

طراحی و شبیه‌سازی مدولاتور نوری سیلیکونی مبتنی بر ریز مشدد حلقه

حسین قاسمی^۱ محمدحسن یاوری^۲

۱- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده فنی و مهندسی- دانشگاه شاهد- تهران- ایران

hossein.ghasemi@shahed.ac.ir

۲- دکتری- دانشکده فنی و مهندسی- دانشگاه شاهد- تهران- ایران

mh.yavari@shahed.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک نمونه‌ی مدولاتور نوری مخابراتی سیلیکونی مبتنی بر ریز مشدد حلقه طراحی شد. جهت دستیابی به سرعت مدولاسیون بالا بایستی ضریب کوپلینگ بهبود یابد. این موضوع از طریق تغییر ضریب کوپلینگ به ازاء طول‌های کوپلینگ مختلف و فواصل مختلف گپ بین موجر باس و حلقه بررسی شد و طول کوپلینگ بهینه محاسبه شد. اثرات مختلفی مانند تغییر فاصله و میزان دوپینگ و تاثیر آن بر روی تغییرات ضریب شکست و جذب بررسی شد و در نتیجه ساختار بهینه جهت مدولاسیون مشدد حلقه بدست آمد. با بهبود پارامترهای مدولاتور و اضافه نمودن تغییرات ضریب کوپلینگ به مدولاتور حلقه، گین DC افزایش یافت و تابع تبدیل الکترواپتیکی پایدارتر شد. همچنین مقایسه‌ای نسبت به مدولاتورهای مشابه دیگران انجام شده و پهنای باند تا یک مرتبه بهبود یافته است.

واژه‌های کلیدی: مدولاتور ریزمشدد حلقه، ضریب کوپلینگ عرضی، ضریب خودکوپل‌شدگی، طول کوپلینگ، پاسخ الکترواپتیکی

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.19.2.47

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۰۷/۱۴

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۰۶/۱۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۰۶/۲۸

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمدحسن یاوری

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران - دانشگاه شاهد - دانشکده‌ی فنی و مهندسی

۱- مقدمه

استفاده از تکنولوژی سیلیکون فوتونیک به دلیل هزینه‌های ساخت کم، بهبود عملکرد ناشی از ادغام فوتونیک با الکترونیک و سازگاری با موفق‌ترین تکنولوژی برای تولید قطعات الکترونیک نوری مبتنی بر تکنولوژی CMOS در حال گسترش است. در بین قطعات الکترونیک نوری مدولاتورهای نوری سیلیکونی قدمتی به اندازه سیلیکون فوتونیک دارند و یکی از اولین دیوایس‌های مورد مطالعه، پس از کار اولیه بر روی تکنولوژی موجبرهای نوری پایه بوده است. مدولاتور نوری ابزاری است برای مدوله کردن نوری که در فضای آزاد یا در موج‌بر نوری منتشر می‌شود. یک منبع نوری می‌تواند به صورت مستقیم یا خارجی مدوله شود. مدولاسیون خارجی مزایای متعددی را نسبت به مدولاسیون مستقیم دارد. منبع نوری در این روش نسبتاً ارزان است و کارکرد آن با مدولاسیون مستقیم محدود نمی‌شود، سرعت مدولاسیون در آن بالاتر می‌باشد و همچنین مدولاسیون مستقیم فاز امکان پذیر است [۱].

مدولاتورهای تمام سیلیکونی بر مبنای اثر پاشندگی پلاسما در اتصال‌های pn که با بایاس معکوس کار می‌کنند، به علت سازگاری با فرایندهای ساخت CMOS ترجیح داده می‌شوند [۲]. اولین مدولاتور پاشندگی پلاسما مبتنی بر سیلیکون توسط سورف و بنت [۳] پیشنهاد شد. از آن به بعد روش‌های مختلفی جهت بهبود عملکرد آن استفاده شده است [۴].

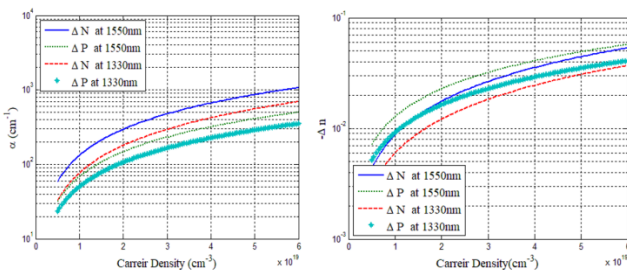
در این تحقیق ساختار بهینه جهت مدولاسیون در مشدد حلقه بدست آمده است. این موضوع از طریق تغییر ضریب کوپلینگ به اژه طول‌های کوپلینگ مختلف و فواصل مختلف گپ بین موجبر باس و حلقه و همچنین اثرات مختلفی مانند تغییر فاصله و میزان دوپینگ، اثرات کوچک سازی ساختار PN و تاثیر آن بر روی تغییرات ضریب شکست و جذب بدست آمده است. پاسخ الکترواپتیکی مدولاتور محاسبه شده است. همچنین مقایسه‌ای نسبت به مدولاتورهای مشابه دیگران انجام شده است. کلیه شبیه سازی‌ها و نمودارهای مربوطه به- ترتیب در نرم‌افزارهای لومریکال و متلب انجام شده است. در ذیل مبانی نظری مرتبط با کارهای انجام شده آورده شده است.

