

طراحی منبع تغذیه برای پرتابگرهای الکترومغناطیسی کوپلی-القایی با استفاده از مبدل های ماتریسی

رضا حق مرام^{۱*}، مهدی رستمی فجر^۲

۱- استادیار دانشگاه جامع امام حسین (ع) - ۲- کارشناسی ارشد دانشگاه شهید بهشتی

(دریافت: ۹۴/۰۵/۱۹، پذیرش: ۹۵/۰۱/۲۵)

چکیده

موضوع فناوری پرتاب الکترومغناطیسی در چند دهه اخیر به طور جدی مورد توجه قرار گرفته است. منبع تغذیه بخش حساس و قابل توجهی از این پرتابگرها را تشکیل می دهد. منابع تغذیه قبلی طراحی شده برای پرتابگرها همگی از ذخیره کننده های انرژی مانند سلف ها و خازن ها استفاده کرده اند که از معایب عمده این منابع حجم و وزن زیاد آنها است؛ و این مسئله محدودیتی جدی برای پیاده سازی و گسترش این پرتابگرها به شمار می آید. همچنین، در برخی از آنها از روش غیرمستقیم تبدیل فرکانس (AC-DC-AC) استفاده شده است. در این مقاله طرحی پیشنهاد می شود که با استفاده از مبدل ماتریسی، به طور مستقیم مشخصات مورد نیاز تغذیه پرتابگر کوپلی-القایی به دست می آید که نیازی به هیچ ذخیره کننده انرژی ندارد و به جای استفاده از ذخیره کننده های انرژی، از برق شبکه استفاده می شود. به این ترتیب نوآوری مقاله استفاده از مبدل ماتریسی در طراحی منبع تغذیه برای پرتابگر کوپلی-القایی است که منجر به برآورده شدن مشخصات پرتابگر بدون نیاز به هیچ المان ذخیره کننده انرژی می شود.

کلید واژه ها: پرتابگر الکترومغناطیسی، مبدل ماتریسی، پرتابگر کوپلی-القایی

Design of Power Supply for Electromagnetic Induction-Coil Launchers Using Matrix Converter

R. Haghmaram*, M. Rostami Fajr

Imam Hossein University

(Received: 10/08/2015; Accepted: 13/04/2016)

Abstract

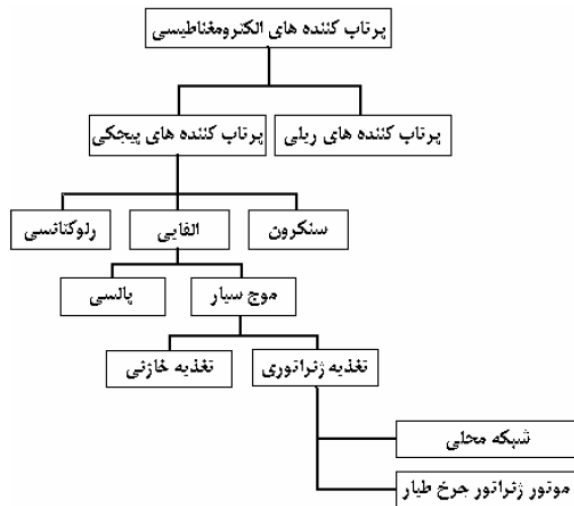
In recent decades, the issue of electromagnetic launch technology has been considered seriously. Power supply is a sensitive and significant part of these launchers. In the previous power supplies that have been designed for launchers, energy storage such as inductors and capacitors are used, the major disadvantage of which, is their high weight and large size. This problem is a serious limitation for the implementation and expansion of these launchers. Also, in some of them, an indirect method is used for frequency conversion (AC-DC-AC). In this paper, a scheme is proposed using matrix converters to obtain the specifications required for the supply of coil-induction launcher directly without requiring any energy storages and uses power of electricity network, instead of energy storage resources. Thus, innovation of this attempts is the use of matrix converter in design of power supply for coil-induction launcher; which leads to the satisfy launcher Specifications without need for any energy storage element.

