

آزمایش و شبیه‌سازی سه‌بعدی تأثیر مشخصات موج تابشی بر مدارهای الکترونیکی به روش FDTD

احمد رضا امین^۱، علیرضا صالحی^۲، محمدحسین قزل ایاغ^{۳*}، یعقوب قانع قره باغ^۴

۱- دانشجوی دکترای دانشکده مهندسی برق، دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی

۲- استاد دانشکده مهندسی برق، دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی

۳- استادیار دانشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات، دانشگاه امام حسین (ع)

۴- مربی مرکز تحقیقات فجر، دانشگاه امام حسین (ع)

*تهران، صندوق پستی ۱۳۵۵-۱۶۳۱۵

ghezel@gmail.com

(دریافت مقاله: دی ۱۳۸۸، پذیرش مقاله: تیر ۱۳۸۹)

چکیده- امواج الکترومغناطیسی در برخورد با بردهای الکترونیکی، جریان و ولتاژ در مدارها القا می‌کنند. اندازه میدان کوپل شده، به خصوصیات جبهه موج و برد الکترونیکی بستگی دارد. در این مقاله با حل معادلات ماکسول به روش FDTD^۱ و شبیه‌سازی سه‌بعدی از شرایط مرزی لایه‌های کاملاً منطبق^۲ و روش TF/SF^۳، برای شبیه‌سازی انتشار موج در برد و محیط و بررسی تأثیر مشخصات موج تابشی در القا بر روی خطوط میکرواستریپ برد مدار چاپی استفاده شده است. سپس با تبدیل روابط الکترونیکی به روابط متناظر الکترومغناطیسی در مدل گامل-پون^۴ ترانزیستور دو قطبی، تحلیل عملکرد ترانزیستور با روابط میدانی انجام شده است. مقایسه نتایج آزمایشها و شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که برای تحلیل اثر امواج الکترومغناطیسی بر مدارهای الکترونیکی می‌توان از مدل‌های الکترونیکی قطعات فعال در شبیه‌سازی به روش FDTD استفاده کرد.

کلیدواژه‌گان: FDTD، برهم کنش موج و مدار، ترانزیستور دو قطبی، مدل گامل-پون.

۱- مقدمه

برای تحلیل اثر انتشار امواج در برهم‌کنش با بردهای الکترونیکی باید از شبیه‌سازهایی استفاده شود که امکان حل

معادلات میدانی را داشته و علاوه بر آن بتوانند مدل‌های مداری یا فیزیکی قطعات الکترونیکی را به کار گیرند [۱]. روش‌های شبیه‌سازی در این حوزه از یک نگاه به دو دسته کلی میدانی و روش‌های ترکیبی میدانی و مداری تقسیم می‌شوند. به دلیل پیچیدگی‌های روش‌های میدانی تلاش شده تا از تبدیل معادلات و روابط الکترومغناطیسی به روابط

1. Finite-Difference Time-Domain
2. Generalized Perfectly Matched Layers
3. Total Field/ Scattered Field
4. Gummel-Poon

در القا بر روی خط میکرواستریپ مطالعه و تحلیل شده است. سپس به منظور شبیه‌سازی اثر موج بر مدار ترانزیستوری، روابط الکتریکی برای المان‌های فشرده خطی و هم‌چنین در مدل کامل - پون ترانزیستور دو قطبی به روابط متناظر الکترومغناطیسی تبدیل شده است. برای محک زدن روشی که در شبیه‌سازی به کار گرفته شده، نتایج آزمایش‌های عملی روی یک مدار تقویت‌کننده ترانزیستوری مبنای کار قرار داده شد. تحلیل و مقایسه نتایج آزمایش و شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که با توسعه کار حاضر و وارد کردن مدل انواع ترانزیستور مانند MOS با روش ارائه شده یا وارد کردن مدل‌های رفتاری انواع قطعات الکترونیکی می‌توان انتظار داشت که شبیه‌سازی FDTD کارایی بیشتری داشته باشد.

۲- بررسی اثر تغییر مشخصات موج تابشی در القا بر روی خط میکرواستریپ

امواج الکترومغناطیسی در هنگام انتشار در محیط و در برهم‌کنش با بردهای مدار چاپی، سبب القای ولتاژ و جریان در اجزای مدار می‌شوند. خطوط میکرواستریپ و کانال‌های ارتباطی بردها نقش بسیار مهمی در تعیین مقدار میدان کوپل شده دارند. از این‌رو بررسی رفتار خط میکرواستریپ در برابر میدان تشعشعی خارجی، گامی اساسی و بنیادی در شبیه‌سازی‌های EMI⁵ و بررسی اثر امواج الکترومغناطیسی بوده و می‌تواند محک خوبی برای ارزیابی صحت شبیه‌سازی‌های میدانی و پایه‌ای برای شبیه‌سازی‌های بعدی باشد. مطابق قانون هم‌پاسخی، عبور جریان از خطوط هادی (میکرواستریپ) نیز باعث ایجاد میدان الکترومغناطیسی در اطراف آن می‌شود [۱۰]. شکل (۱) ساختار خط میکرواستریپ و میدان‌های القایی ایجاد شده در اطراف آن را نشان می‌دهد.

ساختارهای متناظر مداری و سپس حل شبکه با نرم‌افزارهای شبیه‌ساز مداری و هم‌چنین ترکیب روش ممان^۱ و MNA^۲ با حل خطی ساختارهای مداری و الکترومغناطیسی استفاده شود [۲] و [۳]. به منظور تحلیل اثر تابش امواج بر کابل‌ها و در برهم‌کنش با ساختارهای اطراف آن، ترکیب روش عددی برای تحلیل ساختارهای محیط و روش تئوری خطوط انتقال چند هادی^۳ ارائه شده است [۴] و [۵]. در روش‌های میدانی استفاده از پارامترهای S و تحلیل در حوزه فرکانس علاوه بر دقت خوب و قابل قبول، پیچیدگی زیادی را تحمیل نمی‌کند [۶] و [۷]، اما استخراج پارامترهای S و وابستگی آنها به فرکانس محدودیتی است که با آن روبه‌رو می‌شویم.