۲- مبانی نظری

آقایان سورف و بنت [۵] تغییرات در هر دو ضریب شکست و جذب را اندازه گیری کرده و رابطه (۱) را برای ارزیابی تغییرات در غلظت‌های حامل در سیلیکون در طول موج ۱/۵۵ میکرومتر بدست آوردند،

$$\begin{aligned}\Delta n &= \Delta n_c + \Delta n_h \\ &= -[5.4 \times 10^{-22} \times \Delta N^{1.01} + 1.53 \times 10^{-18} \times \Delta P^{0.838}] \\ \Delta \alpha &= \Delta \alpha_c + \Delta \alpha_h \\ &= 8.88 \times 10^{-21} \times \Delta N^{1.67} + 5.84 \times 10^{-20} \times \Delta P^{1.109}\end{aligned}\quad (1)$$

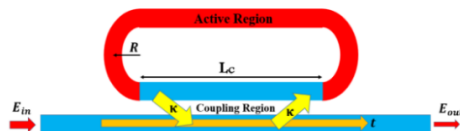
که Δn_h و Δn_c تغییرات در حامل‌های آزاد الکترون و حفره است و باعث تغییرات در ضریب شکست می‌شود و $\Delta \alpha_c$ و $\Delta \alpha_h$ تغییرات جذب ناشی از به ترتیب تغییرات الکترون و حفره آزاد را نشان می‌دهد. تغییر ضریب شکست و ضریب جذب بر مبنای غلظت حامل‌ها در سیلیکون پاشندگی پلاسما نامیده شد و با استفاده از رابطه (۱) می‌توان تغییر ضریب جذب و ضریب شکست را محاسبه نمود. تغییر در ضریب شکست و ضریب جذب با تغییر حامل‌ها طبق شکل (۱) ترسیم شده است. ΔN و ΔP به ترتیب دانسیته حامل‌های $[cm^{-3}]$ الکترون و حفره می‌باشد. از این نمودارها می‌توان پی برد که حفره‌ها تغییر ضریب شکست بزرگتری نسبت به الکترون‌ها دارند. اما تغییر کوچکتری در جذب دارند. بنابراین حفره‌ها نوعاً در طراحی مدولاتورها جهت حداقل کردن جذب و تغییر بیشتر در ضریب شکست استفاده می‌شوند.



شکل (۱): تغییر ضریب شکست (سمت چپ) و تغییر ضریب جذب (سمت راست) بر حسب دانسیته حامل

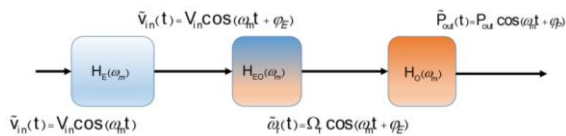
۲-۱- اصول عملکرد مدولاتور مشدد حلقه (RRM)

ساختار مدولاتور مشدد میکرو حلقه همان فیلتر مشدد حلقه با طول فعال داخل حلقه است. شکل (۲) شماتیکی از RRM تک باس را نشان می‌دهد. سیگنال خروجی مدوله شده در پورت ثرو^۴ قرار می‌گیرد. در ساختار دو پورت آن، پورت دراپ جهت کنترل عملکرد صحیح حلقه در انحرافات دمایی و انحرافات ساخت است. نحوه عمل به این شکل است که ناحیه فعال درون حلقه قرار می‌گیرد با اعمال ولتاژ V_m به طول L_c ، $L_{active} = 2\pi R + L_c$ طول موج تشدید جابجا می‌شود.



شکل (۲): شمایی از RRM تک - باس؛ L_c ، κ و R به ترتیب طول کوپلینگ، ضریب کوپلینگ عرضی، ضریب خودکوپل‌شدگی و شعاع حلقه هستند

مدولاتورهای حلقه سیلیکون معمولاً از تزریق حامل‌ها در دیوهای PIN و یا تخلیه حامل‌ها در دیوهای مدولاتور PN ساخته می‌شوند. تخلیه حامل از پیچیدگی کم و سرعت بالا برخوردار هستند



شکل (۳): تقسیم بندی دیاگرامی توابع تبدیل مدولاتور حلقه

پاسخ الکتریکی مدولاتور حلقه توسط قطب غالب آن به صورت فیلتر پایین گذر به صورت $H_E(\omega) = 1/(1 + j\omega_m R_{eq} C_{eq})$ مدل می‌شود. ولتاژ AC فیلتر شده در محل اتصال PN (شکل (۳))، $\tilde{V}_j(t)$ ، است.

و H_{EO} عبارت است از،

$$H_{EO} = \left[-\frac{\omega_r}{n_g} \frac{\partial n_{eff}}{\partial V} \Big|_{V_{DC}} + j \frac{\partial \left(\frac{1}{\tau} \right)}{\partial V} \Big|_{V_{DC}} \right] \quad (5)$$

که n_g ضریب شکست گروه، n_{eff} ضریب شکست موثر و τ ثابت زمانی دامنه کاهیده است. H_E و H_{EO} به ترتیب توابع تبدیل الکتریکی و الکترواپتیک هستند که در محاسبه تابع تبدیل سوم H_O ، از تئوری مد کوپل شده رفتار نوری ریز مشدد حلقه با استفاده از معادلات زیر مدل سازی می‌شود،

$$\frac{da}{dt} = \left(j\omega_r - \frac{1}{\tau} \right) a - j\mu S_i, \quad (6)$$

$$S_i = S_i - j\mu a,$$

که a دامنه انرژی‌ای است که در داخل حلقه گردش می‌کند و $1/\tau = 1/\tau_e + 1/\tau_l$ است که τ_e و τ_l به ترتیب ثابت زمانی افت دامنه به دلیل اتلافات ذاتی درون کاواک و به دلیل کوپلینگ حلقه به موجبر باس است. با معادلات نرخ بالا توان خروجی و در نهایت تابع تبدیل مدولاتور حلقه به صورت زیر بدست می‌آید،

