

## مدل سازی و تحلیل عددی مبدل های تایریستوری به روش رانگ- کوتای چند متغیره

آتیللا اسکندر نژاد<sup>۱\*</sup>، عبدالرضا رحمتی<sup>۲</sup> و سید ادیب ابریشمی فر<sup>۳</sup>

اطلاعات مقاله	چکیده
<b>واژگان کلیدی:</b> مبدل تایریستوری، منحنی مشخصه دوران یافته، بلوک دیاگرام، عملگر تفاضلی، روش رانگ- کوتا.	مدل سازی کلیدهای نیمه هادی در مبدل های سوئیچینگ از موضوع هایی می باشد که امروزه، بیشتر مورد توجه مهندسين طراح قرار گرفته است. زیرا به دیدگاه آن ها در انتخاب ساختار، مقایسه، تعیین مقادیر اجزای مبدل، حلقه کنترلی و پایداری اشراف بیشتری می بخشد. در این مقاله، روشی عددی برای تعیین منحنی ولتاژ و جریان تایریستور در مبدل های الکترونیک قدرت ارائه شده است. عناصر موجود در این مبدل ها را می توان از نظر منحنی مشخصه، به دو گروه خطی و غیرخطی تقسیم بندی کرد. در روش پیشنهادی ابتدا منحنی مشخصه دوران یافته سوئیچ را در نظر گرفته و سپس دیاگرامی که گویای ارتباط جریان-ولتاژی تریستور است استخراج می شود. در ادامه، بلوک دیاگرام منتهجه در مدار مبدل جاگذاری می گردد. از سوی دیگر ماتریس های امپدانس و انتقال مربوط به عناصر خطی به روش نظریه مش و گره تعیین می شوند. سپس بلوک دیاگرام سیستمی مبدل که شامل عملگرهای تفاضلی است تعیین شده و با اعمال روش رانگ- کوتای چند متغیره بر بلوک نهایی، مقادیر لحظه ای پارامترهای مبدل محاسبه می گردد. در انتها نتایج شبیه سازی با روش تحلیلی جبری پیشنهادی، مقایسه می شود که گویای کارآمدی این روش در تخمین ولتاژ و جریان سوئیچ ها می باشد به طوری که بیشینه خطای ولتاژ و جریان به کمتر از ۲ درصد محدود می شود.

### ۱- مقدمه

سایر سوئیچ ها مانند IGBT یا MOSFET می باشد [۱]. ارائه مدل مناسب و عملی برای تایریستور موجب ادراک بهتر عملکرد مبدل و طراحی دقیق تر فرآیند کنترلی می گردد و نیز نتایج شبیه سازی متکی بر آن مدل، به مقادیر واقعی نزدیک تر خواهد بود. روش های مدل سازی مرسوم مانند میانگین گیری فضای حالت<sup>۲</sup> (SSA) و یا مدل سوئیچ متوسط گیری شده<sup>۳</sup> (ASM)، قابل استفاده

امروزه استفاده از مبدل های تایریستوری در کاربردهایی مانند شارژرها،<sup>۱</sup> HVDC، سیستم های محرکه، توان های بالا و غیره مرسوم است. استفاده از تایریستور از نظر هزینه مالی و قابلیت اطمینان دارای توجیه بهتری در مقایسه با

\* پست الکترونیک نویسنده مسئول: a.skandarnezhad@yahoo.com

۱. دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

۲. استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

۳. دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

<sup>1</sup> High Voltage Direct Current

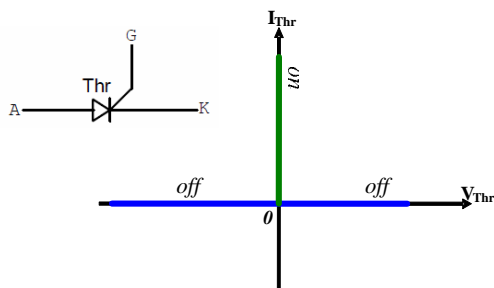
<sup>2</sup> State Space Averaging

<sup>3</sup> Averaged Switch Model

منحنی، ۴۵ درجه دوران صورت می‌گیرد. در این مرحله می‌توان رابطه جریان برحسب ولتاژ را با یک بلوک کنترلی تک‌ورودی- تک‌خروجی<sup>۳</sup> (SISO) نمایش داد. آن‌گاه بلوک حاصله در مدار مبدل، جایگزین تایریستورها می‌شود. ارتباط سایر عناصر به این بلوک‌ها که همگی از نوع خطی هستند از طریق ماتریس‌های امپدانس  $Z$  و انتقال  $T$  برقرار می‌گردد. تعیین ماتریس‌های مذکور از طریق نظریه مدار می‌شود و گره تحقق می‌یابد. سپس معادله مشخصه کلی سیستم به دست می‌آید که در یک سمت آن عمل‌گرهای تفاضلی و در سمت دیگر ترکیب خطی ولتاژ و جریان اجزای مدار موجود است. درایه ماتریس‌های این معادله گویای اثر هر کدام از پارامترهای مداری بر نقطه کار سوئیچ‌ها می‌باشد. در انتها برای آن که کارایی روش مطرح شده بررسی شود، یک مبدل تایریستوری نمونه را در نظر گرفته و با استفاده از نرم افزار MATLAB روش پیشنهادی اعمال گردید. از طرف دیگر مبدل نمونه با نرم افزار OrCAD/Pspice شبیه‌سازی شد و نتایج دو روش با هم مقایسه گردید که گویای کارآمدی روش مذکور می‌باشد. در انتها بحث و نتیجه‌گیری مطالب ارائه شده، انجام می‌گیرد.