برای دستیابی به حداکثر دقت در تحلیل نحوه انتشار و برهم‌کنش موج و محیط، از حل عددی معادلات ماکسول در حوزه زمان با روش‌های FDTD و TDIE^۴ استفاده شده است. به کارگیری این روش‌ها مستلزم به کارگیری پردازنده‌هایی قدرتمند و حافظه زیاد بوده و زمان حل معادلات آن در کامپیوتر نیز طولانی است. لازم است ذکر شود که اعمال این روش‌ها برای ساختارهای بزرگ و تعداد سلول زیاد، محدودیت داشته و وارد کردن معادلات مداری، احتمال ناپایداری را افزایش می‌دهد [۸] و [۹].

در این مقاله با توجه به گستردگی طیف امواج الکترومغناطیسی و برای داشتن درکی بهتر از نحوه برهم‌کنش موج، برد و قطعه الکترونیکی، از شبیه‌سازی سه‌بعدی در حوزه زمان با برنامه‌نویسی به زبان فرترن و به روش FDTD استفاده شده است. به کارگیری شرایط مرزی لایه‌های کاملاً منطبق و روش TF/SF امکان شبیه‌سازی انتشار موج در برد و محیط را فراهم ساخته و با استفاده از آن اثر تغییر مشخصات موج تابشی

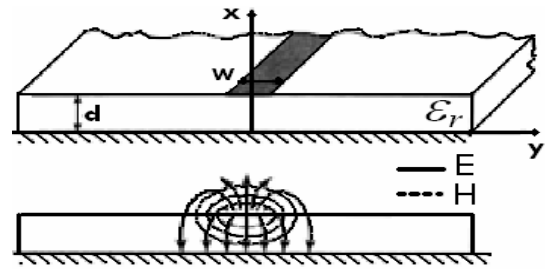
1. Method of Moments
2. Modified Nodal Analysis
3. Multi-Conductor Transmission Line Theory
4. Time Domain Integral Equation

5. Electromagnetic Interference

میکرواستریپ به طول ۳cm و عرض ۱/۵mm بوده است. ضخامت برد برابر ۱mm و ضریب دی‌الکتریک آن برابر $\epsilon_r = 4/7$ است. در ابتدا و انتهای خط مقاومت بار استاندارد 50Ω قرار گرفته است. موج تخت با زاویه $\theta = 90^\circ$ و $\phi = 45^\circ$ نسبت به برد انتشار یافته است. دامنه میدان الکتریکی به صورت پالس مربعی در حوزه زمان مطابق شکل (۲) - ب تغییر می‌کند. شیب پالس، ثابت و برابر 5 kv/ns و دامنه آن در سه حالت مختلف به ترتیب برابر 5 kv/m ، 10 kv/m و 20 kv/m بوده است. ابعاد ساختار برابر $46 \times 160 \times 24$ میلی‌متر و ابعاد سلول در هر راستا برابر $10^{-4} \times 2/5$ در نظر گرفته شد. تعداد کل گام‌های زمانی برابر ۸۵۰۰ و زمان هر گام برابر 10^{-13} s است. در روش TF/SF از چهار لایه پراکندگی^۱ استفاده شده و از ۱۰ لایه PML برای محدود سازی ساختار و جذب میدان‌های رسیده به دیوارهای محیط استفاده شد. مشخصات PML به شرح زیر است:

$$\sigma_m = 1/3247, S_m = 5/6667, n = 2/0$$

شکل‌های (۲) - ج و (۲) - د اندازه و شکل موج ولتاژ القا شده در ابتدا و انتهای خط میکرواستریپ را با شبیه‌سازی FDTD نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود فقط در زمان‌هایی که موج تابشی دارای شیب بوده یعنی دامنه متغیر با زمان دارد، القای ولتاژ بر روی خط میکرواستریپ انجام می‌شود. از سوی دیگر حداکثر ولتاژی که هر شیب خاص موج تابشی می‌تواند بر روی خط میکرواستریپ القا کند، محدود بوده و به ازای شیب مشخص موج تابشی، افزایش دامنه از حدی معین، تأثیری بر افزایش اندازه القای ولتاژ بر روی خط میکرواستریپ ندارد. از شبیه‌سازی انجام شده



شکل ۱ الف) ساختار ساده خط میکرواستریپ بر روی برد مدار چاپی ب) میدان‌های القایی ایجاد شده در اطراف آن

برای بررسی تأثیر مشخصات موج تابشی در القا بر روی خط میکرواستریپ می‌توان دامنه، شیب، زمان صعود و نزول، زاویه برخورد و پلاریزاسیون میدان تشعشعی را تغییر داده و در هر مورد ولتاژ القا شده را محاسبه کرد. با تئوری‌های موجود به راحتی نمی‌توان اثر تغییر همزمان این ویژگی‌ها را در برد الکترونیکی تحلیل و مشاهده کرد. در حالی که شبیه‌سازی معتبر و مناسب می‌تواند جزئیاتی را که در نقاط مختلف خط و برد اتفاق می‌افتد به نمایش بگذارد. در این مقاله برای تحلیل اثر امواج الکترومغناطیسی بر روی خطوط برد مدار چاپی، معادلات ماکسول به روش مشتقات محدود در حوزه زمان (FDTD) حل شده و برای شبیه‌سازی اعمال موج تخت بر روی برد، از روش مناسب و قوی TF/SF استفاده شد [۱۱]. هم‌چنین برای جذب بهتر میدان‌های رسیده به مرزها، شرط مرزی GPML به کار برده شد. شرایط مرزی در این روش انطباق خوبی با میدان‌های برخوردی با زوایای مختلف، طیف فرکانسی و پلاریزاسیون انتخاب شده دارد [۱۲] و [۱۳].