$$H_i(\omega_m) = \frac{2\mu^2 P_m \left(-\frac{\omega_r}{n_g} \frac{\partial n_{eff}}{\partial V} \Big|_{V_{DC}} \right)}{\frac{1}{\tau^2} + \Delta\omega^2} \frac{\left(\text{tg}(\phi_{H_{EO}}) \left(\frac{1}{\tau_l} - \frac{1}{\tau_e} \right) - \Delta\omega \right)}{1 + j\omega_m R_{eq} C_{eq}} \quad (7)$$

$$j\omega_m - \frac{\frac{2\Delta\omega}{\tau_l} + \text{tg}(\phi_{H_{EO}}) \left(\Delta\omega^2 - \frac{1}{\tau} \left(\frac{1}{\tau_l} - \frac{1}{\tau_e} \right) \right)}{\text{tg}(\phi_{H_{EO}}) \left(\frac{1}{\tau_l} - \frac{1}{\tau_e} \right) - \Delta\omega}$$

$$\frac{-\omega_m^2 + \frac{2}{\tau} (j\omega_m) + \Delta\omega^2 + \frac{1}{\tau^2}}$$

جهت محاسبه مقادیر $R_{eq} C_{eq}$ از روش مقاله [۹] استفاده شده است.

از ضرایب کوپلینگ استخراج شده و ضریب اتلاف توان وابسته به ولتاژ، τ_l و τ_e محاسبه شده است [۸].

$$\tau_e = \frac{2L_{rt}}{v_g K^2}, \quad \tau_l = \frac{2}{v_g \alpha(V)}. \quad (8)$$

که v_g سرعت گروه و K ضریب کوپلینگ $(\sqrt{1-t^2})$ و L_{rt} طول چرخش حلقه هستند. در صورت در نظر گرفتن تغییرات کوپلینگ با ولتاژ از ترکیب روابط (۵) و (۸) به رابطه‌ی زیر خواهیم رسید،

$$H_{EO} = -\frac{\omega_r}{n_g} \frac{\partial n_{eff}}{\partial V} \Big|_{V_{DC}} + j \left(\frac{v_g}{2} \frac{\partial \alpha}{\partial V} + \frac{v_g}{L_{rt}} \frac{\partial K}{\partial V} \right) \Big|_{V_{DC}} \quad (9)$$

با استفاده از رابطه (۹) مقدار $\text{tg}(\phi_{H_{EO}})$ به صورت زیر تغییر خواهد کرد،

اما ضریب کارایی مدولاسیون (ME^Δ) در آن کم است. که منجر به ER و IL کم می‌شود. ضریب شکست موثر و ضریب جذب با ولتاژ تغییر می‌کند و باعث انتقال فاز $\phi(V)$ و تضعیف میدان در یک دور پیمودن در حلقه می‌شود. این بیان در روابط زیر داده شده است،

$$\alpha(V, \lambda) = \frac{\alpha_0}{2} Lc + \Delta\alpha(V) L_{active} \quad (2)$$

$$\phi(V) = \frac{2\pi n_{eff}(\lambda, V_0)}{\lambda} Lc + \frac{2\pi \Delta n_{eff}(V)}{\lambda} L_{active}$$

که R شعاع حلقه، $n_{eff}(\lambda, V_0) = n_g + \lambda \frac{\partial n_{eff}}{\partial \lambda}$ ضریب شکست موثر مد اپتیکی در V_0 ، $\Delta n_{eff}(V_m)$ تغییرات ضریب شکست با ولتاژ به کار گرفته شده در اتصال ناحیه فعال، α_0 ضریب جذب شدت و $\Delta\alpha(V_m)$ تغییر ضریب جذب با ولتاژ اعمالی روی ناحیه فعال است. در نرم افزار دیوایس لومریکال، توزیع فضایی حامل‌های بار به شکل تابعی از ولتاژ بایاس بدست می‌آید و خروجی آن به شکل فایل متلب به حلگر FDE نرم افزار مد سلوشن بارگذاری می‌شود و تغییرات ضریب شکست به شکل تابعی از ولتاژ بدست خواهد آمد.

۲-۲- نحوه محاسبه ضریب کوپلینگ

مفهوم مدهای کوپل شده در الکترومغناطیس به اوایل دهه ۱۹۵۰ بر می‌گردد. کاربرد آن ابتدا به مایکروویوها محدود بود و به تدریج از طریق مشارکت بسیاری از محققان توسعه یافت. در سال ۱۹۵۴، پیرس تئوری مد کوپل شده را برای تجزیه و تحلیل لوله های انتشاری موج مایکروویو به کاربرد [۶]. نظریه مدهای کوپل شده در رفتار تقویت کننده‌های پارامتری، نوسانگرها، و مبدل‌های فرکانس به کار می‌رود. ضریب کوپلینگ با استفاده از فرمول زیر محاسبه می‌شود [۷]،

$$K_{pq} = \frac{\omega \epsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (N^2 - N_q^2) \hat{E}_p^* \cdot \hat{E}_q dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u_z [E_p^* \times \hat{H}_p + \hat{E}_p \times \hat{H}_p^*] dx dy} \quad (3)$$

به طور خلاصه ضریب کوپلینگ، نسبتی از توان مد پایه TE در یک موجبر مستقیم جفت شده به مد پایه TE موجبر منحنی است. مقدار آن را می‌توان با طول کوپلینگ و یا فاصله‌ی بین موجبر باس و مشدد حلقه کنترل کرد. در نرم افزار لومریکال نسبت خروجی‌های هر یک از پورت‌های مربوطه پارامترهای مختلف S را به ما می‌دهد. و از روی آن ضریب کوپلینگ استخراج خواهد شد.

