

# بازدهی محاسباتی فرایند پراکنندگی در روش ماتریس خط انتقالی

محمد سلیمانی  
استاد

نادر کمجانی برچلوئی  
استادیار

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

## چکیده

برای کاهش حافظه کامپیوتری و زمان محاسباتی در شبیه سازی سه بعدی TLM معمولاً از دو تکنیک استفاده میشود. اول استفاده از یک مرز جذبی برای محدود کردن فضای مسئله و دوم استفاده از یک الگوریتم پراکنندگی کارآمد که به حداقل عملیات جبری احتیاج داشته باشد. در این مقاله انواع طرح های مختلف گره فشرده متقارن TLM بررسی میگردد. اجرای کارآمد الگوریتم پراکنندگی برای گره های مختلف داده میشود. صرفه جویی در حافظه و زمان اجرا مورد نیاز برای گره های فشرده متقارن موجود مقایسه میگردد. نتایج شبیه سازی کامپیوتری TLM با استفاده از گره های فشرده متقارن مختلف داده شده است و با نتایج تحلیلی و اندازه گیری مقایسه شده است. تطابق خوبی بین نتایج شبیه سازی و اندازه گیری وجود دارد.

## کلمات کلیدی

روش ماتریس خط انتقالی - گره فشرده متقارن - فرآیند پراکنندگی

## Computation Efficiency of Scattering Process In Transmission Line Matrix Method

N. Komjani Barchloie  
Assistant Professor

M. Solaimani  
Professor

Electrical Engineering Department ,  
Iran University of Science & Technology

## Abstract

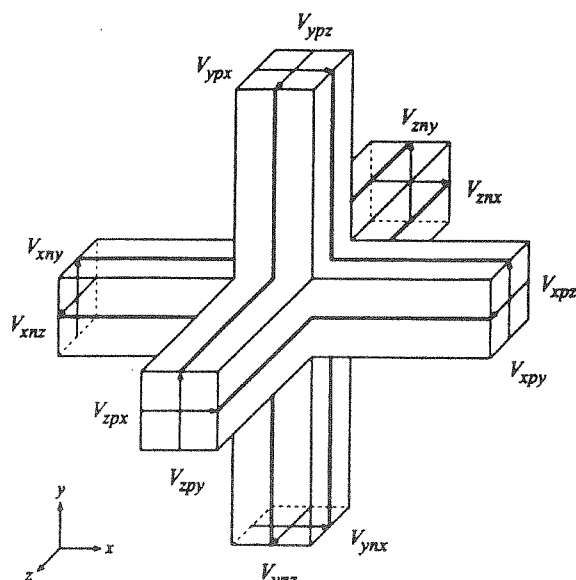
The Transmission Line Matrix (TLM) method is a powerful tool for modeling of electromagnetic wave propagation in complex structures. This method needs a large amount of memory and computation time for studying open region problems. In order to reduce the necessary memory capacity and computation time in 3D-TLM, generally two strategies are used. First, using absorbing boundary conditions to limit the space dimension of the problem, and second using an efficient scattering algorithm with minimum algebraic computation.

This article discusses various type of symmetrical condensed node (SCN). Efficient implementations of the scattering procedure in the various SCN are given. Computational time and requirements of different TLM nodes are compared. Comparison of results of simulation with analytical and experimental shows very good agreement.

## Keywords

Transmission Line Matrix method - Symmetrical Condensed Node - Scattering Process

که اجازه مدل کردن محیط غیر همگن با یک مش تدریجی، تنها با استفاده از خطوط ارتباطی بدون استاب، را بدهد [1]. بنابراین دلیل حذف استاب ها حافظه لازم می تواند در مقایسه با گره SCN بار شده با استاب قدیمی [2] و گره SCN هایبرید<sup>(5)</sup> [3]، به شدت کاهش یابد. تعداد پالس های ولتاژ تابشی بر روی مرکز گره در ساختار گره ای مختلف SCN که قادر به مدلسازی مسائل کلی باشند در جدول (۱) خلاصه شده است.



شکل (۱) ساختار گره فشرده متقارن.

کاهش در حافظه مورد نیاز TLM با معرفی گره SSCN، امکان بهینه کردن زمان اجرای کامپیوتری محاسبات TLM را فراهم مینماید. در شکل (۲) حداکثر گام زمانی مجاز در گره های مختلف مقایسه شده است. در اینجا مش بندی با گره های با ابعاد  $\Delta y = \Delta z = \Delta l_0$  است و  $\Delta x$  از  $0.1\Delta l_0$  تا  $10\Delta l_0$  تغییر مینماید و  $\Delta t_0 = 2\Delta l_0 / \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  است. همان گونه که دیده میشود معمولاً SSCN گام زمانی بزرگتری را با مش تدریجی در مسائل غیر ایزوتروپ، نسبت به گره بار شده با استاب و گره SCN هایبرید، فراهم می نماید.

روش ماتریس خط انتقالی<sup>(۱)</sup> یک تکنیک عددی برای حل معادلات ماکسول در یک محیط پیچیده است. مزیت اصلی این روش سادگی و انعطاف پذیری آن است که معادلات ماکسول برداری را به روش عددی ساده انتشار موج تبدیل میکند. این روش بطور گسترده ای برای تحلیل قطعات موجبری و مدارات مسطح میکروویو استفاده شده است. یک مشخصه باند وسیع از ساختار را میتوان با یک تحلیل TLM بدست آورد. در هر حال این روش به حافظه کامپیوتری زیاد و زمان محاسباتی طولانی احتیاج دارد. معمولاً شبیه سازی سه بعدی TLM بر روی کامپیوتر های Work station انجام می گیرد و این باعث محدود شدن کاربرد گسترده این روش می شود از این رو باید با استفاده از الگوریتم های کارایی محاسباتی این روش را بالا برد بطوریکه بتوان آنرا روی کامپیوترهای شخصی نیز اجرا کرد. هدف اصلی از بهبود کارایی اجرای کامپیوتری روش عددی، رسیدن به حداقل حافظه ذخیره سازی و زمان اجرای کامپیوتری است بطوریکه بتوان مسئله را با دقت و سرعت قابل قبول مدل سازی و حل کرد. در روش های حوزه زمان همچنین مهم است که گام زمانی تا حد ممکن بزرگ انتخاب شود تا باعث اجرای سریعتر عمل شبیه سازی شود. کل حافظه لازم بستگی به تعداد متغیر های ذخیره شده در هر سلول فضایی مجزا یا گره دارد. تعداد متغیرها که لازم است در هر گره TLM ذخیره شود تا یک شبیه سازی TLM اجرا شود بستگی به تعداد پالس های ولتاژ تابشی بر روی گره دارد و تعداد پالس های ولتاژ تابشی نیز به تعداد خطوط انتقال متصل به مرکز گره بستگی دارد. شکل (۱) یک گره فشرده متقارن<sup>(۲)</sup> را نشان میدهد که بطور گسترده ای در مدلسازی سه بعدی TLM استفاده میشود. این گره از ۱۲ خط ارتباطی و ۶ استاب اتصال کوتاه و باز ساخته شده است. خطوط ارتباطی باید در تمامی سازمان و ساختار گره ای حضور داشته باشند تا اتصال بین گره های مجاور را ساده سازند. استاب ها به گره اضافه می شوند تا اجازه مدل کردن مواد غیر همگن را با استفاده از یک مش تدریجی<sup>(۳)</sup> با سلول های با نسبت اندازه اختیاری را بدهد.