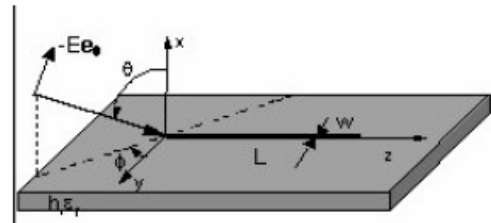
۲-۱- بررسی اثر تغییر دامنه موج تابشی با شیب ثابت

در اولین شبیه‌سازی، اثر تغییر دامنه موج تابشی بررسی می‌شود. شکل (۲) - الف نحوه برخورد موج تخت را به برد نشان می‌دهد. برد مدار چاپی شامل فقط یک خط

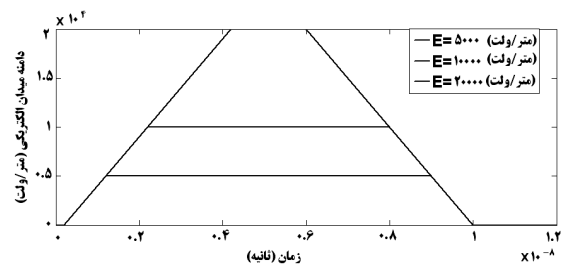
۲-۲- بررسی اثر زمان صعود و نزول موج تابشی

در این مرحله تأثیر تغییر زمان صعود و نزول پالس ورودی برای مشاهده اثر شیب پالس تابشی بررسی می‌شود. برای این منظور زمان رشد پالس اعمالی به ترتیب برابر 100Ps ، 500Ps ، 1000Ps و 1500Ps در نظر گرفته شده است. دامنه میدان ورودی برای شبیه‌سازی برابر $E=10\text{kv/m}$ است. سایر مشخصات مانند قبل است. شکل (۳) پالس‌های تاییده شده و نتایج شبیه‌سازی را برای ولتاژ القا شده در ابتدای خط میکرواستریپ نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که هرچه زمان صعود و نزول کمتر یا شیب تندتر باشد، القای بیشتری انجام می‌شود که این با توجه به تغییرات بیشتر میدان ورودی در این حالت‌ها قابل توجیه است. یادآوری می‌شود که تمامی این موارد برای خط میکرواستریپ شکل (۲)-الف شبیه‌سازی شده است.

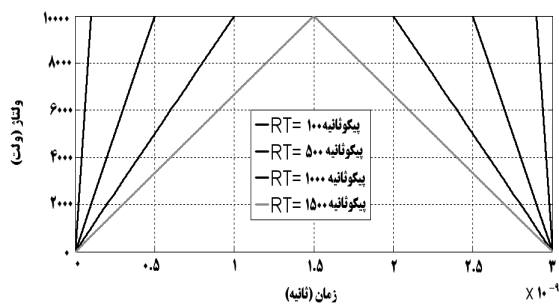
می‌توان به صورت هم‌زمان برای مشاهده نحوه انتشار موج در دیگر نقاط برد نیز استفاده کرد.



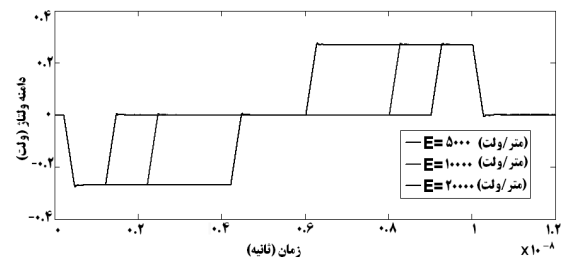
(الف)



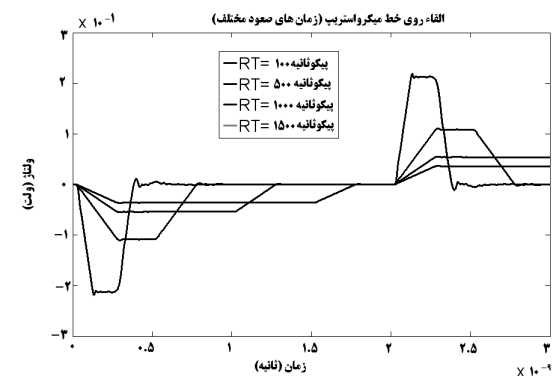
(ب)



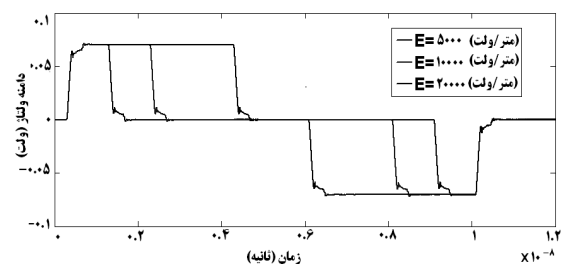
(الف)



(ج)



(ب)



(د)

شکل ۲ الف) نحوه برخورد موج تخت به برد ب) شکل موج

تاییده شده به برد در حوزه زمان با سه دامنه مختلف ج) ولتاژ کوپل شده در ابتدای خط میکرواستریپ در سه حالت مذکور د) ولتاژ کوپل شده در انتهای خط

شکل ۳ الف) شکل پالس‌های تاییده شده به برد در حوزه زمان

ب) نتایج شبیه‌سازی برای ابتدای خط میکرواستریپ

۳-۲- بررسی تأثیر زاویه برخورد و پلاریزاسیون

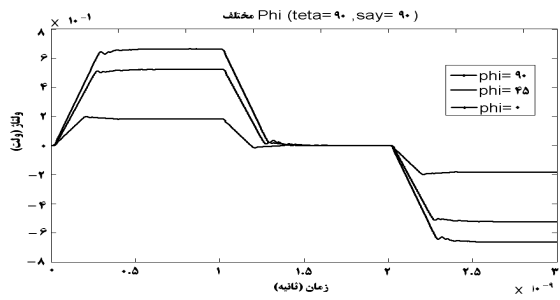
موج تابشی

اکنون تأثیر زاویه برخورد و پلاریزاسیون میدان تابشی را بر القا روی خط میکرواستریپ مطالعه می‌کنیم. شکل (۴)-الف نتایج شبیه‌سازی را برای زاویه برخورد φ در سه حالت 0° ، 45° و 90° نشان می‌دهد. شکل (۴)-ب و (۴)-ج تأثیر پلاریزاسیون‌های عمودی، مایل و افقی را در میزان القا بر روی خط میکرواستریپ نشان می‌دهند. در این شکل‌ها پلاریزاسیون عمودی با $\psi=90^\circ$ ، پلاریزاسیون مایل با $\psi=45^\circ$ و پلاریزاسیون افقی با $\psi=0^\circ$ مشخص شده است. از مقایسه منحنی‌ها می‌توان نتیجه گرفت که بیشترین القای موج در حالتی است که $\varphi=90^\circ$ باشد و با $\theta=90^\circ$ موج با پلاریزاسیون عمودی به برد تابیده شود. تحلیل منحنی‌های به دست آمده نشان‌دهنده صحت شبیه‌سازی‌ها است. در نتیجه اگر بتوان نحوه القای موج را بر برد ترانزیستوری به‌درستی شبیه‌سازی کرد، از نتایج ارائه شده می‌توان به‌عنوان اثر تغییر مشخصات موج تابشی بهره برداری کرد.