۱-۱- نحوه محاسبه پهنای باند مدولاتور

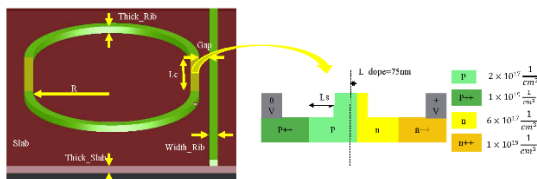
جهت محاسبه پهنای باند مدولاتور حلقه از روش استفاده شده در مرجع [۸] به صورت تعیین تابع تبدیل استفاده شده است،

$$H_i(\omega_m) = \frac{\tilde{P}_{out}}{\tilde{V}_{in}} \quad (4)$$

برای به دست آوردن $H_i(\omega_m)$ پاسخ مدولاتور حلقه به ولتاژ راه‌انداز سیگنال کوچک را می‌توان به سه بخش پاسخ‌های الکتریکی ($H_E(\omega_m)$)، الکترواپتیک ($H_{EO}(\omega_m)$) و اپتیکی ($H_O(\omega_m)$) مطابق شکل (۳) تقسیم کرد،

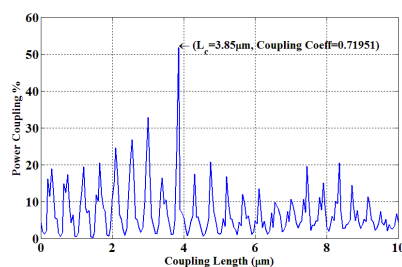
با استفاده از شکل (۴ الف) طول کوپلینگ ۸/۴۵ میکرومتر انتخاب شد. با تغییر فاصله گپ بین باس و حلقه، نمودار تغییرات کوپلینگ به شکل (۴ ب) بدست آمد. از این نمودار پیداست که با ازدیاد گپ در حالت کلی نمودار روندی نزولی دارد.

نمودار بالا نشان می‌دهد که انتخاب فاصله گپ ۳۰ نانومتر مطابق جدول (۱) درست بوده است. هنگامی که دوپینگ PN مطابق شکل (۵) به قسمت LC حلقه اعمال شود، تغییر ضریب شکست بین موجبر باس و موجبر حلقه بیشتر خواهد شد و در نتیجه طول کوپلینگ به حدود یک میکرومتر کاهش خواهد یافت. مزیت اینگونه اعمال چگالی اختلاف بیشتر ضرایب شکست و در نتیجه کاهش طول کوپلینگ است.



شکل (۵): شماتیکی از مدولاتور ریزمشدد طراحی شده که دانسیته‌ی حامل‌ها به بخش LC روبروی باس مدولاتور اضافه شده است

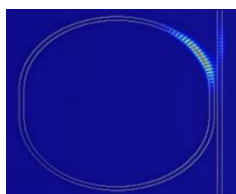
مشدد حلقه مرجع [۸] با تمامی مشخصات آن در لومریکال شبیه سازی شد و بر اساس نمودار بدست آمده از تغییرات ضریب کوپلینگ با طول LC مطابق شکل (۶) در صورتی که طول کوپلینگ را به ۳/۸۵ میکرومتر افزایش داده بودند، ضریب کوپلینگ تا حدود چهار برابر افزایش و بالتبع پهنای باند بهبود می‌یافت. از این شکل و شکل (۴ الف) پیداست که ضریب کوپلینگ بر حسب طول کوپلینگ خاصیت نوسانی دارد.



شکل (۶): محاسبه درصد ضریب توان کوپلینگ بر حسب طول

کوپلینگ در مشدد حلقه مرجع [۸]

میزان توان کوپل شده از موجبر باس به مشدد حلقه طراحی شده در نرم‌افزار Mode Solution به‌طور لحظه‌ای در شکل (۷) آورده شده است. میزان کوپل‌شدگی باریکه به حلقه مدولاتور طراحی شده تا حد زیادی افزایش داشته است.



شکل (۷): تصویر لحظه‌ای از توان کوپل شده به رینگ

$$\text{tg}(\phi_{\text{Heo}}) = - \frac{\frac{v_g}{2} \frac{\partial \alpha}{\partial v} + \frac{v_g}{L_{\text{eff}}} \frac{\partial \kappa}{\partial v}}{\frac{\omega_r}{n_g} \frac{\partial n_{\text{eff}}}{\partial v}} \quad (10)$$

با جایگذاری رابطه (۱۰) در رابطه (۷) تابع تبدیل جدید بدست خواهد آمد.

۳- شبیه‌سازی

در این کار اثرات مختلفی مانند تغییر فاصله دوپینگ، تغییر دوپینگ، اثرات کوچک سازی دیوایس بررسی شد به این صورت که با بدست آمدن مقادیر بهینه هر پارامتر مقدار بهینه پارامتر بعدی محاسبه و موجبر بهینه طراحی شد. در ادامه تغییر ضریب کوپلینگ به ازاء طول‌های کوپلینگ مختلف انجام و طول کوپلینگ بهینه محاسبه شد سپس توان کوپلینگ به ازاء فواصل گپ مختلف بین موجبر باس و حلقه محاسبه و فاصله بهینه بدست آمد و از مقادیر بدست آمده مدولاتور ریز مشدد حلقه طراحی شد. در ادامه تغییرات توان کوپلینگ نسبت به ولتاژ در ریز مشدد حلقه محاسبه و با استفاده از فرمول استخراج شده پاسخ الکترواپتیکی مدولاتور محاسبه شد. در ذیل به ترتیب مطالب ذکر شده بررسی شده است.