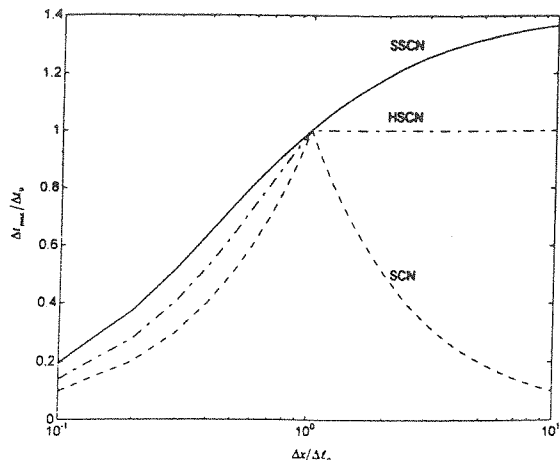
همچنین میتوان گره فوق العاده فشرده متقارن<sup>(۴)</sup> ساخت

جدول (۱) تعداد پالس های ولتاژ تابشی در هر گره و حافظه لازم نسبت به SCN استابدار.

SCN بنیادی	SSCN	HSCN	SCN استابدار	
۱۲	۱۲	۱۵	۱۸	تعداد پالسهای ولتاژ تابشی
۰/۶۴	۰/۶۴	۰/۸۳	۱	حافظه نسبی مورد نیاز

مشخصه خطوط ارتباطی یعنی در واقع به خواص مواد و نسبت بین ابعاد گره، بستگی دارد. اگر یک محیط تلفاتی بخواهد مدلسازی شود همچنین آنها به مقدار المان تلفاتی بستگی پیدا می کنند که بوسیله یک کنداکتانس موازی و مقاومت سری بیان می شوند. بنابراین برای تشریح پراکندگی در بخش های مختلف مش TLM، لازم است پارامترهای مناسب را برای هر گره ذخیره کرد.

ذخیره سازی پارامترهای پراکندگی هر گره از لحاظ محاسباتی غیر قابل قبول است بدلیل اینکه حافظه مورد نیاز بطور باور نکردنی افزایش می یابد. بنابراین یک راه حل مناسب، ذخیره سازی ضرایب پراکندگی برای هر ناحیه گره ای یکسان است. از اینرو با اختصاص یک شمارشگر تعیین می شود که هر گره مربوط به چه ناحیه ای است. همان گونه که شکل (۳) نشان میدهد یک ناحیه گره ای بصورت یک ناحیه از گره های TLM تعریف می شود که دارای خواص محیطی یکسان ( $\epsilon, \mu, \sigma$ ) با اندازه سلول یکسان ( $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ ) هستند. این مثال نحوه تقسیم بندی یک مسئله غیر همگن را با سه محیط مختلف و نسبت اندازه گره متفاوت، نشان میدهد. کلاً هفت ناحیه گره ای یکسان می توان در شکل مشخص کرد. پارامترهای این نواحی گره ای در لیست جداگانه ای ذخیره می شود و هر گره دارای یک شماره در لیست است. سازماندهی پارامترهای گره با این روش به معنی آن است که با اختصاص یک تشخیص دهنده برای هر گره لازم است تنها ولتاژهای تابشی و انعکاسی را ذخیره کرد. بنابر این باعث صرفه جوی زیادی در حافظه ذخیره سازی میگردد زیرا نواحی گره ای مجزا معمولاً خیلی کوچکتر از تعداد گره ها است. در استخراج یک الگوریتم پراکندگی کارآمد ضرایب پراکندگی باید برای هر ناحیه گره ای ذخیره شوند. یک ناحیه گره ای می تواند



شکل (۲) حداکثر گام زمانی برای گره های فشرده متقارن مختلف.

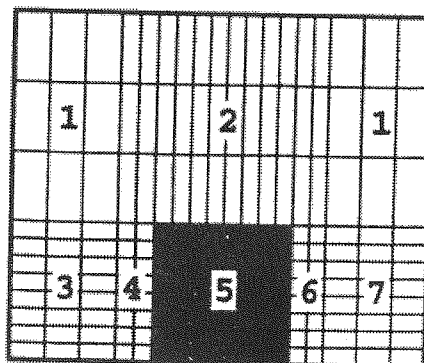
برای بهینه سازی محاسبات TLM، باید توجه خاصی نیز به نحوه کد بندی داشت که بستگی به تمامی گره های مش شرکت کننده در فرایند پراکندگی و اتصال دارد. عمل اتصال در TLM که مبادله پالس ها بین گره های مجاور است تاثیر نسبتاً کمی روی زمان اجرا دارد. در حالت هایی که امیدانس خطوط ارتباطی تغییر می کند عمل انتقال و انعکاس لازم است در مرز بین نواحی گره ای مدلسازی شود. در هر حال، این فرایند برای تعداد محدودی از گره مرزی اتفاق می افتد بنابراین تأثیر زیادی را در کارایی کلی نشان نمی دهد. فرایند پراکندگی اثر زیادی روی زمان اجرا دارد. از اینرو در این مقاله اجرای کارآمد فرایند پراکندگی در گره های قابل استخراج از گره فشرده متقارن کلی<sup>[6]</sup> بررسی می گردد. [4]

## ۱- ذخیره سازی ضرایب پراکندگی

در هر گره فشرده متقارن ضرایب پراکندگی به امیدانس

#1:	$\Delta x, \Delta y, \Delta z, \epsilon, \mu, Z_{ij}$
#2:	...
#3:	...
#4:	...
#5:	...
#6:	...
#7:	...

