مجله علمی- پژوهشی «الکترومغناطیس کاربردی»

سال دوم، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳؛ ص ۳۵-۲۹

تحلیل مبدل ولتاژ تسلای حالت‌جامد تشدید دوگانه

علی عباسی[۱]، محمدحسین خان‌زاده[۲*]

۱- کارشناس ارشد، دانشگاه علم و صنعت ایران ۲- استادیار، دانشگاه جامع امام حسین (ع)

(تاریخ دریافت: ۹۲/۰۴/۲۴، تاریخ پذیرش: ۹۴/۰۲/۱۵)

چکیده: این مقاله به تحلیل مبدل ولتاژ تسلای حالت‌جامد تشدید دوگانه پرداخته است. تفاوت این نوع از مبدل ولتاژ تسلا با مبدل ولتاژ تسلای مبتنی بر اسپارک‌گپ در استفاده از یک یا چند کلید الکترونیک قدرت به‌جای اسپارک‌گپ است. در این مقاله مبدل ولتاژ تسلا، توسط یک اینورتر تمام‌پل، که یک موج مربعی را تولید می‌کند، تغذیه می‌شود. برای سادگی، از مدل عناصر فشرده استفاده، و از تلفات مقاومتی صرف‌نظر شده است. و روابطی برای ولتاژ خروجی و جریان سمت اولیه مبدل ولتاژ تسلا ارائه، و شرایط افزایش ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا نیز بررسی شده است. برای بررسی تأثیر عمل‌کرد مبدل ولتاژ تسلا بر ولتاژ و جریان سمت dc اینورتر، از روش انتگرال‌گیری عددی اویلر و مفهوم تابع کلیدزنی استفاده شده است. مقایسه روابط حاصله با نتایج شبیه‌سازی با نرم‌افزار MATLAB/Simulink صحت روابط مذکور را نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی: مبدل ولتاژ تسلا، اینورتر تک‌فاز، موج مربعی،تابع کلیدزنی، انتگرال‌گیری عددی.

۱- مقدمه

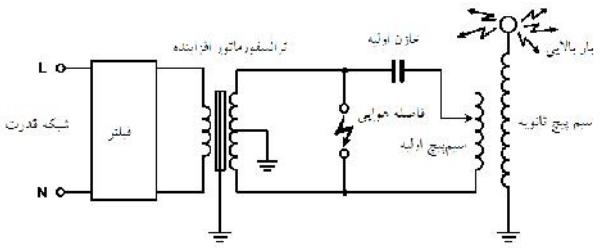
مبدل ولتاژ تسلا یک مبدل ولتاژ تشدیدی است که به نام مخترع آن نیکولا تسلا (۱۹۴۳-۱۸۵۶) معروف است، و می‌تواند ولتاژهای بسیار بالا در فرکانس‌های زیاد تولید کند. مبدل ولتاژ تسلای متداول به همراه اجزا تشکیل‌دهنده آن، که در شکل (۱) نشان داده شده است، دارای دو سیم‌پیچ اولیه و ثانویه است که به‌ترتیب در ولتاژ کم و زیاد کار می‌کنند، و از طریق یک هسته هوایی باهم تزویج دارند. معمولاً یک خازن ولتاژ بالا (C_1) با سیم‌پیچ اولیه موازی شده و تشکیل یک مدار تشدید را می‌دهند.

هم‌چنین سیم‌پیچ ثانویه نیز با خازن C_2 (نشان‌دهنده حاصل توازی خازن خودی[۱] سیم‌پیچ ثانویه و خازن ناشی از ظرفیت خازنی گسترده بین بار بالایی[۲] مبدل ولتاژ تسلا و زمین (شکل (۲)) تشکیل مدار تشدید ثانویه می‌دهد. در مرجع [۱] نشان داده شده است که برای تحقق بهترین عمل‌کرد مبدل ولتاژ تسلا برابری فرکانس تشدید سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه لازم است. اسپارک‌گپ[۳] (G) به‌عنوان یک کلید کنترل‌شده با ولتاژ عمل می‌کند، و وقتی‌که ولتاژ دو سر آن به‌اندازه کافی بزرگ باشد، جرقه ایجادشده و مبدل ولتاژ تسلا در مد تشدید دوگانه[۴] عمل خواهد کرد.