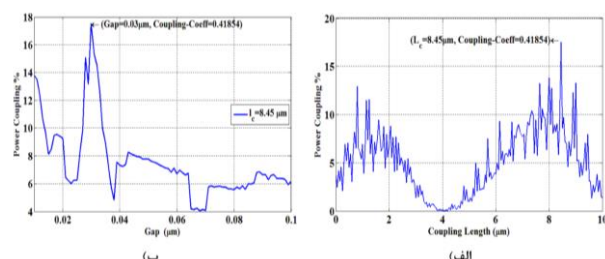
۳-۱- محاسبات مربوط به ضریب کوپلینگ

ابتدا ریز مشدد حلقه با توجه به پارامترهای شکل (۵) و مشخصات جدول (۱) طراحی شد که طول کوپلینگ LC صفر در نظر گرفته شد،

جدول (۱): مشخصات مدولاتور حلقه طراحی شده اولیه

R	Gap	Thick_slab	Thick_Rib	Width_Rib
5μm	0.03μm	0.07μm	0.12μm	0.43μm

نمودار ضریب کوپلینگ بر حسب طول کوپلینگ LC در طول موج 1.544 میکرومتر در مورد موجبر طراحی شده با روش ذکر شده در بخش پیش به شکل (۴ الف) محاسبه شده است. همان‌طور که از نمودار پیداست هنگامی که طول کوپلینگ به ۸/۴ میکرومتر افزایش پیدا کند، ضریب توان کوپلینگ تا حدود چهار برابر افزایش می‌یابد.

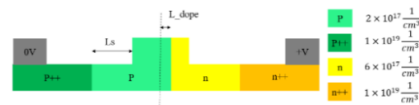


شکل (۴): درصد ضریب توان کوپلینگ بر حسب الف طول

کوپلینگ و ب) فاصله گپ در مشدد حلقه طراحی شده مطابق جدول (۱).

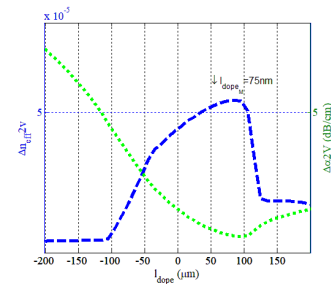
۲-۳- بررسی اثرات تغییر فاصله دوپینگ

جهت بررسی اثرات تغییر فاصله دوپینگ P نسبت به دوپینگ N از مرکز ریب (L_{dope}) ابتدا موجبر با مشخصات شکل (۸) و جدول (۱) طراحی شد.



شکل (۸): شمایی از اعمال دوپینگ به موجبر

نمودارهای تغییرات ضریب شکست و اتلاف به شکل (۹) بدست آمد.



شکل (۹): نمودار تغییرات ضریب شکست (محور سمت چپ) و

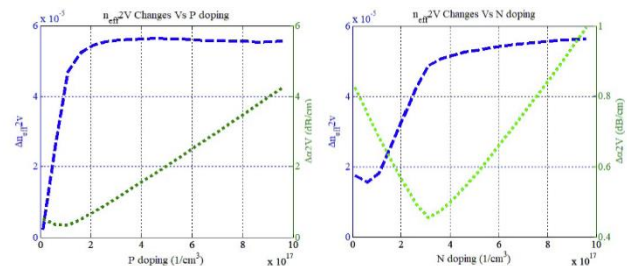
ضریب جذب (محور سمت راست) بر حسب L_{dope} در ولتاژ کاری

۲۷

همان‌طور که از نمودارها پیداست تغییرات ضریب شکست موثر در مورد دوپینگ P با ازدیاد فاصله نسبت به مرکز ریب افزایش و پس از آن و با افزایش فاصله نسبت به مرکز ریب در جهت منفی به علت افزایش جذب بشدت کاهش می‌یابد یعنی در مورد طراحی PN بایستی دوپینگ P از مرکز ریب بیشتر انتخاب شود تا میزان تغییرات ضریب شکست بیشتر شود.

۳-۳- بررسی اثرات تغییرات میزان دوپینگ

اثرات تغییر دوپینگ P و N با طراحی جدول (۱) و شکل (۸) با $L_{dope}=75\text{nm}$ انجام شد. نمودارهای تغییرات ضریب شکست و ضریب جذب به شکل (۱۰) بدست آمد. از این نمودارها پیداست که افزایش دوپینگ P و N تا مقدار مشخصی روند افزایشی داشته و این به علت افزایش به ترتیب میزان حفره‌ها و الکترون‌هاست و از حدی بیشتر به علت اثرات پراکندگی اتلافات افزایش می‌یابد.



شکل (۱۰): نمودار تغییرات ضریب شکست (محور سمت چپ) و

ضریب جذب (محور سمت راست) بر حسب دوپینگهای مختلف P و N

در ولتاژ کاری ۲۷

در نهایت با استفاده از نتایج بدست آمده مدولاتور مطابق جدول (۲) طراحی شد.

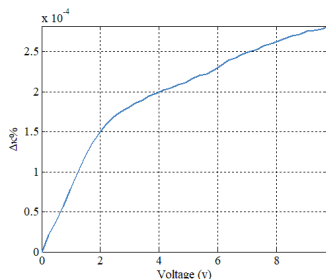
جدول (۲): مشخصات بهینه بدست آمده مدولاتور حلقه طراحی

شده

Lc	L_{dope}	Ls	$P_{doping} (cm^{-3})$	$N_{doping} (cm^{-3})$	Gap
8,45 μm	75nm	0.01 μm	2×10^{17}	6×10^{17}	30nm

۳-۴- تغییرات توان کوپلینگ نسبت به ولتاژ

با توجه به نتایج بدست آمده از بخش قبل طراحی ریز مشدد حلقه با مشخصات ذکر شده در جداول (۱) و (۲) در نرم افزار FDTD انجام شد. در این طراحی جهت بررسی تغییرات ضریب کوپلینگ با ولتاژ، دانسیته‌ی حامل‌ها بدست آمده از نرم افزار Device به بخش Lc مدولاتور اضافه گردید که شمایی از آن در شکل (۵) آورده شده است. نمودار درصد تغییرات ضریب کوپلینگ بر حسب ولتاژ به شکل (۱۱) محاسبه شد.