(ب) لیست نواحی گره ای مختلف



(الف) مش TLM تدریجی

شکل (۳) کد بندی و ذخیره سازی پارامترهای گره ای TLM.

$$V_{oi}^r = V_j - V_{oi}^i \quad (2)$$

$$V_{si}^r = I_i Z_{si} + V_{si}^i \quad (4)$$

در اینجا  $i \in \{x, y, z\}$  است. تعاریف برای ولتاژ معادل  $V_j$ ، جریان معادل  $I_k$  و  $h_{ij}$  بصورت ذیل داده می شود:

$$V_j = 2 \frac{Y_{inj} V_{inj}^i + Y_{ipj} V_{ipj}^i + Y_{knj} V_{knj}^i + Y_{kpj} V_{kpj}^i + Y_{oj} V_{oj}^i}{Y_{inj} + Y_{ipj} + Y_{knj} + Y_{kpj} + Y_{oj} + G_{ej}} \quad (5)$$

$$I_k = 2 \frac{V_{ipj}^i - V_{inj}^i + V_{jni}^i - V_{jpi}^i - V_{sk}^i}{Z_{inj} + Z_{ipj} + Z_{jni} + Z_{jpi} + Z_{sk} + R_{mk}} \quad (6)$$

$$h_{ij} = \frac{Z_{inj} - Z_{ipj}}{Z_{inj} + Z_{ipj}} (V_{inj}^i - V_{ipj}^i) \quad (7)$$

در اینجا  $(i, j, k) \in \{(x, y, z), (y, z, x), (z, x, y)\}$  است. برای انجام فرایند پراکنندگی تشریح شده بوسیله معادلات بالا، مناسب تر است ابتدا ترم های مربوط به ولتاژ و جریان معادل  $(I_k Z_{inj}, V_j)$  و ضرایب  $h_{ij}$  محاسبه گردد. برای محاسبه سه ولتاژ معادل  $(V_x, V_y, V_z)$  با استفاده از (5)، 15 عمل ضرب و 12 عمل جمع لازم است مشروط به اینکه 15 ضریب به شکل:

$$\frac{2 Y_{inj}}{Y_{inj} + Y_{ipj} + Y_{knj} + Y_{kpj} + Y_{oj} + G_{ej}}$$

برای هر ناحیه گره ای ذخیره شود. برای محاسبه دوازده ترم  $I_k Z_{inj}$  و  $I_k Z_{ipj}$  و سه ترم  $I_i Z_{si}$  با استفاده از فرمول (6) 15 ضرب و 12 جمع - تفریق لازم است. همچنین 15 ضریب به شکل ذیل برای هر ناحیه گره ای باید ذخیره شود:

$$\frac{2 Z_{inj}}{Z_{inj} + Z_{ipj} + Z_{jni} + Z_{jpi} + Z_{sk} + R_{mk}}$$

برای محاسبه شش ترم  $h_{ij}$  با استفاده از (7) لازم است شش ضریب به شکل  $(Z_{inj} - Z_{ipj}) / (Z_{inj} + Z_{ipj})$  ذخیره شود. در این مرحله فرض می شود که تفاضل  $(V_{inj}^i - V_{ipj}^i)$  قبلاً برای محاسبه جریان معادل، حساب شده است. فرایند پراکنندگی بوسیله انجام 6 جمع اضافی برای جمع  $V_j$  با  $h_{ij}$  و 24 جمع - تفریق برای فرمول های (1)، (2) و 6 جمع - تفریق در

کاملاً بوسیله امپدانس مشخصه خطوط ارتباطی و استاب ها تشریح شود. برای محاسبه ضرایب باید یک مرحله پیش پردازش انجام گیرد تا از محاسبه در هر گام زمانی جلوگیری شود. ذخیره سازی ضرایب لازم است به شکلی باشد که حداقل کار محاسباتی را در فرایند اصلی احتیاج داشته باشد. در کامپیوترهای جدید که از حساب نقطه شناور استفاده میشود عملیات جمع و تفریق سریعتر از ضرب و به خصوص تقسیم انجام می گیرد. بنابراین باید سعی کرد با ذخیره سازی مناسب ضرایب پراکنندگی، بطور کامل از عمل تقسیم اجتناب کرد، در حالیکه عمل ضرب را کاهش داد.

در اوایل برای تشریح عمل پراکنندگی در SCN از ماتریس پراکنندگی استفاده می شد [2]. کارایی فرایند پراکنندگی با استفاده مستقیم از المان های ماتریس، بدلیل تعداد زیادی المان صفر در ماتریس پراکنندگی، پائین است. انجام الگوریتم پراکنندگی کارآمد اولین بار توسط Tong و Fujino گزارش شد [5]. روش سوئدمنند دیگری نیز بر اساس معادلات پراکنندگی معرفی شده بوسیله Naylor و Ait-saidi منتشر شده است [6]. الگوریتم پراکنندگی کارآمد استفاده شده در اینجا بر اساس تعمیم معادلات Naylor و Ait-saidi است که برای مقایسه بازدهی محاسباتی گره های متوازن و نامتوازن استفاده شده است.

## ۲- پراکنندگی در گره های استابدار

در این بخش، الگوریتم پراکنندگی برای گره GSCN همچنین برای گره های SCN استاب دار و هایبرید موجود تشریح می گردد.