برای این‌که ولتاژ دو سر اسپارک‌گپ به‌اندازه کافی بزرگ (در حدود ۵ تا ۱۵ کیلوولت) باشد، بایستی از یک مبدل ولتاژ افزاینده (T_1) نیز استفاده کرد، که معمولاً از مبدل ولتاژهای لامپ نئون[۵] به‌دلیل داشتن راکتانس نشتی بزرگ استفاده می‌شود. در شکل (۱) فیلتر به‌منظور جلوگیری از تأثیرات نامطلوب عملکرد مبدل ولتاژ تسلا بر شبکه قدرت به‌کار رفته است. تاکنون کارهای مختلفی در مورد مدارات تشدید دوگانه[۶] و بررسی و ساخت مبدل ولتاژ تسلای مبتنی بر اسپارک‌گپ انجام شده است [۸-۱]. تحلیل و بررسی سیم‌پیچ تشدید سه‌گانه و مبدل ولتاژ تسلای مبتنی بر استفاده از

* رایانامه نویسنده مسئول: khanzade@ihu.ac.ir

1- Self capacitance
2- Top-load
3- Spark gap
4- Dual resonant transformer
5- Neon sign transformer
6- Dual resonant circuits



شکل ۱: مبدل ولتاژ تسلای مبتنی بر اسپارک‌گپ

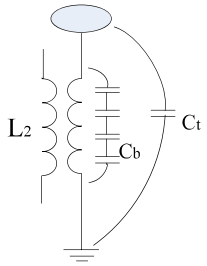
مبدل ولتاژ هسته آهنی به‌جای مبدل ولتاژ هسته هوایی، به‌ترتیب در مراجع [۱۰ –۹] انجام شده است. در زمینه‌ی طراحی مبدل ولتاژ تسلا نیز مقالات و کتاب‌های متعددی منتشر شده است [۱۳-۱۱]، بررسی مبدل‌های سری تشدیدی برای ایجاد ولتاژهای بسیار زیاد، در مراجع متعددی انجام‌شده، که از آن میان می‌توان به مرجع [۱۴] اشاره کرد.

مبدل ولتاژ تسلای شکل (۱) علاوه بر نیاز به یک مبدل ولتاژ افزاینده، معایب عمده دیگری نیز دارد، از قبیل:

پیدا کردن خازن ولتاژ بالا مشکل است، و معمولاً نیاز است که ساخته شود، درصورت استفاده از اسپارک‌گپ ثابت، سروصدا و نور ایجادشده بسیار آزار دهنده است. و برای استفاده از اسپارک‌گپ چرخان نیاز به یک موتور است. و هم‌چنین به‌دلیل طبیعت غیرخطی پدیده یونیزاسیون هوا و محدودیت‌های عملی اسپارک‌گپ، فرکانس کاری سیستم را نمی‌توان از حد معینی بالاتر برد.

با توجه به معایب مبدل ولتاژ تسلای مبتنی بر اسپارک‌گپ، استفاده از مبدل ولتاژ تسلای مبتنی بر ادوات الکترونیک قدرت پیشنهاد شده‌است [۶]. ایده اصلی کار در جایگزین کردن اسپارک‌گپ با یک یا چند کلید الکترونیک قدرت (معمولاً MOSFET یا IGBT) می‌باشد. در مرجع [۱۵] اندازه‌گیری فرکانس تشدید و دیگر پارامترهای مبدل ولتاژ تسلای تک‌پایانه[1]، در یک سیستم آزمایشگاهی مطالعه و انجام شده است. مرجع [۱۶] به بررسی وقوع تشدید در دو سیم‌پیچ با ساختارهای متفاوت (که باهم تزویج دارند)، هنگامی‌که یکی از آن‌ها با یک موج مربعی تحریک می‌شود، پرداخته است، اما مباحث مربوط به اینورتر و جزییات طراحی و محاسباتی در

1- Single ended

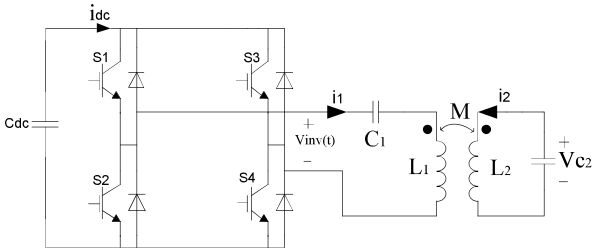


شکل ۲: خازن خودی سیم‌پیچ ثانویه و خازن ناشی از بار بالایی و زمین

آن مطرح نشده است. بر این اساس در این مقاله بررسی مبدل ولتاژ تسلای مبتنی بر استفاده از اینورتر تک فاز تمام‌پل به روش محاسبات تحلیلی مدنظر می‌باشد. در این مقاله از مدل عناصر فشرده برای مبدل ولتاژ تسلا استفاده، و مبدل ولتاژ تسلای مذکور با ولتاژ مربعی تغذیه‌شده و سپس روابطی تحلیلی برای ولتاژ خروجی، جریان سمت اولیه مبدل ولتاژ تسلا و جریان سمت dc اینورتر ارائه و هم‌چنین فرکانس کلیدزنی اینورتر برای داشتن ولتاژ بیشتر در خروجی مبدل ولتاژ تسلا نیز تعیین شده است. بر این اساس ابتدا ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا به‌صورت تحلیلی به‌دست‌آمده، سپس جریان سیم‌پیچ اولیه و در آخر جریان و ولتاژ سمت dc اینورتر، به ترتیب با استفاده از مفهوم تابع کلیدزنی و روش انتگرال‌گیری عددی اویلر محاسبه شده است. سپس روابط به‌ست‌آمده با نتایج شبیه‌سازی با نرم‌افزار MATLAB/Simulink مقایسه، و نتیجه‌گیری کلی در بخش پایانی انجام شده است.