## ۲- تعیین بلوک کنترلی متناظر تایریستور

در شکل ۱ منحنی مشخصه I-V ایده‌آل تایریستور آورده شده است.



شکل ۱- منحنی مشخصه جریان-ولتاژ تایریستور

برای تایریستور نیست زیرا روش‌های مذکور بر مبنای معلوم بودن دوره کارکرد<sup>۱</sup> (D)، یعنی مشخص بودن زمان خاموشی کلید استوار هستند [۲-۶]. در حالی که در تایریستور زمان وصل کلید مشخص بوده ولی زمان خاموشی آن تابع شرایط مداری می‌باشد. همچنین به دلیل پائین بودن فرکانس کار تایریستور در مقایسه با سوئیچ‌های نیمه هادی دیگر، روش متوسط‌گیری چندان مناسب به نظر نمی‌رسد. گروه دیگری از مدل‌های ارائه شده برای تایریستور بر اساس ساختار فیزیک نیمه هادی درون آن بنا نهاده شده‌اند. مدل‌های به دست آمده از این روش دارای ساختار پیچیده و زمان‌بر بوده و دید سیستمی نمی‌دهند [۷-۱۰]. ولی مدل پیشنهادی در این مقاله، تایریستور را از منظر بیرونی مطالعه می‌کند. نرم افزارهای شبیه‌ساز کامپیوتری در این حوزه را می‌توان در دو دسته قرار داد. گروهی مانند Pspice از پارامترهای نیمه هادی درون قطعه استفاده کرده و رفتار آن را با ترکیب عناصر پایه الکتریکی آنالوگ مدل می‌کنند. گروه دیگر مانند MATLAB زمان شبیه‌سازی را به فواصل زمانی کوچک‌تری تقسیم کرده و با اعمال رفتار بیرونی سوئیچ از نظر باز یا بسته بودن به حل روابط ریاضی در هر بازه می‌پردازند و نتیجه محاسبات در هر بازه به عنوان مقادیر اولیه بازه بعدی محسوب می‌گردد. از این نظر این گروه دارای طبیعت نمونه‌گیر- نگاه‌دار<sup>۲</sup> (S&H) و ناپیوسته هستند [۱۱-۱۳]. اجزای مبدل‌های تایریستوری از نظر رفتاری به دو نوع خطی و غیرخطی تقسیم‌بندی می‌شوند. در روش پیشنهادی، عناصر غیرخطی فقط شامل تایریستور و یا قطعاتی مثل دیود و تریاک بوده که با تعویض کردن آن‌ها با تایریستور با زاویه آتش معین، عملکرد مدار تغییر نمی‌نماید. عناصر خطی مدار نیز شامل مقاومت، سلف و خازن می‌باشد. در ادامه ابتدا منحنی مشخصه I-V ایده‌آل تایریستور در نظر گرفته می‌شود، سپس در جهت خطی‌سازی و سهولت روابط ریاضی

<sup>1</sup> Duty Cycle

<sup>2</sup> Sample and Hold

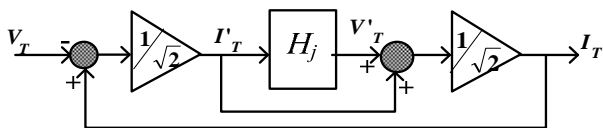
<sup>3</sup> Single Input Single Output

$$H_j(\omega t) = \frac{I'_{T_j}}{V'_{T_j}} = \begin{cases} -1 & \text{if } 0 \leq \omega t < \psi_j \\ +1 & \text{if } \psi_j \leq \omega t < \beta_j \\ -1 & \text{if } \beta_j \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (5)$$

جریان تایریستور قبل و بعد از دوران در رابطه ۶ بیان شده است.

$$\begin{cases} I_T = \frac{1}{\sqrt{2}}(V'_T + I'_T) \\ I'_T = \frac{1}{\sqrt{2}}(-V_T + I_T) \end{cases} \quad (6)$$

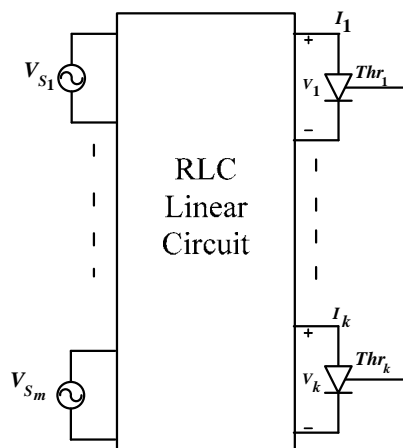
با توجه به رابطه ۶، بلوک کنترلی شکل ۴ استخراج می‌شود. ورودی بلوک، ولتاژ تایریستور بوده و خروجی جریان آن است. در ادامه بلوک، تایریستورهای موجود در بدنه مبدل باید با بلوک شکل ۴ تعویض شوند.