### ۲-۱- گره های نامتوازن

فرایند پراکنندگی برای یک گره نامتوازن کلی، با امپدانس مشخصه خطوط ارتباطی متفاوت و تا 6 استاب و 6 المان تلفاتی در مرجع [4] داده شده است. پراکنندگی به داخل خطوط ارتباطی بصورت زیر بیان می شود.

$$V_{inj}^r = V_j \pm I_k Z_{inj} - V_{ipj}^i + h_{ij} \quad (1)$$

$$V_{ipj}^r = V_j \mp I_k Z_{ipj} - V_{inj}^i + h_{ij} \quad (2)$$

در اینجا علائم بالا و پایین به ترتیب برای زیر نویسهای  $(i, j, k) \in \{(x, y, z), (y, z, x), (z, x, y)\}$  و  $(i, j, k) \in \{(x, z, y), (y, x, z), (z, y, x)\}$  بکار می رود. پراکنندگی به داخل استاب ها به صورت زیر است:

فرمول های (۳) و (۴) به اتمام می رسد. این کلاً ۶۰ جمع - تفریق و ۳۶ ضرب را برای هر گره در هر گام زمانی با گره GSCN نامتوازن میدهد مشروط بر اینکه ۳۶ ضرب پراکندگی برای هر ناحیه گره ای ذخیره شود. این الگوریتم برای یک حالت خیلی کلی، دوازده امپدانس خط ارتباطی متفاوت، شش استاب و شش المان تلفاتی است [7]. از آنجائیکه این گره غیر متقارن است فقط در مدلسازی مرزها استفاده می شود و در سرتاسر مش استفاده نمی گردد. بنابراین پیچیدگی فرایند پراکندگی اینچنین گره ای اثر کمی بر روی کارایی کلی دارد.

## ۲-۳- گره های متوازن

با بکار بردن شروط برای گره های متقارن  $Z_{ij} = Z_{ji} = Z_{ij}$  و  $h_{ij} = 0$ ، کارایی محاسباتی فرایند پراکندگی تشریح شده بوسیله معادلات (۱) الی (۷) بهتر می شود. برای محاسبه سه ولتاژ گره  $V_x$ ،  $V_y$  و  $V_z$  با استفاده از (۵)، عمل ضرب و ۱۲ عمل جمع لازم است. مشروط به اینکه ۹ ضرب به شکل:

$$\frac{2 Y_{ij}}{2 (Y_{ij} + Y_{kj}) + Y_{oj} + G_{ej}}$$

برای هر ناحیه گره ای ذخیره شده باشد. برای محاسبه شش ضرب ممکن  $I_k Z_{ij}$  و سه ترم  $I_i Z_{ij}$ ، ۹ عمل ضرب، ۱۲ عمل جمع - تفریق مورد نیاز است. همچنین ۹ ضرب بصورت:

$$\frac{2 Z_{ij}}{2 (Z_{ij} + Z_{ji}) + Z_{sk} + R_{mk}}$$

برای هر ناحیه گره ای باید ذخیره شود. این فرایند پراکندگی با انجام ۲۴ جمع - تفریق در فرمول های (۱) و (۲)، ۶ جمع - تفریق در فرمول های (۳) و (۴) به اتمام می رسد. بنابراین اجرای کامل فرایند پراکندگی در GSCN متوازن کلاً به ۵۴ جمع - تفریق و ۱۸ ضرب برای هر گره در

هر گام زمانی نیاز دارد مشروط به اینکه ۱۸ ضرب پراکندگی برای هر ناحیه گره ای ذخیره شود. در جدول (۲) نیاز محاسباتی GSCN متوازن و نامتوازن مقایسه شده است و همانگونه که دیده میشود تعداد عملیات ضرب در گره های نامتوازن دو برابر گره های متوازن است.

این الگوریتم برای یک حالت خیلی کلی، با شش امپدانس خط ارتباطی، شش استاب و شش المان تلفاتی برای مدلسازی مسائل غیر ایزوتروپ، غیر همگن با مش تدریجی متغیر است. اگر در گره های TLM قابل استخراج از GSCN، شرط اضافی مربوط به پارامترهای خطوط ارتباطی و استاب را بکار بریم پراکندگی را میتوان بی اندازه ساده کرد. در یک SCN بار شده با استاب امپدانس مشخصه خطوط ارتباطی ثابت و برابر امپدانس محیط زمینه،  $Z_0$ ، است. در این صورت معادلات (۱) الی (۶) ساده می شوند و فرایند پراکندگی کامل را میتوان با ۵۴ جمع - تفریق و ۱۲ ضرب با ذخیره سازی ۱۲ ضرب پراکندگی به اتمام رساند. وقتیکه از یک مش یکنواخت برای مدلسازی عایق های الکتریکی یا مغناطیسی، با تنها یک نوع استاب، استفاده می شود نیازمندی به ۴۸ جمع - تفریق و ۹ ضرب کاهش می یابد. تحلیل مشابهی را میتوان برای گره HSCN بکار برد. در این طرح  $Z_{ij} = Z_{ji}$  و  $Z_{sk} = 0$  است. اجرای کامل فرایند پراکندگی به ۴۸ جمع - تفریق و ۱۲ ضرب و ۱۲ ذخیره سازی ضرایب برای هر ناحیه گره ای، احتیاج دارد.

## ۴- پراکندگی در گره های بدون استاب

در این بخش خواص پراکندگی در گره های فشرده متقارن بدون استاب ۱۲ پورتی (SCN، SSCN بنیادی) تشریح می گردد.

### ۴-۱- پراکندگی در SSCN

خواص پراکندگی در گره فوق العاده فشرده متقارن را براحتی میتوان از (۱) و (۲) با قرار دادن  $Z_{ij} = Z_{ji} = Z_{ij}$  و  $h_{ij} = 0$  بدست آورد.

جدول (۲) مقایسه بازدهی محاسباتی گره های GSCN متوازن و نامتوازن.

GSCN متوازن	GSCN نامتوازن	
۵۴	۶۰	عمل جمع و تفریق
۱۸	۳۶	عمل ضرب
۱۸	۳۶	ذخیره سازی ضرایب
۱۸	۱۸	ولتاژهای تابشی



بصورت ذیل در می آید :

$$V_j = \widehat{C}_{ij} (V_{isj} - V_{ksj}) + V_{ksj} \quad (19)$$

تطبیق زیر نویسه‌های  $(i, j, k)$  با  $(x, y, z), (y, z, x)$  ،  $\{(x, y, z), (y, z, x), (z, x, y)\}$  سه ولتاژ گره ای  $V_x, V_y, V_z$  از (۱۹) بدست می آید که کلاً به ۱۲ جمع - تفریق و ۳ ضرب نیاز است مشروط به اینکه ۳ ضریب پراکندگی  $\widehat{C}_{zx}, \widehat{C}_{yz}, \widehat{C}_{xy}$  برای هر ناحیه گره ای ذخیره شود.