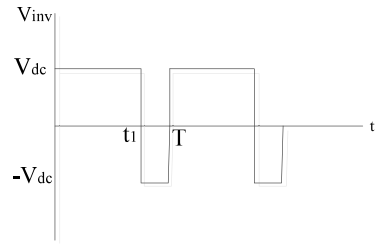
۲- مبدل ولتاژ تسلای مبتنی بر اینورتر

در شکل (۳) مبدل ولتاژ تسلای شکل (۱) با استفاده از مدل عناصر فشرده که توسط یک اینورتر تک فاز تمام پل تغذیه می‌شود، نشان داده شده است. در شکل (۳) اسپارک گپ G وجود ندارد و M نشان‌دهنده اندوکتانس متقابل بین سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه می‌باشد.



شکل ۳: مبدل ولتاژ تسلا که از یک اینورتر تک فاز تمام پل تغذیه می‌شود.

در شکل (۳)، برای تولید ولتاژ مربعی بایستی کلیدهای s_1 و s_4 باهم، و کلیدهای s_2 و s_3 باهم روشن شوند، تا بسته به دوره کاری[1] اینورتر، شکل موجی به‌صورت $V_{inv}(t)$ در شکل (۴) حاصل شود.



شکل ۴: ولتاژ خروجی اینورتر

در سیستم موردمطالعه (شکل (۳))، معادله مشخصه سیستم برابر است با:

$$(1-k^2)s^4+(\omega_1^2+\omega_2^2)s^2+\frac{1}{C_1C_2}=0$$
$$\omega_1=\frac{1}{\sqrt{L_1C_1}},\quad \omega_2=\frac{1}{\sqrt{L_2C_2}},\quad k=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}} \qquad (۱)$$

که در معادله (۱) ω_1، ω_2 و k به ترتیب برابر با فرکانس تشدید سیم‌پیچ اولیه، فرکانس تشدید سیم‌پیچ ثانویه و ضریب تزویج می‌باشند. درصورتی‌که اینورتر ولتاژ مربعی $V_{inv}(t)$ (شکل (۳)) را تولید کند، آن‌گاه تابع کلیدزنی اینورتر برابر است با:

$$s(t)=\sum_{n=0}^{\infty}c_n\cos(n\omega_0t)+d_n\sin(n\omega_0t) \qquad (۲)$$

که در رابطه بالا $\omega_0=\frac{1}{T}$ ، برابر با فرکانس پایه کلیدزنی اینورتر می‌باشد، و ضرایب تابع کلیدزنی فوق برابرند با:

$$c_0=(\frac{2t_1}{T}-1)$$
$$c_n=\frac{2}{\pi n}\sin(\frac{2\pi nt_1}{T})$$
$$d_n=\frac{-2}{\pi n}[\cos(\frac{2\pi nt_1}{T})-1]$$

در این‌صورت، ولتاژ خروجی اینورتر برابر است با:

$$V_{inv}(t)=V_{dc}(t).S(t) \qquad (۳)$$

با استفاده از روابط (۱) و (۲) و پس از انجام محاسبات طولانی، سرانجام ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا در حوزه زمان به‌صورت سری رابطه (۴) محاسبه می‌گردد.

$$V_{c2}=\frac{-M\omega_0}{L_1L_2C_2\sigma^2}\sum_{k=1}^{3}\sum_{n=1}^{\infty}n\frac{y_k(n)}{x_k}[a_n\cos(x_kt)+b_n\sin(x_kt)] \qquad (۴)$$

که در رابطه بالا

$$x_{1,2}^2=\frac{\omega_1^2+\omega_2^2}{2\sigma^2}\mp\sqrt{(\frac{\omega_1^2+\omega_2^2}{2\sigma^2})^2-\frac{\omega_1^2\omega_2^2}{\sigma^2}},$$
$$y_{1,2}(n)=\frac{\pm x_{1,2}^2}{(x_2^2-x_1^2)(x_{1,2}^2-x_3^2)},$$
$$y_3(n)=\frac{-x_3^2}{(x_3^2-x_1^2)(x_3^2-x_1^2)},$$
$$x_3^2=n^2\omega_0^2,\quad \sigma^2=1-\frac{M^2}{L_1L_2},$$

می‌باشد، لازم به ذکر است که در رابطه (۴)، ثوابت a_n و b_n ضرایب ولتاژ خروجی اینورتر هستند که از ضرب ضرایب تابع کلیدزنی در ولتاژ x_1^2 و x_2^2 خازن سمت dc اینورتر به‌دست می‌آیند. درصورت برابری ω_1 و ω_2، روابط به‌صورت رابطه (۵) ساده می‌گردند.