شکل ۴- بلوک کنترلی معادل تایریستور

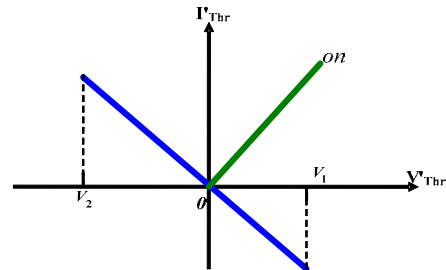
### ۳- جاگذاری بلوک کنترلی در ساختار مبدل

ساختار یک مبدل تایریستوری را در حالت کلی با شکل ۵ می‌توان نشان داد، که اجزای آن شامل سوئیچ‌ها، قطعات خطی و منابع ولتاژ اعم از AC و DC می‌شود.



شکل ۵- ساختار کلی مبدل تایریستوری

زمانی که تایریستور خاموش است نقطه کار روی محور افقی قرار دارد و وقتی روشن می‌شود روی محور عمودی قرار دارد. برای ایجاد سهولت در بیان ریاضی منحنی مشخصه، آن را ۴۵ درجه در جهت ساعت گرد دوران داده که در شکل ۲ نشان داده شده است.



شکل ۲- منحنی مشخصه دوران یافته تایریستور

محورهای مختصات دورانی در این وضعیت با نمادهای  $\Gamma$  و  $V^{\wedge}$  نمایش داده می‌شود. ماتریس‌های دوران و معکوس آن به ترتیب در روابط ۱ تا ۴ مشخص شده است.

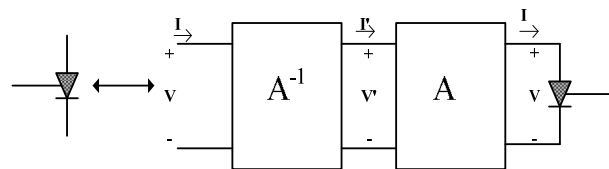
$$A = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$A^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} V'_T \\ I'_T \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} V_T \\ I_T \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} V_T \\ I_T \end{bmatrix} = A^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V'_T \\ I'_T \end{bmatrix} \quad (4)$$

لذا مقادیر ولتاژ و جریان به صورت شکل ۳ خواهند شد.



شکل ۳- ولتاژ و جریان پس از اعمال ماتریس دوران

تابع تبدیل جریان به ولتاژ مربوط به تایریستور  $\lambda$ م در رابطه ۵ آورده شده است که  $\psi$  و  $\beta$  به ترتیب زوایای آتش و خاموشی آن هستند.

دانشمند آلمانی به همین نام ابداع شد. این روش در مسائل فیزیکی و مهندسی کارآمدی بالایی دارد. این الگوریتم دارای اقسام مختلفی است که متناسب با کاربرد مورد نیاز می توان یکی از آن ها را برگزید. یکی از نمایش های مرسوم آن، الگوریتم رانگ- کوتای مرتبه چهار می باشد که در رابطه ۹ تعریف شده است [۱۴ و ۱۵].

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= f(t, x) \\ x(t_0) &= x_0, \quad h = \Delta t \\ x_{n+1} &= x_n + \frac{1}{6}(a + 2b + 2c + d) \\ a &= f(t_n, x_n) \\ b &= f\left(t_n + \frac{h}{2}, x_n + \frac{a}{2}\right) \\ c &= f\left(t_n + \frac{h}{2}, x_n + \frac{b}{2}\right) \\ d &= f(t_n + h, x_n + c) \end{aligned} \quad (9)$$

الگوریتم بیان شده در ۹ برای حل مسائل یک متغیره استفاده می گردد. روش کار به این صورت است که ابتدا مشتق زمانی متغیر یعنی  $dx/dt$  تعیین شده سپس با داشتن مقدار اولیه  $x_0$  پارامترهای  $a, b, c$  و  $d$  در هر مرحله به دست می آید. فاصله زمانی هر پله  $h = \Delta t$  می باشد؛ که با کاهش آن می توان دقت پاسخ را بهتر کرد. مقدار  $x_{n+1}$  در هر پله وابسته به مقدار آن در پله قبل  $x_n$  می باشد.

مبدل شکل ۶ دارای متغیره های بیشتری است. به این منظور می توان الگوریتم مرتبه چهار را گسترش داده و به حالت تعمیم یافته تری رسید. به این روش الگوریتم رانگ- کوتا مرتبه چهار چندمتغیره<sup>۱</sup> گفته می شود. روابط تفاضلی هر کدام از متغیره در رابطه ۱۰ بیان شده اند.

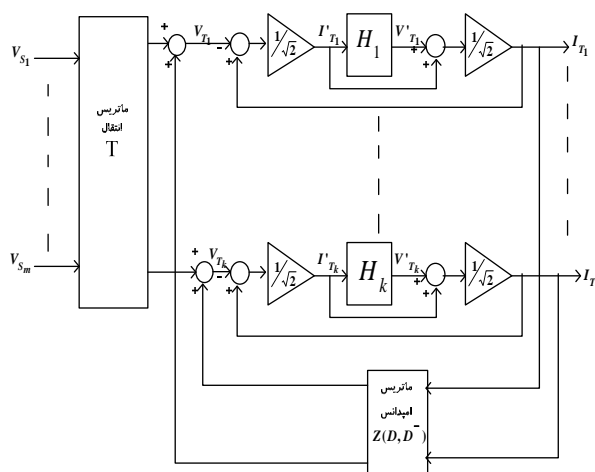
$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= f_1(x_1, \dots, x_k) \\ \frac{dx_2}{dt} &= f_2(x_1, \dots, x_k) \\ &\dots \\ \frac{dx_k}{dt} &= f_k(x_1, \dots, x_k) \end{aligned} \quad (10)$$