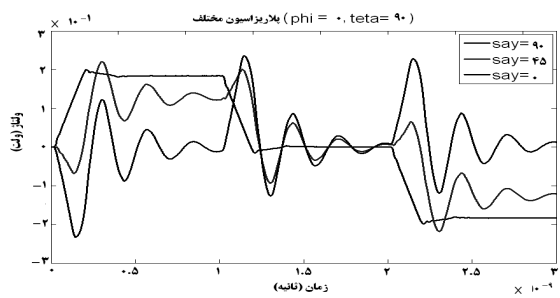
۳- مدل‌سازی المان‌های فشرده خطی و

فعال ترانزیستوری

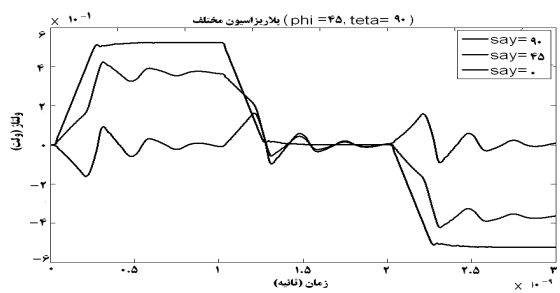
برای شبیه‌سازی عملکرد بردهای الکترونیکی شامل المان‌های فشرده خطی یا فعال ترانزیستوری تحت تابش امواج الکترومغناطیسی، نخست باید روابط معادلات مؤلفه میدان الکتریکی $E_{Z(l_c, j_c, k_c)}^{n+1}$ برای این المان‌ها در شبیه‌سازی FDTD وارد شود. بنابراین از معادلات مؤلفه میدان الکتریکی E برای المان‌های فشرده خطی شامل سیم کوتاه، القاگر، خازن و منبع ولتاژ مقاومتی به شرح زیر در شبیه‌سازی FDTD استفاده شد [۱۴].



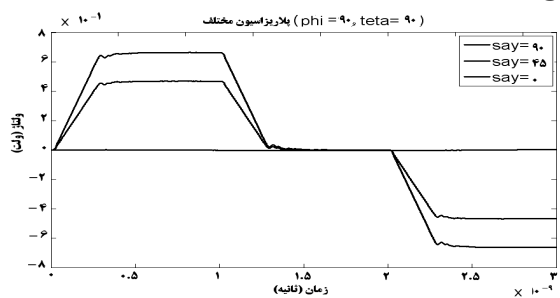
(الف)



(ب)



(ج)

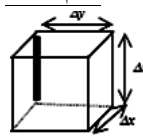


(د)

شکل ۴ شبیه‌سازی القای موج بر روی خط میکرواستریپ شکل (۲)-الف اثر تغییر زاویه برخورد موج ب) اثر تغییر پلاریزاسیون در حالت $\varphi=0^\circ$ و $\theta=90^\circ$ ج) اثر تغییر پلاریزاسیون در حالت $\varphi=45^\circ$ و $\theta=90^\circ$ د) اثر تغییر پلاریزاسیون در حالت $\varphi=90^\circ$ و $\theta=90^\circ$.

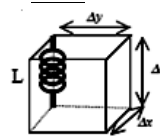
است، به منظور انتخاب مدل مناسبی برای شبیه سازی عملکرد ترانزیستور دو قطبی به عنوان نوعی المان فشرده غیرخطی، از مقایسه سرعت انتشار موج و سرعت ترانزیستور استفاده می کنیم. سرعت انتشار موج در بردهای الکترونیکی نزدیک به سرعت نور و حدود 0.3 mm/ps است. اگر ابعاد قطعه الکترونیکی (ابعاد تراشه) را در حد میکرومتر در نظر بگیریم، کمتر از هزارم پیکو ثانیه طول می کشد که موج الکترومغناطیسی طول قطعه الکترونیکی را طی کند. این در حالی است که ترانزیستورهای بسیار سریع، بیشتر از چند ده پیکوثانیه تأخیر دارند. بنابراین موج طول قطعه را طی کرده و از آن عبور خواهد کرد بدون این که قطعه - به دلیل محدودیت های فیزیکی خود - فرصت عکس العمل پیدا کرده باشد. بنابراین مشخصه فیزیکی قطعه، تأثیر قابل توجهی بر میزان القا نداشته و عواملی مانند مشخصات موج و همچنین بارگذاری و امپدانس مشخصه خط، تعیین کننده اندازه ولتاژ و جریان القا شده بر روی پایه های قطعات است [۲] و [۱۵]. بنابراین در شبیه سازی FDTD باید براساس مشخصات موج الکترومغناطیسی تابشی مانند فرکانس و زمان صعود و نزول پالس، مدل مناسب را برای قطعه الکترونیکی انتخاب کنیم. از سوی دیگر با توجه به اندازه توان القا شده بر روی پایه های قطعه ای مانند ترانزیستور که تحت تابش امواج الکترومغناطیسی قرار گرفته، در نظر گرفتن پدیده شبه اشباع، بیس توزیع شده و ترانزیستور PNP زیرلایه ضروری به نظر نمی رسد. این مسائل ضرورت استفاده از مدل هایی مانند HICUM و MEXTRAM را نشان داده و سبب انتخاب مدل کامل - پون برای ترانزیستور دو قطبی در این تحقیق شد. این مدل دقت قابل قبولی داشته و به

سیم کوتاه



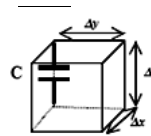
$$E_z^{n+1}(i_c, j_c, k_c) = 0 \quad (1)$$