شکل (۱۱): درصد تغییرات ضریب کوپلینگ بر حسب ولتاژ؛

دانسیته‌ی حامل‌های بدست آمده از نرم افزار Device به بخش حلقه مدولاتور اضافه شده است

همان‌طور که از شکل مشخص است با افزایش ولتاژ تغییرات ضریب کوپلینگ افزایش خواهد یافت. از نتایج این نمودارها در بخش بعد جهت محاسبه پهنای باند استفاده خواهد شد.

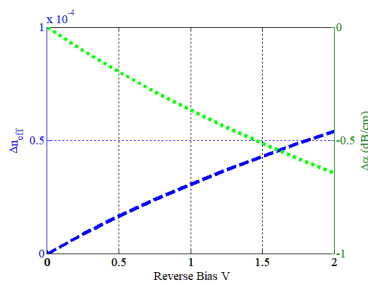
۳-۵- محاسبات پهنای باند مدولاتور

در مرجع [۸] طراحی مدولاتور انجام شده و پاسخ الکترواپتیک مدولاتور حلقه را در عدم‌جفت‌شدگی مختلف لیزری شبیه‌سازی کرده است. نتایج اندازه‌گیری در شکل (۱۲) نشان داده شده است. نتایج حاصل از سه عدم‌جفت‌شدگی فرکانس لیزر و فرکانس رزونانس از $2\pi (1.25\text{GHz})$ ، $2\pi (2.5\text{GHz})$ و $2\pi (5\text{GHz})$ در شکل (۱۲) نشان داده شده است. این شکل‌ها به‌طور واضح پاسخ فرکانس وابسته به عدم‌جفت‌شدگی مدولاتور حلقه را نشان می‌دهد. در این مرجع پهنای باند حدود 8.7 GHz بدست آمده است.

از مقایسه این نمودار و نتایج بدست آمده در این مرجع [۸] (مطابق شکل (۱۲)) نشان می‌دهد که در توافق خوبی با هم هستند. همچنین از این روش جهت محاسبه پاسخ الکترواپتیکی مدولاتور مرجع [۱۰] نیز استفاده شد که در توافق با نتایج این مرجع بوده است. در طراحی انجام شده در این کار مطابق جداول (۱) و (۲) به طور مشابه پاسخ الکترواپتیکی مدولاتور محاسبه شد که در ذیل آورده شده است.

طراحی مدولاتور به شکل

جدول (۲) با $L_c=0$ انجام شد. با استفاده از نمودار شکل (۱۵) بدست آمده از نرم افزار Mode Solution لومریکال تغییرات ضریب شکست و ضریب جذب بر حسب ولتاژ به ترتیب $\frac{1}{v} \times 10^{-5} \times 2/63$ و $\frac{1}{vm} \times 1/07 -$ در ولتاژ کاری ۲ ولت بدست آمد.

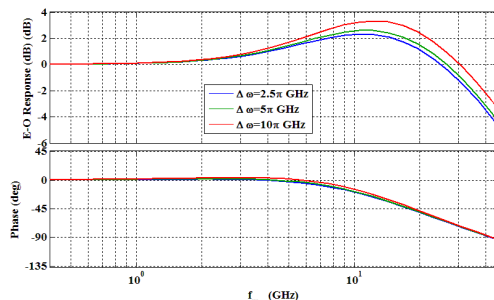


شکل (۱۵): نمودار تغییرات ضریب شکست (محور سمت چپ) و ضریب جذب (محور سمت راست) بر حسب ولتاژ بایاس معکوس

با استفاده از پارامترهای بدست آمده از شبیه سازی (جدول (۳)) و رابطه (۷)، پاسخ الکترواپتیکی مدولاتور در نرم افزار متلب به شکل (۱۶) بدست آمد. مقدار $G_{DC} = 0.27$ حاصل شد.

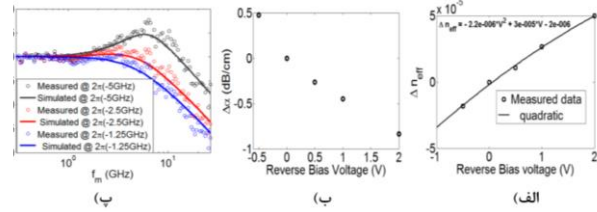
جدول (۳): پارامترهای بدست آمده از شبیه‌سازی

$\alpha \left(\frac{1}{m} \right)$	$\frac{\partial \alpha}{\partial V} \left(\frac{1}{vm} \right)$	$\frac{\partial n_{eff}}{\partial V}$	$v_g \left(\frac{m}{s} \right)$	n_g
547	-1.07	2.63×10^{-5}	6.5×10^7	3.42



شکل (۱۶): پاسخ الکترواپتیکی بر حسب فرکانس مدولاسیون در $\Delta\omega$ برابر با $2.5\pi \text{ GHz}$ ، $5\pi \text{ GHz}$ و $10\pi \text{ GHz}$ شبیه‌سازی شده که نرمالیزه شده است

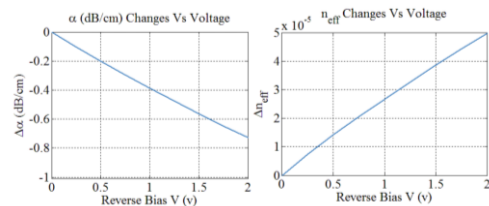
همان‌طور که از نمودارها مشخص است پهنای باند در این طراحی تقریباً ۵ برابر افزایش یافته $f_{3dB} = 41.5 \text{ GHz}$ و حساسیت مدولاتور