<sup>1</sup> Multivariable Fourth-Order Runge-Kutta Algorithm

تعداد منابع ولتاژ برابر  $m$  و تایریستورها برابر  $k$  می باشد. همان گونه که در شکل ۴ ملاحظه می شود پارامتر ورودی بلوک کنترلی، ولتاژ  $V_T$  است. اثر منابع ولتاژ بر تایریستورها را با ماتریس انتقال  $T$  و اثر اجزای خطی مدار با ماتریس امپدانس  $Z$  بیان می شود. با توجه به وجود سلف و خازن در مدار، ماتریس  $Z$  شامل عمل گر تفاضلی خواهد بود که در رابطه (۷) تعریف شده است.

$$D = \frac{d}{dt}, \quad D^{-1} = \int dt \quad (7)$$

با جایگزین کردن بلوک شکل ۴ به جای تایریستورها در شکل ۵، ساختار نهایی شکل ۶ حاصل می شود.



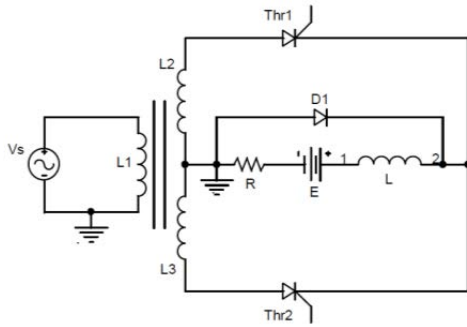
شکل ۶- ساختار نهایی مبدل پس از جایگزینی بلوک کنترلی با توجه به ساختار شکل ۶، می توان معادله مشخصه کلی مبدل را تعیین کرد که در رابطه ۸ تعریف شده است.

$$\begin{bmatrix} V_{T_1} \\ \vdots \\ V_{T_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T \end{bmatrix}_{k \times m} \begin{bmatrix} V_{S_1} \\ \vdots \\ V_{S_m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z(D, D^{-1}) \end{bmatrix}_{k \times k} \begin{bmatrix} I_{T_1} \\ \vdots \\ I_{T_k} \end{bmatrix} \quad (8)$$

حال برای حل رابطه ۸ که شامل عمل گر تفاضلی و انتگرالی است، از روش رانگ- کوتای چند متغیره استفاده می شود.

#### ۴- روش رانگ- کوتای چند متغیره

الگوریتم رانگ- کوتا یکی از روش های محاسبات عددی در حل معادلات تفاضلی می باشد که اولین بار توسط دو



شکل ۷- مبدل نمونه

مقادیر قطعات مدار در جدول ۱ مشخص شده است.

جدول ۱- مقادیر اجزای مدار مبدل

$V_s = 220V, 50Hz$
$N_2/N_1 = 2/3, N_3/N_1 = 1/2$
$R = 20\Omega, E = 80, L = 0.2H$
$\Psi_{Th1} = 70^\circ, \Psi_{Th2} = 270^\circ$

مدار نمونه شکل ۸ با نرم افزار Pspice شبیه‌سازی می‌شود. زوایه آتش تایریستورها با تنظیم منابع پالس متصل به پایه گیت آن‌ها تعیین می‌شوند. به جای دیود هرزگرد  $D_1$ ، تایریستور  $Thr_d$  با مقاومتی بین پایه آند و گیت قرار داده شده است تا مدار یک‌دست شود.

ترانس مدار ایده‌آل بوده و ضریب تزویج آن واحد می‌باشد. لذا مقدار اندوکتانس سلف‌ها متناسب با مربع تعداد دور سیم پیچ‌ها خواهد بود که در رابطه ۱۵ بیان شده است.

$$\frac{L_2}{L_1} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \quad (15)$$

$$\frac{L_3}{L_1} = \left(\frac{N_3}{N_1}\right)^2$$

چون در کتابخانه Pspice ترانس سر وسط‌دار موجود نمی‌باشد از قطعه  $K\_Linear$  برای ایجاد تزویج بین سه سلف  $L_1, L_2, L_3$  استفاده می‌شود. در صورتی که معادله مشخصه رابطه ۸ در مورد این مبدل تحقق یابد به صورت رابطه ۱۶ زیر ظاهر می‌شود.

$$\begin{bmatrix} V_{T_1} \\ V_{T_2} \\ V_{T_D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_2 & -1 \\ n_1 & -1 \\ -n_3 & -1 \\ n_1 & -1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{S_1} \\ E \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R-LD & -R-LD & -R-LD \\ -R-LD & -R-LD & -R-LD \\ -R-LD & -R-LD & -R-LD \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{T_1} \\ I_{T_2} \\ I_{T_D} \end{bmatrix}$$

(۱۶)

برای سهولت نمایش می‌توان رابطه ۱۰ را در قالب روابط ۱۱ و ۱۲ نمایش داد.

$$X = (x_1, x_2, \dots, x_k) \quad (11)$$

$$F = (f_1, f_2, \dots, f_k)$$

$$\frac{dX}{dt} = F(X) \quad (12)$$

$$X(t_0) = X_0$$

مانند حالت یک متغیره می‌توان به محاسبه پارامترهای a, b, c و d پرداخت که در رابطه ۱۳ نشان داده شده است.