القاگر



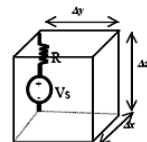
$$E_z^{n+1}(i_c, j_c, k_c) = E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\Delta t}{\epsilon}\right) \nabla \times H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{\Delta z (\Delta t)^2}{\epsilon L \Delta x \Delta y} \sum_{m=1}^n E_z^m(i, j, k) \quad (2)$$

خازن



$$E_z^{n+1}(i_c, j_c, k_c) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\left(\frac{\epsilon}{C \Delta z} + 1\right) \epsilon \Delta x \Delta y} \nabla \times H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) \quad (3)$$

منبع ولتاژ مقاومتی



$$E_x^{n+1}(i_c, j_c, k_c) = \frac{\Delta x \Delta z}{\sqrt{R \epsilon \Delta x \Delta y}} E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\Delta t}{\sqrt{R \epsilon \Delta x \Delta y}}\right) \nabla \times H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{\Delta t \Delta z}{\left(\frac{\epsilon}{\sqrt{R \epsilon \Delta x \Delta y}} + 1\right) \Delta z} \left(\frac{V_s}{\Delta z}\right) \quad (4)$$

اکنون با ذکر این نکته که یکی از امتیازهای روش FDTD نسبت به سایر روش های حوزه زمان، توانایی آن در تحلیل ساختارهای غیر خطی و متغیر با فرکانس

$$\nabla \times \vec{H}_{E(i_e, j_e, k_e)}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{H_{z(i_e, j_e, k_e)}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i_e, j_{e-1}, k_e)}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \frac{H_{y(i_e, j_e, k_e)}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y(i_e, j_e, k_{e-1})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \quad (7)$$

$$\nabla \times \vec{H}_{C(i_c, j_c, k_c)}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{H_{z(i_c, j_c, k_c)}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z(i_c, j_{c-1}, k_c)}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \frac{H_{y(i_c, j_c, k_c)}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y(i_c, j_c, k_{c-1})}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \quad (8)$$

متغیرهای روابط فوق به شرح زیر است:

$$B_{\downarrow} = \frac{\Delta t \Delta x}{\epsilon \Delta y \Delta z} \left(\frac{1}{2} \frac{\partial I_{CS}}{\partial V_{BC}} \Big|_{V_{BC}^n} + \frac{C_C^n}{\Delta t} \right) + 1 \quad (9)$$

$$C_{\downarrow} = \frac{\Delta t N_C}{\epsilon \Delta y \Delta z} I_{CS}^n - \frac{\Delta t}{\epsilon} \left(\nabla \times \vec{H}_{C(i_c, j_c, k_c)}^{n+\frac{1}{2}} \right) \quad (10)$$

$$E_{\downarrow} = \frac{\Delta t \Delta x N_C N_E}{2 \epsilon \Delta y \Delta z} \frac{\partial I_{CS}}{\partial V_{BE}} \Big|_{V_{BE}^n} \quad (11)$$

$$B_{\uparrow} = \frac{\Delta t \Delta x N_C N_E}{2 \epsilon \Delta y \Delta z} \frac{\partial I_{ES}}{\partial V_{BC}} \Big|_{V_{BC}^n} \quad (12)$$

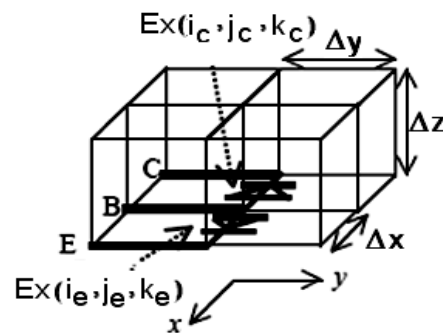
$$C_{\uparrow} = \frac{\Delta t N_E}{\epsilon \Delta y \Delta z} I_{ES}^n - \frac{\Delta t}{\epsilon} \left(\nabla \times \vec{H}_{E(i_e, j_e, k_e)}^{n+\frac{1}{2}} \right) \quad (13)$$

$$E_{\uparrow} = \frac{\Delta t \Delta x}{\epsilon \Delta y \Delta z} \left(\frac{1}{2} \frac{\partial I_{ES}}{\partial V_{BE}} \Big|_{V_{BE}^n} + \frac{C_E^n}{\Delta t} \right) + 1 \quad (14)$$

$$I_{ES} = I_{LE} + \left(1 + \frac{1}{\beta_F} \right) I_{CC} - I_{EC} \quad (15)$$

$$I_{CS} = I_{LC} + \left(1 + \frac{1}{\beta_R} \right) I_{EC} - I_{CC} \quad (16)$$

تکرار حل عددی در هر گام زمانی نیاز ندارد. علاوه بر آن به کار بردن آن در FDTD ساده تر بوده و برای مدل سازی تعداد زیادی ترانزیستور مناسب است. نرم افزارهای شبیه ساز دیگری مانند PSPICE و ADS نیز از این مدل استفاده می شود [۱۶] و [۱۷]. شکل (۵) جانمایی ترانزیستور دو قطبی را در شبیه سازی FDTD نشان می دهد.



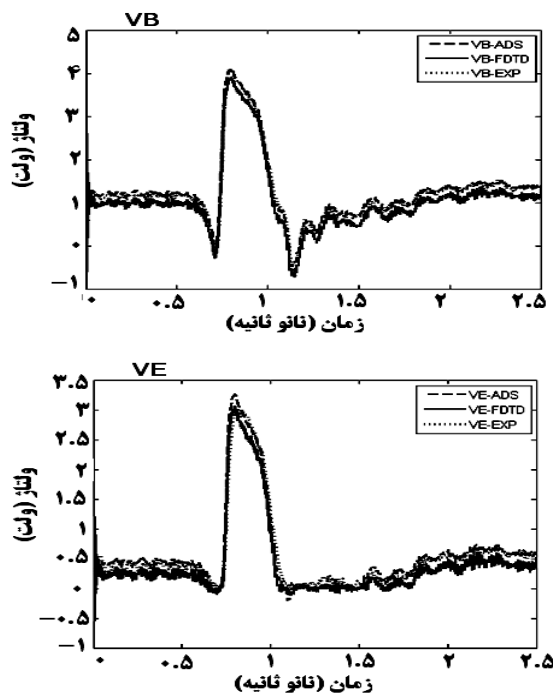
شکل ۵ جانمایی ترانزیستور دو قطبی در شبیه سازی FDTD