Keywords: Electro Magnetic Launcher, Matrix Converter, Coil-Induction Launcher

۱. مقدمه

استفاده از نیروهای الکترومغناطیسی برای حرکت دادن اجسام از سالیان بسیار دور مورد بحث و بررسی‌های علمی قرار گرفته است. معادله نیروی لورنتس را که توسط آزمایش به اثبات رسیده است، باید سرآغاز بحث حرکت دادن اجسام یا پرتاب آن‌ها توسط نیروهای الکترومغناطیسی دانست. موضوع فناوری پرتاب الکترومغناطیسی به‌طور جدی از سال ۱۹۸۰ در نشست‌های دوسالانه دانشمندان و مهندسين در کشور ایالات متحده آمریکا مورد بررسی قرار گرفته است. توجه اولیه در این نشست‌ها به پرتاب الکتریکی و سپس رسیدن به سرعت‌های بالا در پرتاب بوده است.

پرتاب‌کننده‌های هم‌محور کویلی (پیچکی) قبل از پرتاب‌کننده‌های موجود به نام ریل‌گان به‌صورت پراکنده مورد توجه قرار گرفتند. نام تتاگان حدود ۲۴ سال پیش و نام کویل‌گان حدود ۱۹ سال پیش برای توصیف پرتاب‌کننده‌های هم‌محور به کار گرفته شده است [۳-۱]. پرتاب‌کننده‌های رایج در آن هنگام ریل‌گان‌ها بودند و این پرتابگرها به‌عنوان جایگزینی برای آن‌ها بررسی می‌شدند. شکل (۱) انواع پرتابگرهای الکترومغناطیسی را نشان می‌دهد.

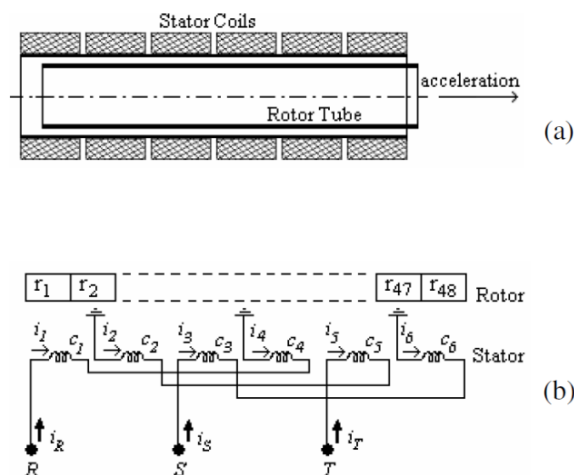


شکل ۱. انواع پرتابگر الکترومغناطیسی [۴]

پرتابگرهای کویلی کلاً بر سه نوع هستند: القایی، سنکرون و رلوکتانسی. انواع مختلف این پرتابگرها در مقالات مورد بحث قرار گرفته‌اند [۳]، [۱۲-۵]. تا این زمان، سه نوع کویل‌گان القایی در حال توسعه هستند: پرتابگر القایی پالسی با آرمیچر سیم‌پیچی شده (کویلی) [۱۳]، کویل‌گان القایی پالسی با آرمیچر یک‌پارچه [۱۴] و پرتاب‌کننده القایی موج سیار که به آن‌ها پرتابگر القایی خطی^۱ (LIL) نیز گفته می‌شود [۱۵].