$$a_n = F(X_n)$$

$$b_n = F\left(X_n + \frac{a_n}{2}\right)$$

$$c_n = F\left(X_n + \frac{b_n}{2}\right) \quad (13)$$

$$d_n = F(X_n + c_n)$$

$$X_{n+1} = X_n + \frac{1}{6}(a_n + 2b_n + 2c_n + d_n)$$

متغیرهای رابطه ۱۳ برداری هستند؛ برای تعیین یکی از متغیرها مثل  $x_j$  مانند رابطه ۱۴ عمل می‌شود.

$$a_{j,n} = f_j(x_{1,n}, \dots, x_{k,n})$$

$$b_{j,n} = f_j\left(x_{1,n} + \frac{a_{1,n}}{2}, \dots, x_{k,n} + \frac{a_{k,n}}{2}\right)$$

$$c_{j,n} = f_j\left(x_{1,n} + \frac{b_{1,n}}{2}, \dots, x_{k,n} + \frac{b_{k,n}}{2}\right) \quad (14)$$

$$d_{j,n} = f_j(x_{1,n} + c_{1,n}, \dots, x_{k,n} + c_{k,n})$$

$$x_{j,n+1} = x_{j,n} + \frac{1}{6}(a_{j,n} + 2b_{j,n} + 2c_{j,n} + d_{j,n})$$

## ۵- ارائه یک مبدل نمونه و مقایسه نتایج

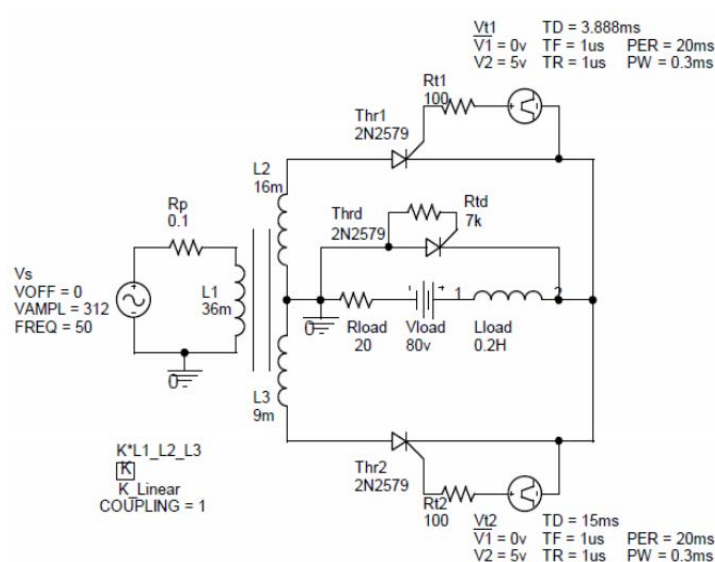
در ادامه برای آن‌که دقت و کارایی روش پیشنهادی کنترل شود، نتایج شبیه‌سازی و تحلیلی روی مبدل شکل ۷ اجرا و مقایسه می‌گردد.

می‌دهد نتایج روش پیشنهادی با نتایج شبیه‌سازی با دقت بالایی با یکدیگر مطابقت دارند.

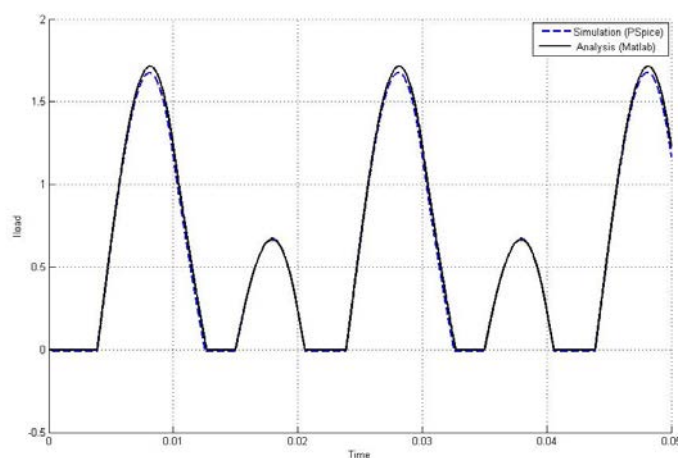
در شکل ۹ جریان بار خروجی مبدل (شاخه L-E-R) به دو روش شبیه‌سازی و آنالیز ملاحظه می‌شود. در این شکل نیم‌سیکل‌های با دامنه بزرگتر ناشی از القاء روی سیم پیچ  $L_2$  با تعداد دور بیشتر و نیم‌سیکل‌های با دامنه کوچکتر ناشی از القاء روی سیم پیچ  $L_1$  با تعداد دور کمتر هستند. همچنین اندک اختلاف ولتاژ موجود بین منحنی تئوری و منحنی شبیه‌سازی به خاطر ایده‌آل در نظر گرفتن رفتار تریستور در حالت تئوری است.

معادله مشخصه ۱۶ را به روش رانگ-کوتای همان‌گونه که در بخش قبل شرح داده شد در محیط MATLAB حل کرده و نتیجه تحلیل با نتیجه شبیه‌سازی مقایسه می‌گردد. پاسخ تحلیل شامل مجهولات معادله تفاضلی رانگ-کوتای یعنی ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها می‌باشد. با تعیین معکوس ماتریس معادله مشخصه مبدل می‌توان نقطه کار عناصر غیرفعال مدار را نیز محاسبه کرد.