برای محاسبات ترم های  $Z_{ij}^{(ij)}, I_k^{(ij)}$  اندوکتانس نرمالیزه شده بشکل عمومی زیر بیان می شود:

$$\widehat{L}_{ij} = \frac{Z_{ij}}{Z_{ij} + Z_{ji}} \quad (20)$$

برای  $i, j \in \{x, y, z\}$  از (۲۰) داریم:

$$\widehat{L}_{ji} = 1 - \widehat{L}_{ij} \quad (21)$$

ترکیبی از ولتاژهای شرکت کننده در میدان مغناطیسی در جهت  $k$  را به صورت ذیل تعریف می نمایم.

$$V_k^{(ij)} = V_{ipj}^i - V_{inj}^i + V_{jni}^i - V_{jpi}^i \quad (22)$$

از (۲۲) داریم:

$$V_k^{(ji)} = -V_k^{(ij)} \quad (23)$$

جایگزینی فرمول های (۲۰) الی (۲۲) در (۱۵) میدهد:

$$I_k^{(ij)} Z_{ij} = \widehat{L}_{ij} V_k^{(ij)} \quad (24)$$

با تعویض زیر نویس های  $i$  و  $j$  در (۲۴) و در نظر گرفتن (۲۱) و (۲۳) داریم:

$$I_k^{(ji)} Z_{ji} = I_k^{(ij)} Z_{ij} - V_k^{(ij)} \quad (25)$$

با تطبیق مناسب اندیس های  $(i, j, k)$  با  $\{(x, y, z), (y, z, x), (z, x, y)\}$  تمامی ترم های  $I_k^{(ij)} Z_{ij}$  می تواند با استفاده از فرمول های (۲۴) و (۲۵) محاسبه شود. که کلاً به ۱۲ جمع - تفریق ۳ ضرب برای بدست آوردن ترم های  $I_z^{(xy)} Z_{xy}, I_y^{(xz)} Z_{xz}, I_x^{(zy)} Z_{zy}, I_x^{(yz)} Z_{yz}, I_z^{(yx)} Z_{yx}$  و سه ضریب پراکندگی

$\widehat{L}_{xy}, \widehat{L}_{yz}, \widehat{L}_{zx}$  لازم است برای هر ناحیه گره ای ذخیره شوند. سرانجام برای به اتمام رساندن فرایند پراکندگی به ۲۴ جمع - تفریق اضافی برای فرمول های (۱۲) و (۱۳) نیاز است. این کلاً ۴۸ جمع - تفریق و ۶ ضرب در هر گره برای هر گام زمانی می دهد. به انضمام اینکه ۶ ضریب پراکندگی باید برای هر ناحیه گره ای ذخیره شود. در حالت مدلسازی نواحی ایزوتروپیک، رابطه  $\widehat{L}_{ij} = \widehat{C}_{ik}$  بکار برده می شود که می تواند برای بهینه سازی بیشتر، تعداد ضرایب پراکندگی ذخیره شود. با استفاده از این اتحاد فرمول (۲۴) می تواند دوباره بصورت ذیل نوشته شود.

$$I_k^{(ij)} Z_{ij} = \widehat{C}_{ik} V_k^{(ij)} \quad (26)$$

با تطبیق زیر نویس های  $(i, j, k)$  با  $\{(x, y, z), (y, x, z), (z, y, x)\}$  تمامی ترم های  $Z_{ij}, I_k^{(ij)}$  می تواند با استفاده از فرمول (۲۶) محاسبه شود. توجه اینکه سه پارامتر پراکندگی ظاهر شده در (۲۶) فقط  $\widehat{C}_{xy}, \widehat{C}_{yz}, \widehat{C}_{zx}$  تا کنون برای محاسبه ولتاژ معادل استفاده شده است. بنابراین، در حالت ایزوتروپیک لازم است، تنها سه ضریب پراکندگی ذخیره شود. وقتی یک محیط ایزوتروپیک را با مش یکنواخت مدل می نمایم،  $\widehat{C}_{xy} = \widehat{C}_{yz} = \widehat{C}_{zx}$  است. از اینرو، در حالت مش یکنواخت، تنها یک ضریب پراکندگی لازم است ذخیره شود.

## ۴-۲- پراکندگی در SCN بنیادی

وقتی نواحی با پارامترهای زمینه با یک مش یکنواخت مدل می شود تمامی طرح های SCN مختلف به SCN، ۱۲ پورته بنیادی تبدیل می شود و برای این بخش از مش بازدهی محاسباتی بیشتری را میتوان با بکار بردن روش جداگانه ذیل بدست آورد. با جایگزینی  $Z_{ij} = 1/Y_{ij} = Z_0$  در فرمول های (۱۲) الی (۱۶) برای تمامی ترکیبات ممکن  $i, j \in \{x, y, z\}$  معادلات پراکندگی در حالت SCN، ۱۲ پورته بنیادی، می تواند بصورت زیر نوشته شود:

$$V_{inj}^r = \frac{1}{2} (V_{knj}^i + V_{kpi}^i + V_{jni}^i - V_{jpi}^i) \quad (27)$$

$$V_{ipj}^r = \frac{1}{2} (V_{knj}^i + V_{kpj}^i + V_{jpi}^i - V_{jni}^i) \quad (28)$$

اجرای فرایند پراکندگی کامل به این شکل حداقل به ۱۲ ضرب در ۰/۵ احتیاج دارد. این را می توان با معرفی جمع و تفریق خاص بصورت  $V_{idj} = V_{inj}^i - V_{ipj}^i$  و  $V_{isj} = V_{inj}^i + V_{ipj}^i$  و استفاده از اتحاد  $(a-b)/2 = (a+b)/2 - b$  در فرمول های (۲۷) و

(۲۸) دوباره بصورت ذیل نوشت .

$$V_{ipj}^r = \frac{1}{2} (V_{ksj} - V_{jdi}) = V_{inj}^r - V_{jdi} \quad (29)$$

$$V_{inj}^r = \frac{1}{2} (V_{ksj} + V_{jdi}) \quad (30)$$

بنابراین بعد از محاسبه جمع - تفریق های خاص  $(V_{idj}, V_{isj})$  که احتیاج به ۶ جمع و ۶ تفریق دارند ولتاژهای انعکاسی  $V_{inj}^r$  می تواند از (۲۹) با انجام ۶ جمع و ۶ ضرب در ۰/۵ محاسبه شود. این ولتاژ انعکاسی می تواند فوراً برای محاسبه  $V_{inj}^r$  از (۳۰) استفاده شود که تنها به ۶ جمع اضافی نیاز دارد. بنابر این اجرای کامل فرایند پراکندگی با این روش برای یک گره ۱۲ پورته تنها با ۲۴ جمع - تفریق و ۶ ضرب در ۰/۵ احتیاج دارد و هیچ ذخیره سازی ضرایب لازم نیست.