شکل (۱۲): نمودارهای اندازه گیری شده الف) Δn_{eff} ، ب) $\Delta\alpha$ بر حسب ولتاژ و پ) پاسخ الکترواپتیکی بر حسب فرکانس مدولاسیون در $\Delta\omega$ برابر با $2.5\pi \text{ GHz}$ ، $5\pi \text{ GHz}$ و $10\pi \text{ GHz}$ شبیه‌سازی شده و اندازه گیری شده که نرمالیزه شده است [۸]

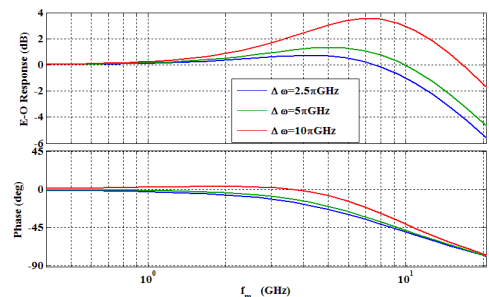
طراحی مربوط به این مرجع در نرم افزار Device انجام شد و چگالی حامل‌ها بر حسب مکان در ولتاژهای مختلف به صورت فایل متلب به نرم افزار Mode Solution اضافه گردید و تغییرات ضریب جذب و ضریب شکست بر حسب ولتاژ به صورت نمودارهای شکل (۱۳) بدست آمد.

با استفاده از نمودار تغییرات ضریب جذب و ضریب شکست بر حسب ولتاژ بدست آمده از نرم افزار Mode Solution لومریکال (مطابق شکل (۱۳)) به ترتیب این مقادیر $\frac{1}{sv} \times 2.8 \times 10^8 -$ و $\frac{1}{v} \times 2.35 \times 10^{-5}$ بدست آمد.

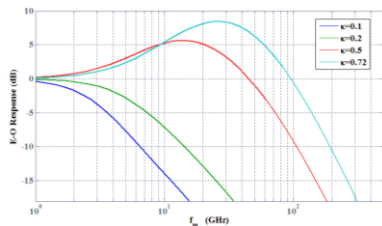


شکل (۱۳): نمودارهای بدست آمده با استفاده از نرم افزار لومریکال (چپ) $\Delta\alpha$ و (راست) Δn_{eff} بر حسب ولتاژ

که با نمودارهای تغییرات ضریب شکست و ضریب جذب اندازه‌گیری شده در مرجع [۸] (شکل (۱۲)) توافق خوبی دارند. با استفاده از داده‌های بدست آمده از شبیه سازی و نتایج شکل (۱۲) و رابطه (۷) نمودار پاسخ الکترواپتیکی این مدولاتور به شکل (۱۴) بدست آمد.



شکل (۱۴): پاسخ الکترواپتیکی بر حسب فرکانس مدولاسیون در $\Delta\omega$ برابر با $2.5\pi \text{ GHz}$ ، $5\pi \text{ GHz}$ و $10\pi \text{ GHz}$ شبیه‌سازی شده که نرمالیزه شده است



شکل (۱۹): پاسخ الکترواپتیکی بر حسب فرکانس مدولاسیون در $\Delta\omega = 2.5\pi$ GHz، بر حسب ضرایب کوپلینگ مختلف

۴- نتیجه‌گیری

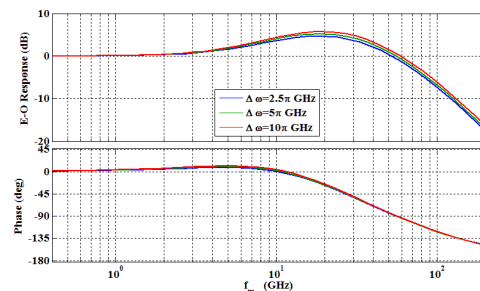
سرعت مدولاسیون بالا اهمیت ویژه‌ای در اتصالات نوری که در آن نرخ داده‌ها بالا است، دارد. جهت دستیابی به این موضوع در مدولاتورهای ریز مشدد حلقه بایستی کوپلینگ بهبود یابد. با ارائه روشی این موضوع از طریق تغییر ضریب کوپلینگ به ازاء طول‌های کوپلینگ مختلف بررسی شد و طول کوپلینگ بهینه محاسبه شد. با شبیه‌سازی توزیع ناخالصی و توزیع حامل در یک مدولاتور فاز ناحیه تخلیه در یک ساختار PN میزان تغییرات ضریب شکست و جذب محاسبه گردید. ساختارهای مختلفی مانند تغییر فاصله دوپینگ، تغییر دوپینگ و اثرات کوچک سازی دیوایس محاسبه شد که منجر به طراحی مدولاتور ریز مشدد حلقه بهینه گشت. در این کار با تغییر پارامترهای موثر، موجبر بهینه و سپس مدولاتور حلقه بهینه در نرم افزار لومریکال بدست آمد و برای اولین بار تغییرات ضریب کوپلینگ به فرمول استخراج شده محاسبه پهنای باند اضافه گردید. در طراحی جدید پهنای باند تا حدود یک مرتبه افزایش یافت با بهبود این فرمول و اضافه نمودن تغییرات ضریب کوپلینگ بر حسب ولتاژ به مدولاتور حلقه، گین DC افزایش یافت و تابع تبدیل الکترواپتیکی پایدارتر شد. پهنای باند بالا مستقیماً فاکتور Q اپتیکی را کاهش می‌دهد که در اینجا مصالحه‌ای^۷ رخ می‌دهد.