در ادامه، شکل موج سیگنال‌های مختلف مدار از دو روش: شبیه‌سازی با نرم افزار Pspice و تحلیل عددی با نرم افزار MATLAB با هم مقایسه شده‌اند. این مقایسه نشان



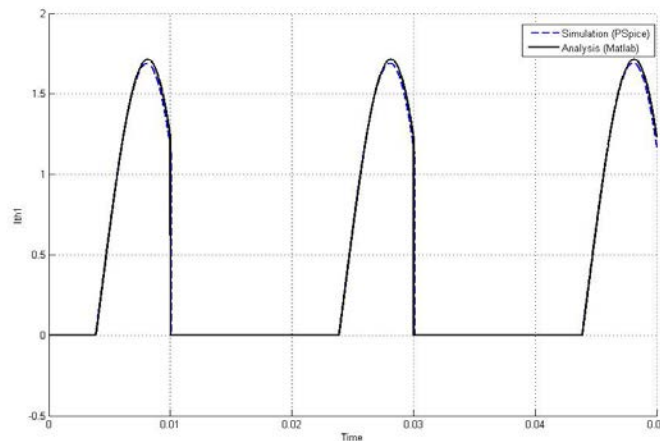
شکل ۸- مدار شبیه‌سازی شده در محیط Pspice



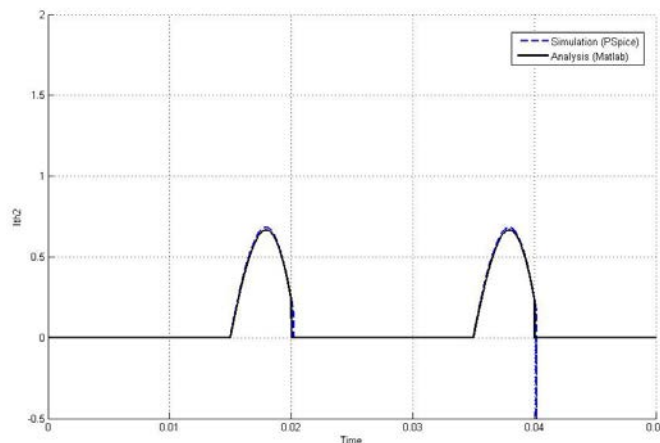
شکل ۹- جریان بار به دست آمده از دو روش

در شکل ۱۱ جریان تایریستور Thr2 حاصل از دو روش ملاحظه می‌شود. همان‌طور که در شکل ۹ مشاهده می‌شود جریان بار از زمان 15ms تا 21ms تداوم می‌یابد. این مدت زمان شامل دو بخش می‌شود؛ در بخش اول از زمان 15ms تا 20ms جریان بار از تریستور Thr2 گذشته که در شکل ۱۱ مشاهده می‌شود. بخش دوم از زمان 20ms تا 21ms، جریان در دیود هرزگرد Thrd جاری می‌شود.

در شکل ۱۰ جریان تایریستور Thr1 حاصل از دو روش ملاحظه می‌شود. همان‌طور که در شکل قبل مشاهده شد جریان بار از زمان 3.8ms تا 12.6ms تداوم می‌یابد. این مدت زمان شامل دو بخش می‌شود؛ در بخش اول از زمان 3.8ms تا 10ms جریان بار از تریستور Thr1 گذشته که در شکل ۱۰ مشخص می‌باشد و در بخش دوم از زمان 10ms تا 12.6ms در دیود هرزگرد Thrd جاری می‌شود.



شکل ۱۰- جریان تایریستور Thr1 حاصل از دو روش



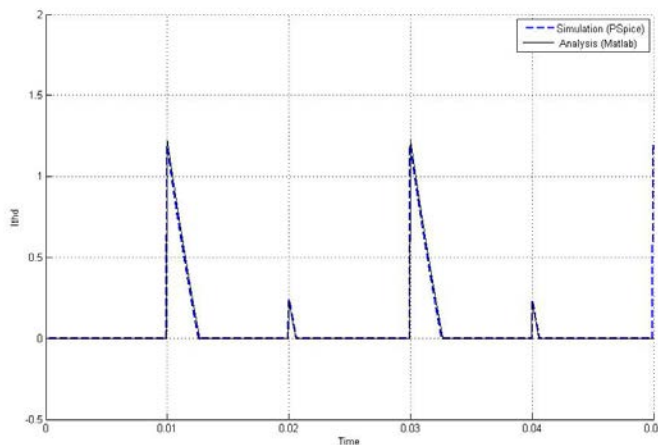
شکل ۱۱- جریان تایریستور Thr2 حاصل از دو روش

باید جریان هرزگردی به صفر برسد. این موضوع یک حداقلی را برای زاویه آتش ایجاد می‌کند. در شکل ۱۳ ولتاژ تایریستور Thr1 حاصل از دو روش ملاحظه می‌شود. این کمیت در انتخاب ولتاژ شکست تریستور Thr1 می‌تواند مفید باشد. همان‌طور که در این