در جدول (۴) نیاز محاسباتی گره های SCN مختلف برای مدلسازی محیط بدون تلفات مقایسه شده است. همانگونه که دیده می شود در SSCN تعداد عملیات ضرب و تعداد ضرایب پراکندگی لازم برای ذخیره سازی در هر ناحیه گره ای بطور قابل توجهی در حالت SSCN کاهش می یابد.

## ۵ - نتایج شبیه سازی کامپیوتری

برای تأیید الگوریتم های TLM ارائه شده نتایج شبیه سازی عددی برای چند ساختار مایکروویو داده می شود. شکل (۴) یک محفظه رزونانسی غیر همگن را نشان می دهد. لایه های دی الکتریک با  $\epsilon_r = 5/4$  در بالا و پایین محفظه قرار گرفته است و بقیه محفظه از هوا پر شده است. شکل (۵) اولین دو رزونانس محاسبه شده برای این محفظه را برای مدلسازی با SCN استابدار و SSCN نشان می دهد و همانگونه که دیده می شود نتایج تطابق خوبی با هم دارند. در اینجا  $\Delta l = 0/1778 \text{ mm}$  است و فضای محفظه با

( $200 \times 40 \times 1$ ) سلول مش بندی شده است. فرکانس رزونانس مود غالب  $TE_{110}$  با SCN استابدار  $15/373$  گیگاهرتز ( $f_0$ ) و با SSCN،  $15/364$  گیگاهرتز است. از آنجائیکه گام زمانی در SSCN بیش از SCN استابدار است تعداد تکرارها در SCN بیشتر از SSCN می باشد. در صورتیکه مطابق شکل (۶-الف) از یک مش بندی یکنواخت درشت با ( $200 \times 40 \times 1$ ) سلول استفاده شود فرکانس رزونانس  $14/90$  گیگاهرتز بدست می آید که  $2/1\%$  کمتر از  $f_0$  است. این خطای زیاد بدلیل در نظر گرفتن تنها یک گره برای هر دی الکتریک در جهت  $y$  است. گام زمانی استفاده شده در این شبیه سازی  $\Delta t_0 = 3/515 \text{ psec}$  است. ثابت نگه داشتن تعداد گره ها با افزایش تعداد گره ها در جهت  $x$  با ضریب ۲ و کاهش تعداد گره ها در جهت  $y$  با همان ضریب، مطابق شکل (۶-ب)، یک مش تدریجی یکنواخت با ( $10 \times 8 \times 1$ ) سلول می دهد. فرکانس رزونانس  $15/175$  گیگاهرتز بدست می آید که  $1/28\%$  کمتر از  $f_0$  است. گام زمانی حدود  $25\%$  کاهش می یابد اما تعداد سلول ها و حافظه مورد نیاز ثابت باقی می ماند و نتیجه خیلی دقیقتری نسبت به مش بندی یکنواخت بدست می آید. برای بهبود در نتایج می توان از مش تدریجی غیر یکنواخت مطابق شکل (۶-ج) استفاده کرد. در اینجا بدلیل اینکه سرعت انتشار در دی الکتریک  $\sqrt{\epsilon_r} \approx 2/3$  بار کمتر از فضای آزاد است این بخش از فضا با دو برابر سلول مش بندی می شود. بنابر این یک مش با ( $10 \times 12 \times 1$ ) سلول ایجاد می گردد. تعداد سلول ها نسبت به حالت قبل ۲۵ درصد افزایش می یابد و گام زمانی حدود دو برابر،  $76\Delta t_0$  می شود. فرکانس رزونانس  $15/665$  گیگاهرتز بدست می آید که خیلی دقیقتر از حالت قبل است. در هر حال با یک مش تدریجی غیر یکنواخت با ( $200 \times 24 \times 1$ ) سلول می توان به نتیجه ای مشابه مش یکنواخت با ( $200 \times 40 \times 1$ ) سلول دست یافت. نتایج بدست آمده برای ترکیبات مختلف در جدول (۵) خلاصه شده است. همانگونه که مشاهده می شود مش تدریجی غیر

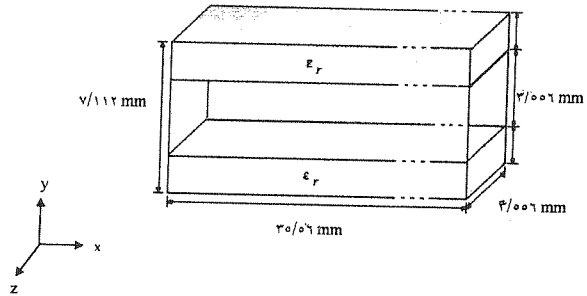
جدول (۴) مقایسه بازدهی محاسباتی گره های متوازن مختلف برای مدلسازی محیط بدون تلفات.

SCN استابدار	HSCN	SSCN	SCN، ۱۲ پورته
۵۴	۴۸	۴۸	۲۴
۱۲	۱۲	۶	۶
۱۲	۹	۶	-
۱۲	۹	۳	-
۴	۲	۱	۰

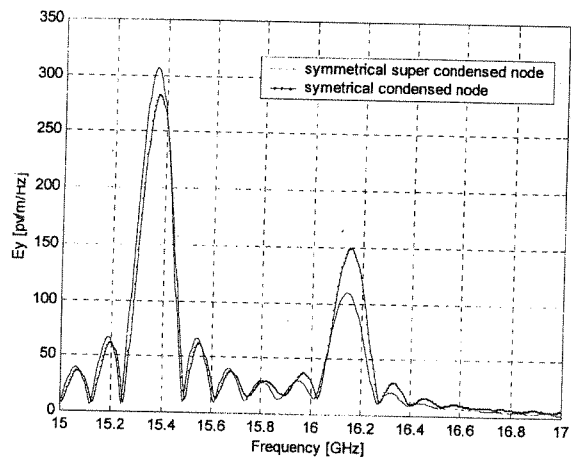
عمل جمع و تفریق  
عمل ضرب  
تعداد ضرایب ذخیره شده  
• محیط غیر ایزوتروپ - هر نوع مش  
• محیط ایزوتروپ - مش تدریجی  
• محیط ایزوتروپ - مش یکنواخت



یکنواخت نتایج بهتری می دهد ضمن اینکه به حافظه کمتری نیز احتیاج دارد .



