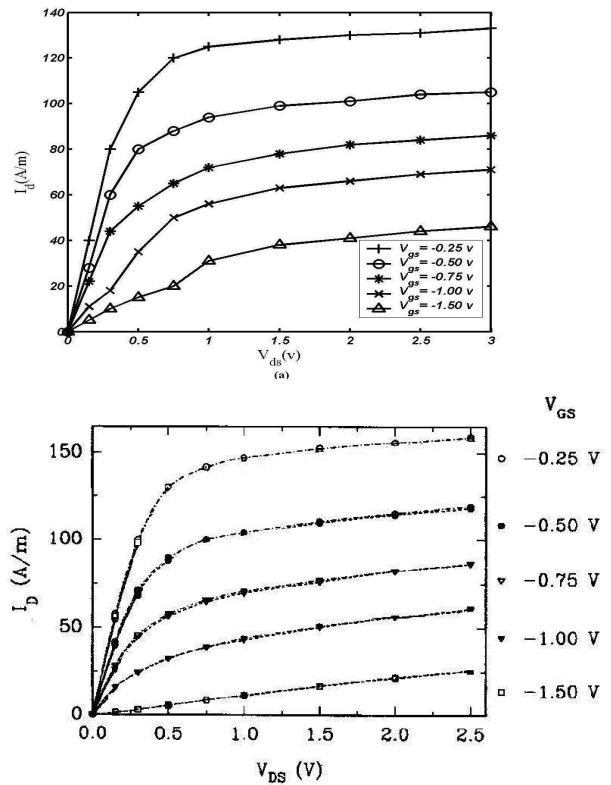


شکل (۵): تغییرات المانهای مدار معادل بر حسب ولتاژ گیت-سورس



شکل (۶): تغییرات المانهای مدار معادل بر حسب طول گیت

شکل (۴-ا) نمودار $I_{ds}-V_{ds}$ حاصل از شبیه سازی و شکل (۴-ب) منحنی متناظر در [8] است.



شکل (۴): نمودار $I_{ds}-V_{ds}$ (a): نتایج شبیه سازی، (b) نتایج [8]

علاوه بر این مقادیر المانهای مدار معادل سیگنال کوچک در نقطه بایاس $V_{gs}=-1.0 v$, $V_{ds}=1.5 v$ دو روش در جدول (۱) لیست شده است. همان گونه که مشخص است روش مورد استفاده دقت بسیار خوبی دارد.

جدول (۱): مقادیر المانها از مرجع [8] و روش مورد استفاده در این مقاله

Elements	C_{gs} (10^{-10} F/m)	C_{gd} (10^{-11} F/m)	g_m (S/m)	g_d (S/m)
This work	4.2	6.1	60	13
[8]	3.75	6.28	70.5	11.32

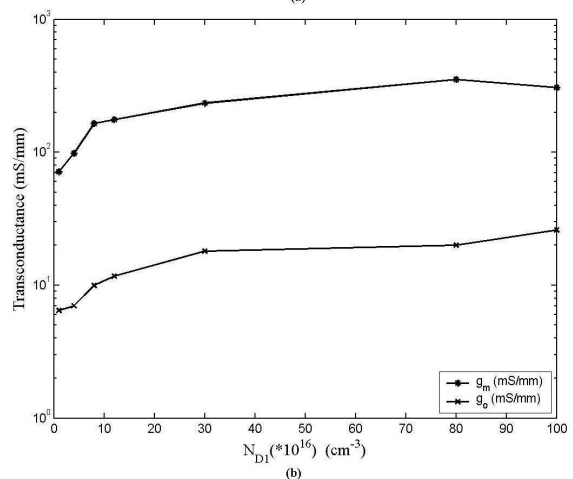
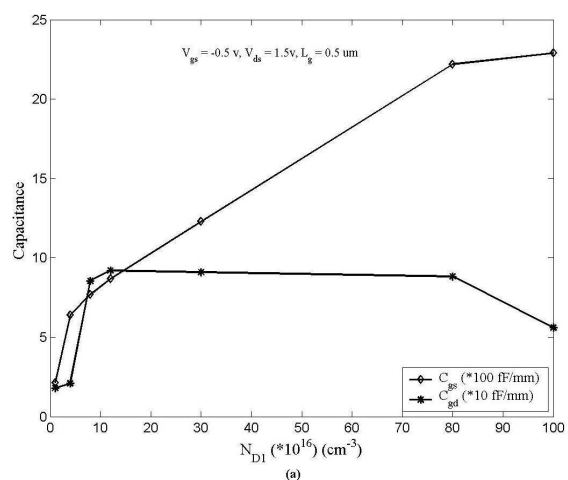
شکل (۵) نحوه تغییر مقادیر المانهای مدار معادل سیگنال کوچک ساختار ذکر شده بر حسب ولتاژ گیت (ولتاژ اعمالی به گیت با اضافه V_{bn}) را در نقطه بایاس $V_{ds}=1.5 v$ نشان می دهد. در ادامه وابستگی این المانها را به پارامترهای ساختاری ترانزیستور بررسی می کنیم. شکل (۶) مقادیر این المانها را بر حسب طول گیت (L_g) نشان می دهد (سایر پارامترهای