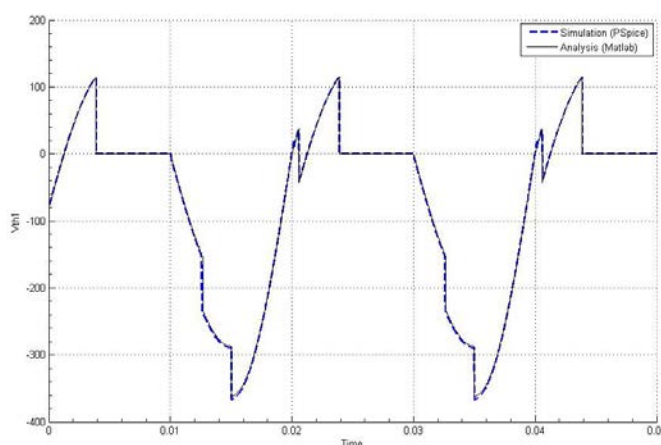
در شکل ۱۲ جریان دیود هرزگرد Thrd حاصل از دو روش ملاحظه می‌شود. با توجه به شکل، در بازه‌های زمانی که تریستور ۱ و ۲ خاموش می‌شوند که معادل با زوایای ۱۸۰ و ۳۶۰ درجه هستند، جریان بار از دیود هرزگرد Thrd عبور می‌کند. قبل از آتش‌شدن تریستور بعدی

تریستور Thr2 می‌تواند مفید باشد. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود بیشترین ولتاژ معکوس در زاویه ۲۷۰ درجه و در حدود ۴۰۰ ولت است. در شکل ۱۴ ولتاژ تایریستور Thr2 حاصل از دو روش ملاحظه می‌شود. این کمیت در انتخاب ولتاژ شکست

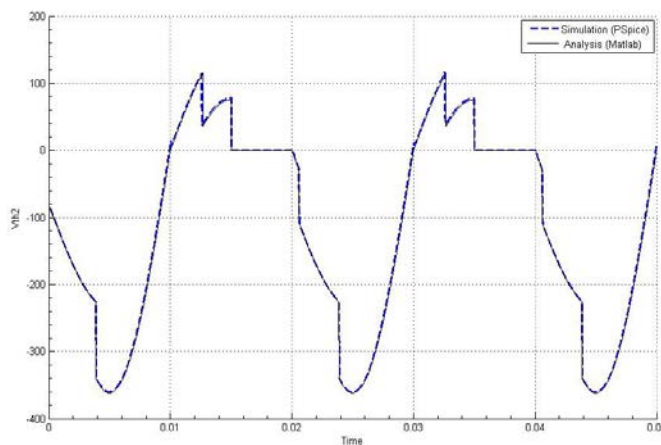
شکل مشاهده می‌شود بیشترین ولتاژ معکوس در زاویه ۲۷۰ درجه و در حدود ۴۰۰ ولت است. در شکل ۱۴ ولتاژ تایریستور Thr2 حاصل از دو روش ملاحظه می‌شود. این کمیت در انتخاب ولتاژ شکست



شکل ۱۲- جریان دیود Thr2 حاصل از دو روش



شکل ۱۳- ولتاژ تایریستور Thr1 حاصل از دو روش

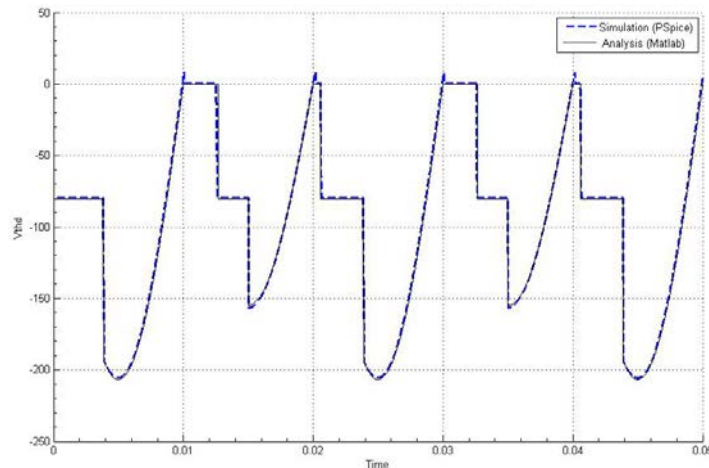


شکل ۱۴- ولتاژ تایریستور Thr2 حاصل از دو روش



هستند. لذا در این کاربرد، دیودی با ولتاژ ۳۰۰ ولت جهت اطمینان از عدم شکست آن کفایت می‌کند. با محاسبه جریان موثر عبوری از تریستورها می‌توان سطح توانی مورد نیاز را با دقت بالا تخمین زد.

در شکل ۱۵ ولتاژ دیود Thrd حاصل از دو روش ملاحظه می‌شود. این کمیت در انتخاب ولتاژ شکست دیود هرزگرد Thrd می‌تواند مفید باشد. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود بیشترین ولتاژهای معکوس در زوایای ۹۰ و ۲۷۰ درجه و به ترتیب در حدود ۲۰۰ و ۱۵۰ ولت