$$x_{1,2}^2=\frac{\omega_1^2}{1\mp k} \qquad (۵)$$

رابطه (۴) از دو بخش پاسخ ورودی صفر (جملات شامل آرگومان x_1 و x_2) و پاسخ حالت صفر (جملات شامل آرگومان $n\omega_0$) تشکیل شده است. هم‌چنین با توجه به روابط $y_1(n)$، $y_2(n)$ و $y_3(n)$ مشخص است که با افزایش n، ضرایب مذکور با نرخ معکوس توان دوم n، و ضرایب سری فوریه ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا (ضرایب رابطه (۴)) با نرخ معکوس n کاهش می‌یابند. بنابراین منطقی است که ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا را فقط با ضرایب مربوط به مقادیر کم n تقریب بزنیم. با این تفاسیر، با در نظر گرفتن ضرایب مربوط به n=1 در ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا، داریم:

$$V_{c2}=\frac{-M\omega_0}{L_1L_2C_2\sigma^2}\sum_{k=1}^{3}\frac{y_k(1)}{x_k}[a_1\cos(x_kt)+b_1\sin(x_kt)] \qquad (۶)$$

1- Duty cycle

و درصورتی‌که دوره کاری اینورتر برابر با ٪۵۰ باشد، ضرایب a_n برابر با صفر خواهند شد، و V_{c2} به‌صورت زیر ساده خواهد شد:

$$V_{c2} = \frac{-M\omega_0}{L_1 L_2 C_2 \sigma^2} \sum_{k=1}^{3} \frac{b_1 y_k(1)}{x_k} \sin(x_k t) \qquad (۷)$$

با توجه به رابطه (۵) مشخص است که برای داشتن ولتاژ بیشتر، در حالتی که ضریب تزویج کوچک باشد، با نزدیک شدن ω_0 به فرکانس تشدید هر یک از سیم‌پیچ‌های اولیه و ثانویه ولتاژ خروجی بزرگ‌تری ایجاد خواهد شد. اما در ضریب تزویج نزدیک به یک، برای تولید ولتاژ بزرگ‌تر بایستی ω_0 به x_1 و یا x_2 نزدیک شود. مقدار حداکثر V_{c2} (به‌صورت تئوری) زمانی است که هر سه جمله در رابطه (۷) باهم در بیشترین مقدار مثبت و یا منفی باشند، بنابراین مقدار حداکثر V_{c2} (حداکثر ولتاژ قابل‌دسترس در سیستم مذکور) برابر است با:

$$V_{c2_max} = \frac{M\omega_0}{L_1 L_2 C_2 \sigma^2}(a_1 + b_1)\left(\left|\frac{y_1}{x_1}\right| + \left|\frac{y_2}{x_2}\right| + \left|\frac{y_3}{\omega_0}\right|\right) \qquad (۸)$$

هم‌چنین می‌توان با روندی مشابه جریان سمت اولیه مبدل ولتاژ تسلا (در شکل (۱)) را به‌صورت سری زیر محاسبه کرد:

$$i_1 = \frac{\omega_0}{L_1 L_2 C_2 \sigma^2} \sum_{k=1}^{3} \sum_{n=1}^{\infty} n y_k(n)\left(L_2 C_2 - \frac{1}{x_k^2}\right) \left[-a_n \sin(x_k t) + b_n \cos(x_k t)\right] \qquad (۹)$$

برای بررسی تأثیرات عملکرد مبدل ولتاژ تسلا بر جریان و ولتاژ سمت dc و محاسبه ظرفیت موردنیاز خازن سمت dc و مطالعه معیارهایی ازاین‌دست، بایستی جریان و ولتاژ سمت dc را محاسبه و یا تغییرات آن‌ها برحسب زمان معلوم باشد. محاسبه جریان سمت dc، در حالت کلی از طریق کانولوشن[1] جریان سیم‌پیچ اولیه مبدل ولتاژ تسلا و تابع کلیدزنی اینورتر در حوزه فرکانس و یا از طریق ضرب جریان سیم‌پیچ اولیه مبدل ولتاژ تسلا و تابع کلیدزنی اینورتر (رابطه (۲)) در حوزه زمان امکان‌پذیر است [۱۷]. این بیان در رابطه (۱۰) نشان داده شده است. با توجه به این‌که جریان سیم‌پیچ اولیه (رابطه (۹)) به‌صورت یک سری می‌باشد، لذا محاسبه یک رابطه بسته برای جریان سمت dc– از طریق رابطه (۱۰) - بسیار دشوار است، و تنها می‌توان مقدار آن‌ها در هرلحظه از زمان، با دانستن مقادیر جریان سیم‌پیچ اولیه و تابع کلیدزنی در آن لحظه از رابطه (۹) محاسبه کرد.

$$i_{dc}(t) = s(t) i_1(t) \qquad (۱۰)$$

با فرض دانستن جریان سمت dc، ولتاژ خازن سمت dc از رابطه (۱۱) محاسبه می‌شود.