۵- مراجع

- [1] G. T Reed, G. M. Mashanovich, F. Y. Grades and D. J. Thomson, "Silicon optical modulators", Nature photonics, Vol. 4, 2010.
- [2] K. Giewont, K. Nummy, F. A. Anderson, J. Ayala, T. Barwicz, S. Member, F. Member, Y. Bian, K. K. Dezfulian, D. M. Gill, T. Houghton, S. Hu, B. Peng, M. Rakowski, S. R. Iii, J. C. Rosenberg, A. Sahin, I. Stobert, and A. Stricker, "300-mm Monolithic Silicon Photonics Foundry Technology," IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. 25(5), 8200611, 2019.
- [3] R. A. Soref and B. R. Bennett, "Kramers-Kronig analysis of electro-optical switching in silicon", SPIE Vol. 704 Integrated Optical Circuit Engineering IV, 1986.
- [4] Y. Ma, Z. Xuan, Y. Liu, R. Ding, Y. Li, A. Lim, G. Q. Lo, T. Baehr-Jones and M. Hochberg, "Silicon Microring Based Modulator and Filter for High Speed Transmitters at 1310 nm", IEEE, 14547272, 2014.
- [5] R. A. Soref, B. R. Bennett, "Electrooptical effects in silicon" IEEE J. Quantum Electron. QE-23, PP.123-129, 1987.

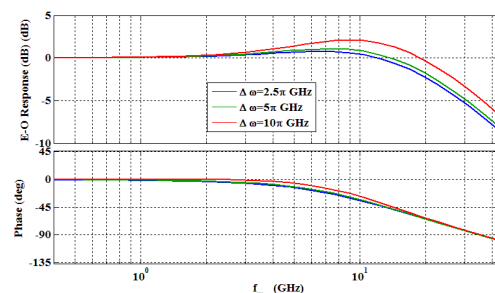
به عدم جفت شدگی لیزر بسیار کاهش یافته است. در صورتی که LC را مطابق

جدول (۲) و شکل (۴) یعنی $8/45$ میکرومتر در نظر بگیریم پاسخ الکترواپتیکی مدولاتور به شکل (۱۷) بدست می‌آید.



شکل (۱۷): پاسخ الکترواپتیکی بر حسب فرکانس مدولاسیون در $\Delta\omega$ برابر با 2.5π GHz، 5π GHz و 10π GHz شبیه‌سازی شده که نرمالیزه شده است با $L_c = 8.45\mu\text{m}$

در این حالت پهنای باند دوبرابر شده است. اگر تغییرات κ نسبت به ولتاژ در نظر گرفته و طراحی مدولاتور انجام شود. مطابق نتایج بدست آمده از شکل (۱۱)، $\frac{\partial \kappa}{\partial V} = 8 \times 10^{-5} \frac{1}{V}$ و $\kappa = 0.26$ و مقادیر جدول (۳) که از نرم افزار لومریکال استخراج شده است. با جایگذاری رابطه (۱۰) در رابطه (۷) نمودار پاسخ الکترواپتیکی در این حالت به شکل (۱۸) بدست آمده است.



شکل (۱۸): پاسخ الکترواپتیکی بر حسب فرکانس مدولاسیون در $\Delta\omega$ برابر با 2.5π GHz، 5π GHz و 10π GHz حالتی که تغییرات کوپلینگ نسبت به ولتاژ اعمال شده است

همان‌طور که از نمودار پیداست تغییرات ضریب کوپلینگ با ولتاژ تاثیر چندانی بر پهنای باند ندارد و تاثیر مستقیم آن بر روی فاز تابع تبدیل الکترواپتیکی است ولی گین DC را دوبرابر می‌کند ($0/49$) و با کاهش مقدار صفر تابع تبدیل به پایداری سیستم کمک خواهد کرد. همچنین در صورت تغییر ضریب کوپلینگ پهنای باند مدولاتور به شکل (۱۹) تغییر خواهد کرد و همان‌طور که در بخش پیش ذکر شد در صورتی که مرجع [۸] طول کوپلینگ را $3/85$ میکرومتر انتخاب کرده بودند. ضریب کوپلینگ تقریباً $0/72$ می‌شد در اینصورت پهنای باند مطابق نمودار شکل (۱۹) حداقل تا یک مرتبه بهبود می‌یافت و هم مرتبه موارد مشابه با طراحی‌های پیچیده‌تر شانه‌ای خواهد شد که فرآیند ساخت در آن سخت‌تر است [۱۱].

- [6] H. A. HAUS and W. Huang, "Coupled-Mode Theory", Proceedings of IEEE, VOL 19, NO 10, 1991.
- [7] Katsunary Okamoto, "Fundamentals of Optical Waveguides", Ch.4, PP.160-163.
- [8] Samira Karimelahi, "Silicon ring modulators for high-speed optical interconnects", thesis for the degree of Doctor of Philosophy, Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto, 2016.
- [9] R. Dube-Demers, J. St-Yves, A. Bois, Q. Zhong, M. Caverley, Y.Wang, L. Chrostowski, S. LaRochelle, D. Plant, and W. Shi, "Analytical modeling of silicon microring and microdisk modulators with electrical and optical dynamics" J Lightwave Technol. 33, PP. 4240–4252, 2015.
- [10] Jong-Bum You, Miran Park, Jeong-Woo Park and Gyungock Kim, "12.5 Gbps optical modulation of silicon racetrack resonator based on carrier-depletion in asymmetric p-n diode", Opt. Exp, Vol. 16, No. 22, 2008.
- [11] M. Pantouvaki, H. Yu, M. Rakowski, Ph. Christie, P. Verheyen, G. Lepage, N. Hoovels, Ph. Absil and J.V. Campenhout, IEEE J. Quantum Electron, "Comparison of Silicon Ring Modulators With Interdigitated and Lateral p-n Junctions", Vol. 19, NO. 2, 2013.

زیر نویس‌ها

¹ Complementary Metal-Oxide Semiconductor

² Soref and Bennett

³ Ring Resonator Modulator (RRM)

⁴ Through

⁵ Modulation Efficiency

⁶ Insertion Loss

⁷ Trade Off