شکل (۴) ساختار محفظه رزونانسی ناهمگن.



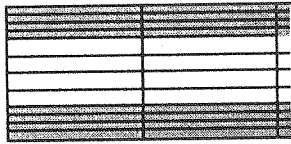
شکل (۵) پاسخ فرکانسی محفظه رزونانسی ناهمگن.

شکل (۷ - الف) یک خط میکرواستریپی با تزویج روزانه ای را نشان می دهد. برای این ساختار،  $\epsilon_{r2} = 10/2$ ،  $w_1 = w_2 = 0/625$  mm،  $h_1 = h_2 = 0/625$  mm،  $\epsilon_{r1} = 0/625$  mm و  $w_a = 2/16$  mm است. اندازه سلول استفاده شده  $\Delta l = 0/127$  mm و اندازه مش استفاده شده برای تحلیل این ساختار  $(120 \times 60 \times 40)$  است. دهانه (۱) با یک پالس گاووسی با پهنای  $30 \Delta t$  تحریک می شود. دهانه های ورودی و خروجی در فاصله  $2/54$  mm از مرکز شکاف قرار گرفته اند و نقطه مشاهده برای میدان های الکترو مغناطیسی در پورت های ۱، ۲، ۳ و ۴ در مرکز خط میکرواستریپ می باشد. در شکل (۸) نتایج شبیه سازی TLM برای دامنه های  $S_{21}(f)$  و  $S_{31}(f)$  با نتایج اندازه گیری مقایسه شده است. تطابق خوبی

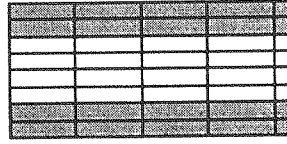
بین نتایج تئوری و اندازه گیری وجود دارد. [9,10] بعنوان آخرین ساختار شبیه سازی شده یک آنتن دی الکتریک رزوناتور مستطیلی را مطابق شکل (۷ - ب) در نظر بگیرید که توسط یک روزنه تحریک می شود. این ترکیب نشان می دهد رزوناتور در مود  $TE_{011}^y$  کار می کند. خط میکرواستریپ و شکاف در دو طرف یک ساب استریپ با ضریب عایقی  $\epsilon_r = 10/2$  قرار گرفته است. ضخامت دی الکتریک و خط تغذیه  $0/625$  mm است. دی الکتریک مستطیلی دارای ضریب  $\epsilon_r = 10/8$  و ابعاد  $3 \times 7/5 \times 2$  mm<sup>3</sup> است. اندازه سلول  $\Delta l = 0/159$  mm و کل مش استفاده شده برای این شبیه سازی  $(120 \times 50 \times 50)$  است. طول استاپ تطبیق استفاده شده  $2/2$  mm است. شکل (۹) نتایج

جدول (۵) محاسبه فرکانس  $TE_{110}$  برای حالت های مختلف تقسیم بندی.

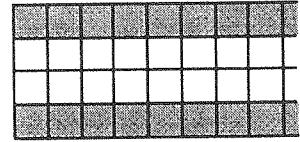
مش	تعداد سلولها	فرکانس [GHz]	درصد خطا	گام زمانی [psec]
یکنواخت	200 x 40	15/364	0/058	0/412
	20 x 4	14/900	3/077	3/515
	40 x 8	15/262	0/728	1/918
تدریجی یکنواخت	10 x 8	15/175	1/288	2/664
	10 x 16	15/248	0/813	1/438
	20 x 8	15/250	0/800	2/407
	20 x 16	15/322	0/330	1/390
تدریجی غیر یکنواخت	10 x 6	15/232	0/918	4/338
	10 x 12	15/310	0/410	2/664
	20 x 12	15/349	0/156	2/407
	20 x 24	15/362	0/065	1/389



ج)  $10 \times 12$

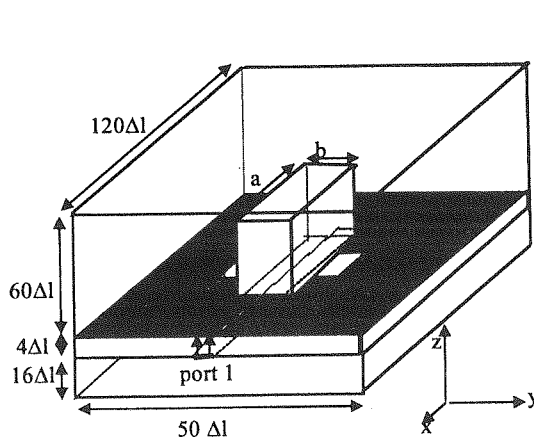


ب)  $10 \times 8$

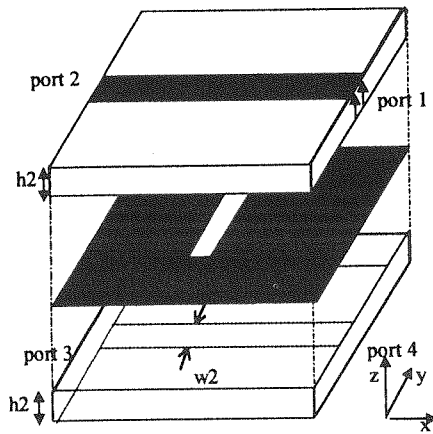


الف)  $20 \times 4$

شکل (۶) طرح های مختلف تقسیم بندی مش TLM.