$$V_{dc}(t) = V_0 - \frac{1}{C_{dc}} \int_0^t i_{dc}(t)\,dt \qquad (۱۱)$$

که V_0 ولتاژ اولیه خازن می‌باشد. چون انتگرال‌گیری از رابطه (۱۰) به‌صورت تحلیلی ممکن نیست، لذا برای محاسبه ولتاژ خازن سمت dc و حل معادله دیفرانسیل رابطه (۱۱)، از روش انتگرال‌گیری عددی اویلر استفاده شده‌است [۱۸]. بر این اساس، با استفاده از روابط (۱۰) و (۱۱) معادله دیفرانسیل مرتبه اول ولتاژ خازن سمت dc (رابطه (۱۱)) را در حوزه گسسته می‌توان به‌صورت رابطه (۱۲) نوشت.

$$V_{dc}(t_{k+1}) = V_{dc}(t_k) - \frac{1}{C_{dc}} \Delta t\, S(t_k) i_1(t_k) \qquad (۱۲)$$

که در رابطه (۱۲)، $V_{dc}(t_{k+1})$ مقدار ولتاژ خازن سمت dc در لحظه t_{k+1}، و Δt گام زمانی انتگرال‌گیری و برابر با $(t_{k+1}-t_k)$ می‌باشد.

۳- شبیه‌سازی و مقایسه

برای بررسی صحت روابط به‌دست‌آمده در بخش قبل، سیستم شکل (۳) در نرم‌افزار MATLAB/simulink شبیه‌سازی و نتایج حاصله با روابط (۳) تا (۱۲) مقایسه شده است. در شبیه‌سازی انجام‌شده، از کلیدهای الکترونیک قدرت IGBT استفاده‌شده و تلفات توان در آن‌ها بسیار ناچیز (مقاومت حالت روشن Ron=1 μΩ) در نظر گرفته شده‌است. لازم به ذکر است که در تمام روابط قبلی، تا هارمونیک ۸۰ ام سری فوریه لحاظ شده است. پارامترهای مبدل ولتاژ تسلا و اینورتر (شکل (۳)) به‌صورت جدول (۱) می‌باشد.

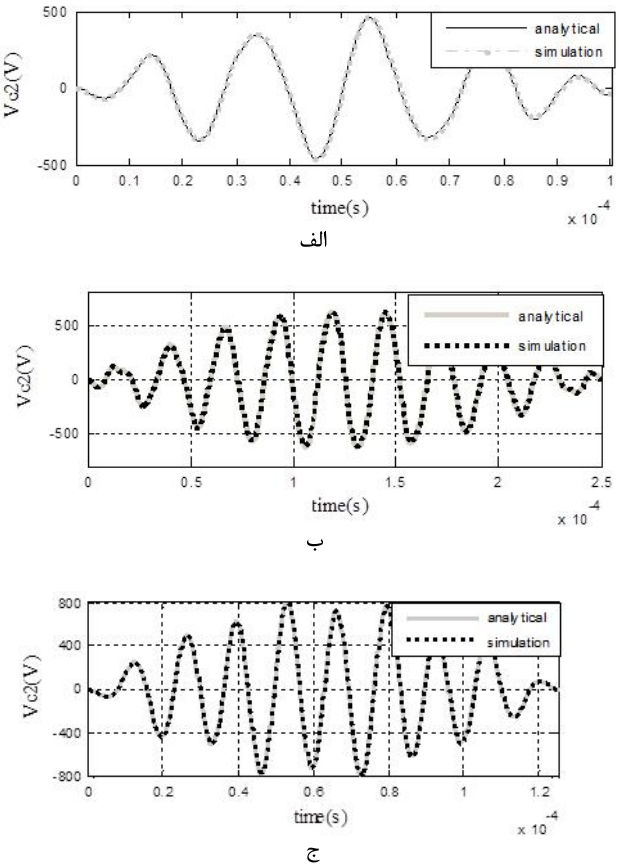
جدول ۱: پارامترهای شبیه‌سازی

L_1=10μH	L_2=1mH	K=0.6	f=50kHz
C_1=1μF	C_2=10nF	$\frac{t_1}{T}=0.5$	V_{dc}=12V

1- convolution

در این حالت $x_1 \approx 5\times10^5$ rad/s و $x_2 \approx 2.5\times10^5$ rad/s خواهد بود. تغییرات ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا (رابطه (۳)) برحسب زمان و در مقادیر مختلف ω_0 (در حالت‌های $\omega_0=\omega_1$، $\omega_0=0.9x_2$ و $\omega_0=0.9x_1$) شکل‌های (۵- الف-ج) ترسیم شده است. با توجه به شکل (۵- ب و ج) مشخص است که اندازه بیشینه ولتاژ خروجی، با نزدیک شدن ω_0 به x_1، بیشتر از زمانی است که ω_0 به x_2 نزدیک می‌شود.