برای شبیه سازی ترانزیستور دو قطبی روابط ولتاژ-جریان در اتصال بیس-امیتر و اتصال بیس-کلکتور با دو بسط تیلور تقریب زده می شود. اگر از جملات با درجه بالاتر از دو صرف نظر شود، روابط متناظر الکترومغناطیسی برای ترانزیستور دو قطبی در شبیه سازی FDTD به شرح زیر به دست می آید [۱۸].

$$E_{x(i_c, j_c, k_c)}^{n+1} = E_{x(i_c, j_c, k_c)}^n + \frac{C_{\downarrow} E_{\uparrow} - C_{\uparrow} E_{\downarrow}}{B_{\uparrow} E_{\downarrow} - B_{\downarrow} E_{\uparrow}} \quad (5)$$

$$E_{x(i_e, j_e, k_e)}^{n+1} = E_{x(i_e, j_e, k_e)}^n + \frac{B_{\downarrow} C_{\uparrow} - B_{\uparrow} C_{\downarrow}}{B_{\downarrow} E_{\uparrow} - B_{\uparrow} E_{\downarrow}} \quad (6)$$

شبیه‌سازی در دو مرحله انجام می‌شود. در مرحله اول با حذف خازن و اتصال کوتاه کردن القاگر و با اجرای ۱۰۰۰۰ گام زمانی ($\Delta t=1/20ps$) انتقال به وضعیت پایدار در حالت DC تحلیل شد. سپس با قرار دادن خازن و القاگر و با اجرای مجدد شبیه‌سازی در تعداد گام زمانی لازم ($\Delta t=1/20ps$) عملکرد مدار پس از اعمال پالس تحلیل شده است. شکل (۷) نشان‌دهنده پاسخ حاصل از شبیه‌سازی FDTD و نتایج حاصل از آزمایش و شبیه‌سازی ADS بوده و تطابق خوب آن‌ها در شکل مشاهده می‌شود.



شکل ۷ منحنی‌های V_b و V_e وقتی اغتشاش از مسیر ورودی به مدار ترانزیستوری اعمال شده است.

۴-۲- شبیه‌سازی و بررسی تابش امواج الکترومغناطیسی بر مدار ترانزیستوری

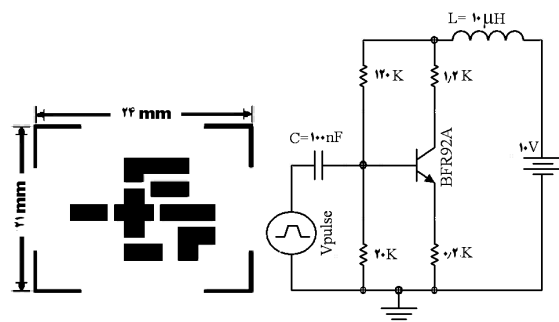
اکنون می‌توانیم اثر موج الکترومغناطیسی را بر برد و تقویت‌کننده ترانزیستوری بررسی و شبیه‌سازی کنیم. به

برای قطعات دیگر نیز می‌توان با استفاده از مدل‌های معتبر و رایج و با رعایت موارد مطرح شده برای شبیه‌سازی، مدل مناسبی را انتخاب کرد. به این ترتیب در متن برنامه شبیه‌سازی FDTD مدل الکترونیکی هر قطعه وارد خواهد شد.

۴-۱- شبیه‌سازی و آزمایش برای بررسی تأثیر امواج الکترومغناطیسی بر روی مدارهای ترانزیستوری

اثر اغتشاش الکترومغناطیسی

قبل از بررسی اثر تابش موج خارجی بر مدار ترانزیستوری و به‌منظور داشتن امکانی برای ارزیابی صحت شبیه‌سازی‌ها، نخست آزمایش و شبیه‌سازی اثر اعمال پالس اغتشاش (به‌صورت مستقیم نه تابشی) به ورودی مدار تقویت‌کننده ترانزیستوری شکل (۶) ارائه می‌شود. برای واقعی‌تر بودن مدار نسبت به مدارهای عملی فرکانس بالا، برد با حداقل ابعاد طراحی شده و از قطعات SMD و ترانزیستور فرکانس بالای BFR92A استفاده شد. برد مدار چاپی خطی، دارای ضخامت $d=1mm$ و $\epsilon_r = 4/3$ است. ابعاد سلول واحد برای شبیه‌سازی برابر $\Delta x = \Delta y = 1mm$ و $\Delta z = 0/5mm$ در نظر گرفته شد.



شکل ۶ مدار تقویت‌کننده ترانزیستوری و مدار چاپی آن

صورت سیم بدون ضخامت (اتصال کوتاه مداری) در نظر گرفته شد.

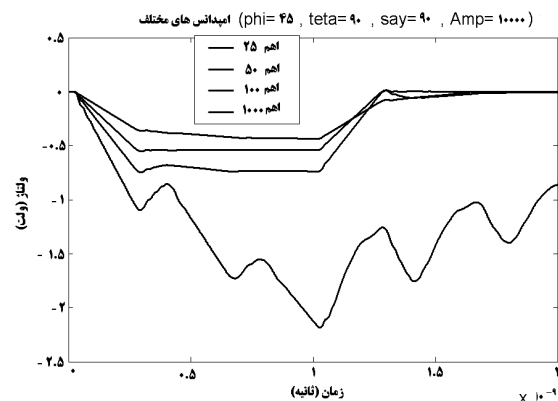
در آرایش سوم، از برد واقعی مدار تقویت کننده شکل (۶) با ترانزیستور روشن برای شبیه‌سازی استفاده شد. نتایج این دو حالت در شکل‌های (۹) و (۱۰) دیده می‌شود.