شکل ۱۵- ولتاژ دیود Thrd حاصل از دو روش

در انتها این معادله تفاضلی به روش رونگ-کوتای چندمتغیره که یکی از الگوریتم‌های پرکاربرد محاسبات عددی است، حل می‌گردد. مقایسه نتایج به دست آمده از این روش با نتایج شبیه‌سازی گویای کارآمدی روش مطرح شده است. البته این روش دارای محدودیت‌هایی است که می‌توان آن را برای کارهای آتی در این زمینه پیشنهاد داد، از جمله این که منحنی مشخصه تایریستور ایده‌آل در نظر گرفته شد. در حالی که اگر غیرایده‌آل در نظر گرفته شود نتایج حاصله دقت بیشتری خواهند داشت. این امر موجب پیچیدگی مدل و افزایش زمان حل معادلات خواهد شد. همچنین این روش را نمی‌توان برای مبدل‌های شامل IGBT, GTO, BJT, MOSFET به کاربرد. اضافه شدن یک تریستور به مدار موجب می‌شود ماتریس تفاضلی Z هم از سطر و از ستون یک واحد افزایش یابد لذا تعداد عمل‌گرهای تفاضلی اضافه شده به معادله مشخصه برابر  $2k+1$  خواهد شد که در آن k، تعداد تریستورها قبل از اضافه شدن سوئیچ جدید می‌باشد.

مقایسه نمودارهای به دست آمده در شکل‌های ۹ تا ۱۵، نشان می‌دهد که تطابق خوبی بین روش پیشنهادی با نتایج شبیه‌سازی وجود دارد، به طوری که بیشینه خطا به کمتر از ۲ درصد محدود می‌شود. مقدار لحظه‌ای خطا مطابق با رابطه ۱۷ محاسبه می‌شود.

$$\text{err}(t) = \frac{i_p(t) - i_m(t)}{i_p(t)} \times 100\% \quad (17)$$

در رابطه فوق مقادیر  $i_p(t)$  و  $i_m(t)$  به ترتیب جریان‌های تعیین شده با نرم افزار Pspice و MATLAB است.

## ۶- نتیجه گیری

در این مقاله ابتدا یک مدل کنترلی برای تایریستور ارائه شد که از منحنی مشخصه دوران یافته آن نشأت می‌گیرد. سپس بلوک کنترلی در ساختار مبدل جایگزین می‌شود. آنگاه معادله مشخصه ماتریسی کل مبدل به دست می‌آید،

## مراجع

- [1] Riyaz, A., Iqbal, A., Moinoddin, S., MoinAhmed, S.K., Abu-Rub, H. (2009). "Comparative performance analysis of Thyristor and IGBT based induction motor soft starters". *International Journal of Engineering, Science and Technology*, Vol. 1, No. 1, pp. 90-105.
- [2] Davoudi, A., Jatskevich, J., Chapman P.L. (2007). "State-space average-value modelling of capacitor-based switching stages: including conduction losses". *Electronics Letters*, Vol. 43, No. 16, pp. 893-895.
- [3] Davoudi, A., Jatskevich, J., Rybel, T.D. (2006). "Numerical state space average value modeling of PWM DC-DC converters operating in DCM and CCM". *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 21, No. 4, pp. 1003-1012.
- [4] Ivan, C.M., Lascu, D., Popescu, V. (2007). "An averaged switch model including conduction losses for boundary conduction mode DC-DC converters". *Proceedings of the IMCAS'07, 6th International Conference on Instrumentation and Circuit*, Wisconsin, USA, pp. 164-169.
- [5] Kazmierczuk, M.K. (2008). "Pulse-width modulated DC-DC power converters". 1st Edition, John Wiley, New York.
- [6] Basso, C.P. (2008). "Switch mode power supplies: spice simulation and practical designs". 1st Edition, McGraw-Hill, New York.
- [7] Song, Z., Hugo, Y., Pang, Y. (2011). "The research on transient analysis and auxiliary circuit of power thruster". *Proceedings of the 4th International Conference on Electric Utility, DRPT, Shandong, China*, pp. 1667-1670.
- [8] Bernardes, J., Dahlgren, D. (2005). "Modeling and analysis of thruster and diode reverse recovery in railgun pulsed power circuits". *Proceedings of the Conference on Pulsed Power, Monterey, USA*, pp. 79-82.
- [9] Tiab, S.B., Hulley, L.N., Wu, Z., Shepherd, W. (1992) "Thruster switch model for power electronic circuit simulation in modified SPICE 2". *IEEE Trans. on Power Electronic*, Vol. 7, No. 3, pp. 568-580.
- [10] Sayah, G.T., Zekry, A.H.A., Ragaie H.F., Soliman, F.A. (2003). "A spice model of a thruster with high injection effects and conductivity modulation". *Proceedings of the 15th International Conference on Microelectronics (ICM), Cairo, Egypt*, pp. 344-347.
- [11] Raghuvanshi, S.S., Singh, A., Mokhariwale, Y. (2012). "A comparison and performance of simulation tools MATLAB/ SIMULINK, PSIM and PSPICE for power electronic circuits". *IJARCSSE*, Vol. 2, No. 3, pp. 187-191.
- [12] Alexander, S.A., Manigandan, T., Kumar, M.D., Vardhan, R.V. (2012). "A comparison of simulation tools for power electronics". *Proceedings of International Simulation Conference, ISCI 2012, India, Bombay*.
- [13] Pattanayak, S.B. (2009). "Power electronics: computer simulation and analysis". *Bach. Thesis, Rourkela University*.
- [14] Leveque, R.J. (2005). "Finite difference methods for differential equations". *DRAFT VERSION for use in the course AMath 585-586, University of Washington*, pp. 100-106.
- [15] Heinbockel, J.H., (2006). "Numerical methods for scientific computing". *Trafford Publishing, Canada*, pp. 303-330.