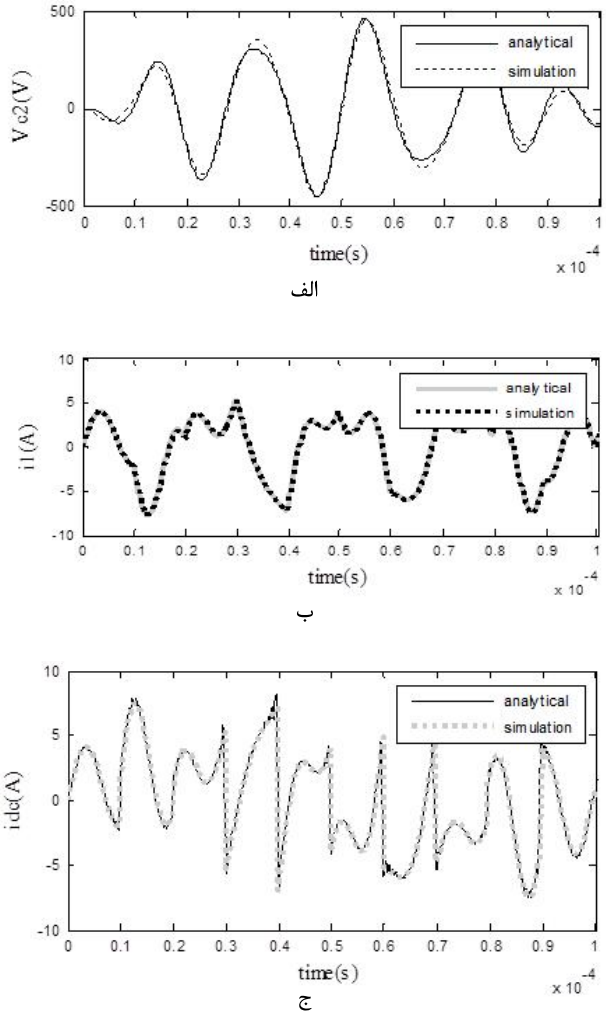
ولتاژ خروجی تقریبی مبدل ولتاژ تسلا (رابطه (۶))، جریان سیم‌پیچ اولیه و جریان سمت dc اینورتر در حالت $\omega_0=\omega_1$ و $C_{dc}=0.1$mF، و



شکل ۵: الف: ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا در حالت $\omega_0=\omega_1$
ب: ولتاژ خروجی در حالت $\omega_0=0.9x_2$ ج: ولتاژ خروجی در حالت $\omega_0=0.9x_1$

$\Delta t=0.1\mu s$ نیز به ترتیب در شکل (۶-الف-ج) آورده شده است.

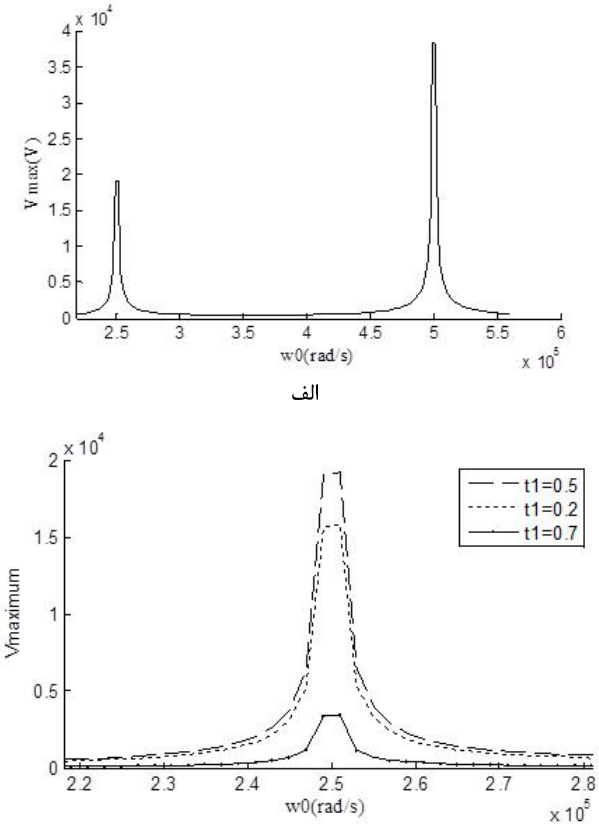
همان‌طور که در شکل (۶-الف) نشان داده‌شده است، اندک اختلافی بین نتیجه شبیه‌سازی با نتیجه حل عددی رابطه (۶) وجود دارد، ناشی از صرف‌نظر کردن از ضرایب مربوط به $n>1$ می‌باشد. روند



شکل ۶: الف: ولتاژ خروجی تقریبی مبدل ولتاژ تسلا.
ب: جریان سیم‌پیچ اولیه ج: جریان سمت dc.