۵- تحلیل

همان‌طور که در شکل (۸) دیده می‌شود، تغییر بارگذاری دو سر خط بر میزان القا و لنتاژ کاملاً مؤثر است. نکته قابل توجه این است که اگر به برد مذکور در همین شرایط، ترانزیستوری اضافه شود که در حالت خاموش است، ولتاژ القا شده بر روی مقاومت بیس، یعنی V_{R120K} در شکل (۹)، مشابه مقاومت $1K\Omega$ در شکل (۸) است. با توجه به این که اگر مقاومت بار از مقاومت تطبیق یافته بسیار بزرگ‌تر شود، تغییر اندازه آن بر میزان القای ولتاژ اثر کمی دارد، این تشابه نشان می‌دهد که برهم کنش موج و برد مدار چاپی از تابع تبدیل قطعه (در اینجا ترانزیستور) مهم‌تر و مؤثرتر است. با این که ترانزیستور خاموش بوده، بر روی بیس امیتر ولتاژ قابل توجهی افت کرده و جریان کلکتور نیز برقرار شده است. منحنی‌های شکل (۱۰) این موضوع را نشان می‌دهد که موج الکترومغناطیسی می‌تواند وضعیت مدار را تغییر دهد. مطابق این نمودارها، ترانزیستور روشن بر اثر موج خاموش شده و علاوه بر منفی شدن ولتاژ بیس امیتر، جریان کلکتور نیز منفی شده است. از دست رفتن اطلاعات یکی دیگر از آسیب‌های جدی امواج الکترومغناطیسی است که در این حالت رخ داده.

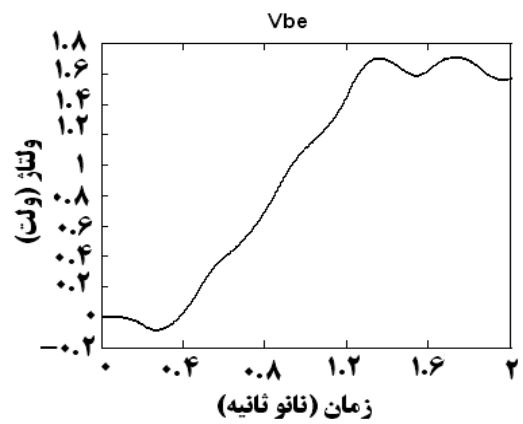
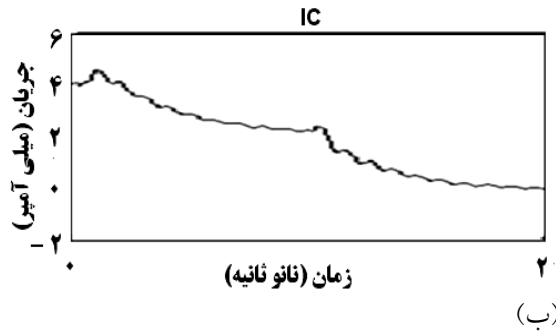
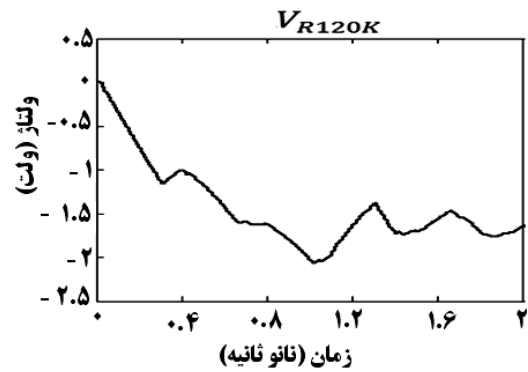
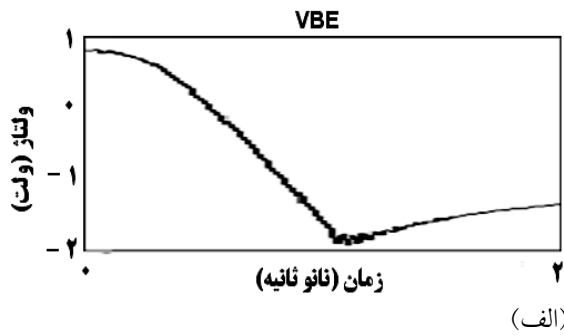
این منظور پالس الکترومغناطیسی شکل (۲)-ب با دامنه میدان الکتریکی برابر $10KV/m$ در جهت Z با زاویه $\phi = 45^\circ$ و $\theta = 90^\circ$ و پلازماسیون خطی به برد الکترونیکی تابیده شد. ترانزیستور BFR92A از نوع فرکانس بالا با $f_t = 5 GHz$ است. برای بررسی نحوه تأثیر آرایش برد مدار چاپی بر القای موج الکترومغناطیسی ترانزیستور، نتایج شبیه‌سازی برای سه شکل مختلف خطوط میکرواستریپ و مدار ارائه می‌شود.

در آرایش اول، برد شامل فقط یک خط میکرواستریپ به طول $L=3mm$ و بدون ترانزیستور مشابه برد شکل (۲)-الف بوده و با تغییر مقاومت دو سر آن در چهار حالت شبیه‌سازی انجام شده است. نتایج در شکل (۸) آورده شده است.

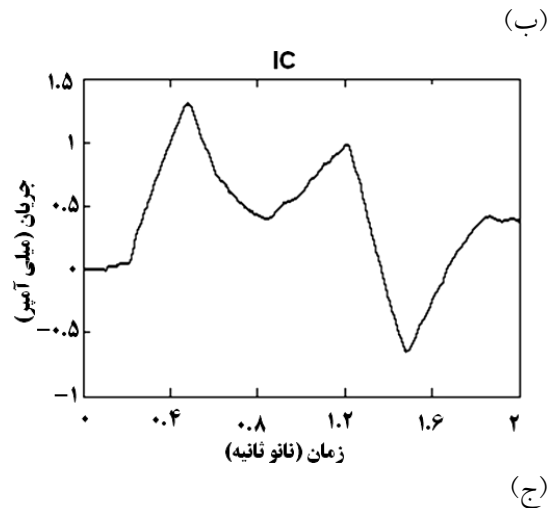


شکل ۸ ولتاژ القا شده بر روی مقاومت RO بر اثر پالس تابشی در چهار حالت بارگذاری. برد مدار چاپی بدون ترانزیستور و فقط شامل یک خط میکرواستریپ بوده است.