مدار معادل، از دقت کافی برخوردار بوده و می توان بسیار سریعتر از سایر روشهای مدل سازی که از معادلات کاملتر و دقیق تر *DTM* و یا روش مونت کارلو به این منظور استفاده می کنند، به مقادیر این المانها دست یافت. در ادامه تاثیر پارامترهایی از قبیل ولتاژ بایاس گیت، طول گیت و همچنین چگالی ناخالصی لایه اکتیو ترانزیستور بر روی مهمترین المانهای مدار معادل مورد بررسی قرار گرفت که در بررسی اثر آنان در قابلیت های کلی قطعه موثر خواهد بود و در ضمن بستر لازم جهت انجام پروسه *Global modeling* مهیا خواهد شد.

مراجع

- [1] S. M. S. Intiaz and S. M. El-Ghazaly, "Global modeling of millimeter-wave circuits: Electromagnetic simulation of amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, pp. 2208-2216, Dec. 1997.
- [2] M. Ghiamy, A. Abdipour and R. Moeeni, "Field Analysis (Full-Wave) of Millimeter-Wave HEMT's," *MEMIA'2001*, Russia, 2001.
- [3] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore and E. Playez, "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit," *IEEE Trans. Microwave theory Tech.*, Vol. 36, pp. 1151-1159, Jul. 1988.
- [4] S. P. Murray and K. P. Roenker, "An analytical model for SiC MESFET," *Solid-State Electronics*, Vol. 46, pp. 1495-1505, 2002.
- [5] K. Tomizawa, *Numerical Simulation of Submicron Semiconductor Devices*, Artech House, 1993.
- [6] Y. Feng and A. Hintz, "Simulation of Submicrometer GaAs MESFET's Using a full Dynamic Transport Model," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 35, No. 9, pp. 1419-1431, Sep. 1988.
- [7] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: the finite difference time domain method*, Artech House, 2nd ed., 2000
- [8] T. Gonzalez, "Monte Carlo Determination of the Intrinsic Small-Signal Equivalent Circuit of MESFET's," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 42, No. 4, pp. 605-611, Apr. 1995.
- [9] X. Zhou and H. S. Tan, "Monte Carlo Formulation of field-Dependent Mobility for $Al_xGa_{1-x}As$," *Solid-State Electronics*, Vol. 38, pp. 567-569, 1994.
- [10] D. L. Scharfetter and D. L. Gummel, "Large Signal Analysis of a Silicon Read Diode Oscillator," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-16, pp. 64-77, 1969.
- [11] S. M. Intiaz and S. M. El-Ghazaly, "Performance of MODFET and MESFET: A Comparative Study Including Equivalent Circuits Using Combined Electromagnetic and Solid-State Simulator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 46, No. 7, pp. 923-931, Jul. 1998.

اثر پارامتر N_{DI} (چگالی ناخالصی لایه اکتیو ترانزیستور) نیز بر روی المانهای مدار معادل ترانزیستور *MESFET* مورد بررسی قرار گرفت. شکل (V) نتایج این بررسی را نشان می دهد (سایر پارامترهای ساختار ثابت و برابر با پارامترهای ترانزیستور مورد استفاده در [8] می باشد). همان گونه که در شکل (a-V) دیده می شود خازن گیت-سورس با افزایش دوپاژ افزایش می یابد ولی خازن گیت-درین، روند تغییرات ثابتی از خود نشان نمی دهد. g_m نیز با افزایش این پارامتر به صورت نسبتاً خطی زیاد می شود ولی g_d تغییرات چندانی ندارد.



شکل (V): تغییرات المانهای مدار معادل بر حسب چگالی ناخالصی لایه اکتیو (N_{DI})

۴- نتیجه گیری

در این مقاله روش جدیدی جهت استخراج المانهای مدار معادل سیگنال کوچک ترانزیستورهای فرکانس بالا (موج میلیمتری) ارائه شد. با مقایسه نتایج شبیه سازی با سایر روشها نشان داده شد که استفاده از این معادله در استخراج المانهای