تغییرات V_{c2_max} (رابطه (۸)) برحسب تغییرات ω_0 در دوره کاری اینورتر ۵۰٪، به‌صورت شکل (۷-الف) رسم شده است. با توجه به شکل (۷-الف) مشخص است که V_{c2_max} دارای دو مقدار بیشینه است که در حوالی x_1 و x_2 رخ می‌دهد و اندازه V_{c2_max} با نزدیک شدن ω_0 به x_1، بیشتر از زمانی است که ω_0به x_2 نزدیک می‌شود. شکل (۷-ب) تأثیر دوره کاری اینورتر بر V_{c2_max} را نشان می‌دهد. در دوره کاری اینورتر ۵۰٪، V_{c2_max}در حداکثر مقدار خود قرار دارد و با افزایش دوره کاری اینورتر، مقدار آن کاهش می‌یابد.

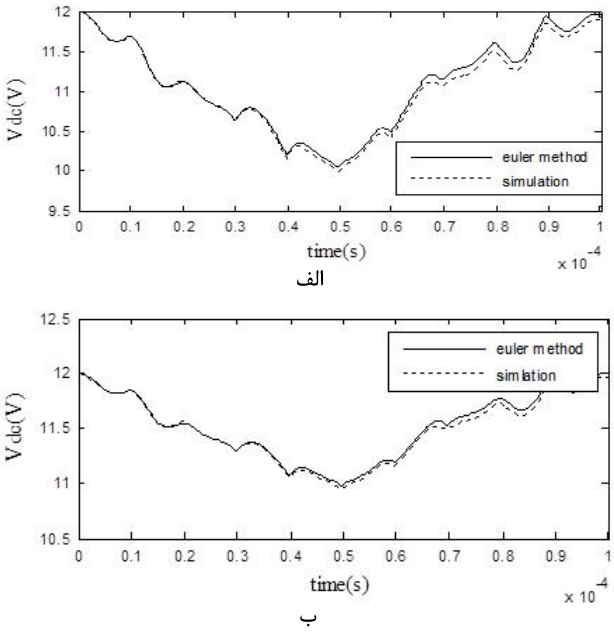
با توجه به اینکه شکل‌های (۷-الف وب) تغییرات ω_0 از $x_2/2$ تا x_1 ۱/۱۲ و با گام‌های ۲۰۰۰ تایی است، در این‌حالت ω_0 هیچ‌گاه برابر با x_1 و یا x_2 نخواهد شد و فاصله ω_0 از x_1 و x_2 در کمترین



شکل ۷: الف: تغییرات V_{c2}^{max} برحسب فرکانس پایه اینورتر در دوره کاری ٪۵۰ ب: تأثیر دوره کاری اینورتر بر V_{c2}^{max} در حوالی x_2

حالت برابر با ۱۰۰۰ خواهد بود. با نزدیک‌تر شدن ω_0 به x_1 و یا x_2، V_{c2_max} افزایش خواهدیافت.

شکل (۸-الف و ب) مقایسه نتایج حل عددی و شبیه‌سازی ولتاژ سمت dc را در حالت‌های به‌ترتیب C_{dc}=0.1mF و C_{dc}=50μF نشان می‌دهد. با توجه به تغییرات ولتاژ خازن dc در شکل (۸-الف) در مقایسه با شکل (۸-ب) مشهود است که می‌توان خازن dc را به‌گونه‌ای انتخاب کرد که حداکثر نوسانات ولتاژ آن در محدوده دلخواه باشد. لازم به‌ذکر است که چون در سیستم مورد مطالعه (شکل (۳)) از تلفات مقاومتی سیم‌پیچ‌ها و تلفات توان در کلیدهای الکترونیک قدرت صرف‌نظر شده‌است، ولتاژ سمت dc در انتهای یک سیکل (شکل (۸-الف و ب)) کاهش نخواهد یافت و تنها شامل نوساناتی در طول دوره تناوب خود خواهد بود.



شکل ۸: ولتاژ خازن سمت dc در حالت الف: C_{dc}=0.1mF
ب: C_{dc}=50μF

۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله سعی بر بررسی تحلیلی مبدل ولتاژ تسلای حالت‌جامد تشدید دوگانه بوده است. بر این اساس و با توجه به مباحث مطرح‌شده، نشان داده شد که معادلات ارائه‌شده از دقت کافی برخوردار هستند، و همچنین معادله بسته‌ای برای حداکثر ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا ارائه، و شرایط افزایش ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا از نقطه‌نظر فرکانس کاری اینورتر بررسی و نشان داده شد که نزدیک شدن فرکانس کاری اینورتر به ریشه‌های معادله مشخصه سیستم، منجر به افزایش ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا خواهد شد.