ب) (ب)



الف) (الف)

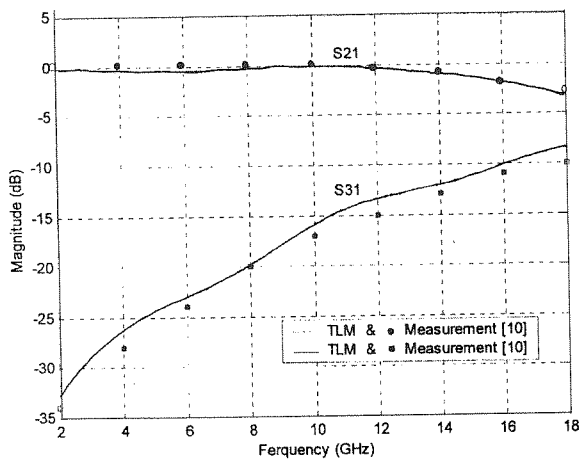
شکل (۷) الف) خطوط میکرواستریبی تزویج شده از طریق روزنه مستطیلی ب) آنتن دی الکتریک رزوناتور با تزویج روزنه ای.

زمانی بزرگتر و در نتیجه زمان شبیه سازی کوتاهتر شده است. برای تأیید الگوریتم نتایج شبیه سازی برای چندین ساختار مختلف داده و با نتایج اندازه گیری مقایسه شده است. تطابق خوبی بین نتایج وجود دارد.

$S_{11}(f)$  محاسبه شده از شبیه سازی TLM را با اندازه گیری نشان می دهد. آنتن در فرکانس  $6/8$  گیگاهرتز رزونانس می نماید و همانگونه که مشاهده می شود تطابق خوبی نیز بین نتایج تئوری و اندازه گیری وجود دارد.

## ۶- نتیجه گیری

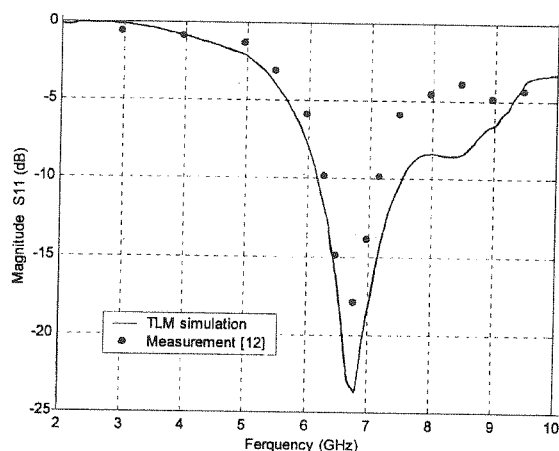
اجرای کارآمد فرایند پراکنندگی برای گره های SCN مختلف داده شد. دیده شد گره های GSCN متوازن خیلی کارآمدتر از گره های نامتوازن است. گره های قابل استخراج از GSCN متوازن، یعنی استاب دار، HSCN و SSCN می تواند خیلی کارآمدتر از GSCN اجرا شوند. یک بهبود واقعی در بازدهی را می توان در مدلسازی یک محیط بدون تلفات با SSCN بدست آورد. در اینجا تعداد عملیات ضرب و تعداد ضرایب پراکنندگی لازم برای ذخیره سازی در هر ناحیه گره ای بطور قابل توجهی کاهش می یابد. در واقع برداشتن استاب ها از گره، توسط SSCN، باعث بهبود در بازدهی محاسباتی، کاهش در حافظه ذخیره سازی به مقدار قابل توجه، بهبود در زمان اجرای CPU و امکان استفاده از گام



شکل (۸) مقایسه نتایج شبیه سازی کامپیوتری TLM برای  $|S_{21}|$  و  $|S_{31}|$  با اندازه گیری.

## زیر نویس ها

- 1- Transmission Line Matrix = TLM
- 2- Symmetrical Condensed Node = SCN
- 3- Graded mesh
- 4- Super SCN = SSCN
- 5- Hybrid SCN = HSCN
- 6- General SCN = GSCN



شکل (۹) مقایسه نتایج شبیه سازی کامپیوتری TLM با اندازه گیری برای  $|S_{11}|$

- [1] V. Trenkic, C. Christopoulos and T. M. Benson, "Theory of the Symmetrical Super-Condensed Node for TLM Method". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol MTT- 43, No. 6, pp. 1342-1348, 1995.
- [2] P. B. Johns , "A Symmetrical Condensed Node for the TLM Method" IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-35 , No. 4, pp. 370-377, 1987.
- [3] R. A. Scaramuzza and A. J. Lowery, "Hybrid Symmetrical Condensed Node for TLM method." Electronics Letters , No. 26, pp. 2353-2354, 1992.
- [4] V. Trenkic, C. Christopoulos and T. M. Benson, "Development of a General Symmetrical Condensed Node for TLM Method." IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, vol. MTT- 44, No. 12, pp. 2129-2135, 1996.
- [5] E. Tong and Y. Fujino, "An Efficient Algorithm for Transmission Line Matrix Analysis of Electromagnetic problems using the Symmetrical Condensed Node." IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-39, No. 8, pp. 1420-1423, 1991.
- [6] P. Naylor and R. Ait-Saidi, "Simple method for determining 3D-TLM nodal scattering in nonscalar problems." Electronics Letters, No. 28, pp. 2353-2354, 1992.
- [7] V. Trenkic, C. Christopoulos and T. M. Benson, "Simple and Elegant Formulation of Scattering in TLM Noodles," Electronics Letters, No. 29, pp. 1651-1652, 1993.
- [8] V. Trenkic, C. Christopoulos and T. M. Benson, "New Developments in the Numerical Simulation of RF and Microwave Circuits using the TLM method." Facta Universitatis, Series Electronics and Energetics, vol. 1, pp. 87-95, 1995.
- [9] A. Itipiboon, R. Oostlander, Y. M. Antar and M. Cuhaci, "A modal expansion method of analysis and measurement on aperture-coupled microstrip antenna." IEEE Trans. on antenna and propagation, AP-39, vol. 11, Nov. 1991.
- [10] A. Dhouib, M. G. Stubbs and M. Lecours, "Experimental And Numerical Analysis of a Microstrip/Stripline-Coupling Scheme for Multi-layer planar Antennas" IEEE AP-S Digest, 1994.
- [11] K. P. Esselle, "FD-TD Analysis of Rectangular Dielectric Resonator Antennas", 1994 URSi Radio Science Meeting , pp. 420.
- [12] S. M. Shum and K. M. Luk, "Analysis of Aperture Coupled Rectangulare Dielectric Resonator Antenna" Electronic Letters, Vol. 30, No. 21pp. 1726-1727, 1994.