در آرایش دوم، از همین خط میکرواستریپ فقط برای اتصال ورودی به بیس ترانزیستور استفاده شده و در حالی که ترانزیستور خاموش بوده بقیه ارتباطها به



شکل ۱۰ ولتاژ القا شده بر روی مدار ترانزیستوری با استفاده از برد مدار چاپی واقعی (شکل ۴) و ترانزیستور روشن الف) و ولتاژ بیس امیتر ب) جریان کلکتور



شکل ۹ اندازه‌گیری القای حاصل از موج تابشی بر روی اجزای مدار ترانزیستوری شامل یک خط میکرواستریپ و در حالت ترانزیستور خاموش الف) ولتاژ مقاومت بیس V_{R120K} ب) ولتاژ بیس امیتر ج) جریان کلکتور

۶- جمع‌بندی

برای بررسی دقیق اثر امواج الکترومغناطیسی بر بردها و قطعات الکترونیکی می‌توان از شبیه‌سازی در حوزه زمان به روش FDTD به صورت سه‌بعدی استفاده کرد. در این مقاله نخست اثر تغییر مشخصات موج تابشی بر القا بر روی خط میکرواستریپ به روش FDTD و با استفاده از روش TF/SF و شرایط مرزی GPML شبیه‌سازی شد. سپس با ارائه تحلیلی درباره نحوه انتخاب روشی مناسب برای شبیه‌سازی عملکرد ترانزیستور دوقطبی در تحلیل‌های میدانی، مدل GP ترانزیستور با استفاده از روابط متناظر الکترومغناطیسی در شبیه‌سازی FDTD وارد شد. مشاهده شد که امواج الکترومغناطیسی با القای ولتاژ و جریان در مدار می‌توانند وضعیت ترانزیستور را تغییر

- [3] G. Wollenbery and A. Gorisch. "Analysis of 3-D Interconnect Structures with PEEC Using spice," IEEE Trans. Electromagnetic. Compact., Vol(41), November 1999.
- [4] F. Sabath and H. Garbe, "Radiation Analysis of PCB Layout Using a Hybrid MOM-MTL Method," IEEE Tran. Electromag. Compat., Vol(45), May 2003.
- [5] Y. Bayram and J. L. Volakis, "A Generalized MOM-SPICE Iterative Technique for Field Coupling to Multi-Conductor Transmission lines in Presence of Complex Structures," IEEE Trans. Electromag. Compat., 47(2): 234-246, May 2005.
- [6] B. Anderson, J. E. Bracken, J. B. Manges, P. Guanghua and Z. Cendes. "Full- wave Analysis in SPICE via Model-order Reduction," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 52(9):2314-2320, September 2004.
- [7] B. J. Cooke, J. L. Prince and A.C. Cangellaris. "S-Parameter Analysis Multiconductor Integrated Circuits Interconnect Systems," IEEE Trans. Computer Aided Design, 11(3):353-360, May 1992.
- [8] I. Erdin, M. S. Nakhla and R. Achar, "Circuit Analysis of Electromagnetic and

داده و در نتیجه سبب تغییر اطلاعات یا آسیب دیدن مدار شوند. کارایی شبیه سازی FDTD با مدل سازی ترانزیستورهای MOS و ICها با روش ارائه شده و همچنین استفاده از مدل های رفتاری قطعات الکترونیکی در آن می تواند سبب توسعه به کارگیری این نوع شبیه سازی ها گردد.

۷- قدردانی

از همکاری صمیمانه و مؤثر مدیران و کارشناسان محترم پژوهشگاه مخابرات و الکترونیک نصر، به ویژه برادران گرامی مهندس محمد حسین راهدان و مهندس حسن خادم کلان و هم چنین مهندس مجتبی فریدونی سپاسگزاری و قدردانی می شود.

۸- منابع

- [1] R. G. Leventhal, L. Green and D. J. Carpenter, *Semiconductor Modeling for Simulating Signal, Power, and Electromagnetic Integrity*, Springer, New York, 2006.
- [2] Y. Wang, D. Gope, V. Gandhyala and C. J. R. Schi, "Generalized Kirchoff's Current and Voltage Law Formulation for Coupled Circuit-electromagnetic Simulation with Surface Integral Equations," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 52(7):1673-1682, July 2004.

- [14] F. Kung, and H. T. Chuah, "A Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Software for Simulation of Printed Circuit Board (PCB) Assembly," Progress in Electromagnetic Research, PIER 50, 299-335, 2005.
- [15] Y. Bayram, Hybrid Methods for Mixed Signal Circuits Subject to ON&OFF Board Electromagnetic Interference, PhD. Thesis, The Ohio State University, 2006.
- [16] P. Antognetti, G. Massobrio, *Semiconductor Device Modeling with SPICE*, 2nd edition, McGraw-Hill, 1993.
- [17] PSPICE, Reference Guide, 1985-2000 CADANCE Design System.
- [18] F. Kung, and H. T. Chuah, "Modeling of Bipolar Junction Transistor in FDTD Simulation of Printed Circuit Board," Progress in Electromagnetic Research, PIER 36, 179-192, 2002.
- Field Coupling Effects for Networks with Embedded Full-wave Models," IEEE Trans. Electromag. Compact. , 42(4): 449-460, November 2000.
- [9] K. Aygun, B. C. Fischer, J. Meng, B. Shanker and E. Michielssen, "A Fast Hybrid Field-Circuit Simulator for Transient Analysis of Microwave Circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 52(2):573-583, February 2004.
- [10] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill Book Company, 1961.
- [11] K. R. Umashankar and A. Taflov, "A Novel Method to Analyze Electromagnetic Scattering of Complex," IEEE Trans. Electromag. Comp, Vol, 24, 1982, PP397-405.
- [12] J. Fang, and Z. Wu, "Generalized Perfectly Matched Layer for the Absorption of Propagating and Evanescent Waves in Lossless and Lossy Media," IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, Vol, 44, No.12, December 1996.
- [13] A. Taflov, and S.C. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time-Domain Method*, Norwood, 2005.