همچنین تأثیر عملکرد مبدل ولتاژ تسلا بر جریان و ولتاژ سمت dc اینورتر نیز در این مقاله بررسی و شبیه‌سازی شد. به‌دلیل استفاده از مفهوم تابع کلیدزنی اینورتر برای محاسبه جریان سمت dc، در صورت استفاده از روش‌های دیگر کلیدزنی نیز می‌توان از روش ارائه‌شده در این مقاله برای محاسبه جریان سمت dc استفاده‌کرد. هم‌چنین در این مقاله روشی برای محاسبه ظرفیت خازن سمت dc نیز ارائه شد. به‌عنوان کارهای بیشتر می‌توان تأثیر پارامترهای دیگر این سیستم (مانند ضریب تزویج و ...) بر ولتاژ خروجی مبدل ولتاژ تسلا و دیگر متغیرهای سیستم مذکور را مطالعه کرد.

۵- مراجع

[1] R. E. Terman, Radio Engineers Handbook (First Edition), McGraw-Hill Book Company, 1943.

[2] J. Corum and J. Daum, "Tesla Coil Research," *US Army Armament Research*, May 1992.

[3] L. A. Kelley, "Direct Solution of Coupled Tuned Circuits," *Electrical Engineering*, vol. 51, Issue. 11, pp. 789-794, Nov. 1932.

[4] Sanford and S. Richard, "Analysis of A Tuned Coupled Circuit By Root-Locus Techniques," *IEEE Trans., Educ.,* vol. 7, Issue. 2&3, pp. 82-85, 1964.

[5] N. de, N. Donaldson, and T. A. Perkins, "Analysis of Resonant Coupled Coils in the Design of Radio Frequency Transcutaneous Links," *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, vol. 21, pp. 612-627, 1983.

[6] H. Suomalainen, The Tesla Coil Theory and Applications, Sept. 1993.

[7] R. A. Martin and R. D. Teasdale, "Input Admittance Characteristics of a Tuned Coupled Circuit," *Proc. IRE*, vol. 40, Issue. 1, pp. 57-61, 1952.

[8] J. J. Adams, "Under coupling in Tuned Coupled Circuits to Realize Optimum Gain and Selectivity," *Proc. IRE*, vol. 29, Issue. 5, pp. 277-279, 1941.

[9] N. W. Mather, "An Analysis of Triple Tuned Coupled Circuits," *Proc. IRE*, vol. 38, Issue. 7, pp. 813-822, 1950.

[10] V. A. Kolchanova, "On Calculation of the Tesla Coil with Iron Core," *Proc. SPCMTT*, pp. 40-41, 2003.

[11] M. Paraliev, C. Gough, and S. Ivkovic, "Tesla Coil Design for Electron Gun Application," *PPC*, pp. 1085-1088, 2005.

[12] M. Tilbury, "The Ultimate Tesla Coil Design and Construction Guide," *McGraw-Hill Inc*., 2008.

[13] C. Boonseng and P. Apiratikul, "A Low Cost Approach to Design the Tesla Transformer for Testing of Insulating Materials," *Proc. ISEIM*, pp. 332 – 335, 2001.

[14] B. S. Nathan and V. Ramanarayanan, "Analysis, simulation and design of series resonant converter for high voltage applications," *Proc. ICIT*, pp. 688-693, 2000.

[15] S. S. Gürleyüka, H. Taşkinb, and Z. Saraça, "Measurement of the Parameters and the Resonance Frequency in Semiconductor Controlled Tesla Transformer," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 43, Issue. 1, pp. 6–10, Dec. 2012.

[16] E. M. Costa, "Resonance on Coils Excited by Square waves Explaining Tesla Transformer," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, No. 5, May 2010.

[17] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "A General Analytical Method for Calculating Inverter DC-Link Current Harmonics," *IEEE Trans. Ind. Appl*., vol. 45, no. 5, pp. 1851-1859, Sep./Oct. 2009.

Journal of Applied Electromagnetics

4 Vol. 2, No. 1, 2014 (Serial No. 2)

Analysis of Dual Resonant Solid State Tesla Voltage Converter

A. Abbasi, M. H. Khanzadeh*

*Imam Hossein University

(Received: 16/07/2013 , Accepted: 05/05/2015)

Abstract:

In this paper, Analysis of dual resonant solid state tesla transformer (DRSSTS) is accomplished. The difference between this types of tesla transformer and spark gap tesla transformer, is using of one or more power electronic switch instead of spark gap. In addition, DRSSTS is different than the solid state tesla transformer due to the addition of a primary tank capacitor. In this paper, tesla transformer is fed by full bridge inverter, which generates square wave. For the sake of simplicity, tesla transformer is modeled by lumped elements and resistive losses are neglected. Then, analytical equations for Tesla transformer's output voltage and primary side current, are calculated, and conditions to increase tesla transformer's output voltage has been investigated. Using Euler numerical integration method and switching function concept, the effect of tesla transformer's operation, on inverter dc side voltage and current, has been evaluated. The test system is simulated in MATLAB/Simulink software, and validity of calculated equations, is verified by simulation results.

Keywords: Tesla transformer, single phase inverter, square wave, switching function, numerical integration.

* Corresponding Author Email: khanzadeh@ihu.ac.ir