۲. موتور القایی خطی لوله‌ای (TLIM^۲)

موتورهای القایی خطی لوله‌ای می‌توانند دارای کاربردهای منحصربه‌فردی به‌عنوان پرتاب‌کننده‌های الکترومغناطیسی با سرعت و شتاب بالا و دارای قابلیت کنترل پذیری باشند. مانند همه موتورهای TLIM، موج سیار شامل دو قسمت اصلی است: ساکن (استاتور) و متحرک (آرمیچر). برای مقایسه بهتر این موتور با موتورهای القایی چرخشی متعارف قسمت متحرک در اینجا هم روتور نام‌گذاری می‌شود. موتور توسط استاتور که شامل چندین کویل است، تغذیه می‌شود. تعداد کویل‌ها بر اساس تعداد فازها، قطب‌ها و بخش‌ها محاسبه می‌شود. روتور معمولاً یک لایه رسانای استوانه‌ای نازک است. این موتورها دارای هسته فرومغناطیسی نبوده و به‌عنوان پرتاب‌کننده‌های القایی خطی بررسی می‌شوند. ساختار یک TLIM موج سیار هسته هوایی با ۶ کویل در استاتور و ۴۸ حلقه در روتور در شکل (۲) نشان داده شده است. در این مقاله عبارات پرتابگر الکترومغناطیسی و موتور القایی خطی لوله‌ای در هر جایی که استفاده شده‌اند، معادل هم هستند.



شکل ۲. ساختار یک TLIM موج سیار هسته هوایی با فرض ۶ کویل برای استاتور: (a) شکل هندسی، (b) مدل مداری با فرض ۴۸ حلقه برای روتور [۴]

۳. فرمول‌بندی موتور القایی خطی لوله‌ای

رابطه‌ی بین ولتاژها و جریان‌ها و شارهای پیوندی در کویل‌ها و حلقه‌ها از رابطه (۱) به‌دست می‌آید:

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}[\phi] = [R][I] + \frac{d}{dt}([L][I]) \quad (1)$$

که در آن، $[V]$ بردار ولتاژ کویل‌ها و حلقه‌ها، $[I]$ بردار جریان کویل‌ها و حلقه‌ها، $[R]$ ماتریس متغیر با زمان قطری مقاومت کویل‌ها و حلقه‌ها، $[\phi]$ بردار شار پیوندی کویل‌ها و

^۲Tubular Linear Induction Motor

^۱Linear Induction Launcher

۳-۱. معادلات دینامیکی

نیروی لحظه‌ای اعمال شده به روتور از رابطه زیر به دست می‌آید.

$$f_{ind} = [i_d]^t [G_{dp}] [i_p] \quad (۶)$$

که در آن، $[i_d]^t$ بردار انتقال یافته جریان‌های لحظه‌ای کویل‌ها، $[i_p]$ بردار جریان‌های حلقه‌ها و $[G_{dp}]$ گرادیان ماتریس متقابل بین کویل‌های استاتور و حلقه‌های روتور است.

مؤلفه مماسی وزن روتور، f_t ، و نیروی کششی آیرودینامیکی، f_d ، به‌عنوان نیروهای مقاوم در برابر الکترو دینامیکی موتور عمل می‌کنند. f_t از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$f_t = m.g.\sin\alpha \quad (۷)$$

که در رابطه (۷) m ، جرم روتور (kg)، g شتاب جاذبه (m/s^2) و α زاویه موتور نسبت به افق است. f_d از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$f_d = \frac{1}{\rho} \rho v_z^2 A C_d = K_d v_z^2 \quad (۸)$$

که در رابطه (۸)، ρ چگالی جرمی هوا (kg/m^3)، v_z سرعت روتور (m/s)، A مقطع عرضی روتور (m^2) و C_d ضریب نیروی کششی است؛ بنابراین مجموع نیروی اعمال شده به روتور از رابطه زیر به دست می‌آید.

$$f_{net} = f_{ind} - f_t - f_d \quad (۹)$$

این نیرو به روتور شتابی می‌دهد که از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$f_{net} = ma \quad (۱۰)$$

حال معادلات حالت حرکت موتور به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\frac{dv_z}{dt} = \frac{1}{m} (f_{ind} - f_t - K_d v_z^2) \quad (۱۱)$$

می‌توان سرعت را در هر تکرار از رابطه زیر به دست آورد:

$$v_z(t + \Delta t) = v_z + \frac{dv_z}{dt} \cdot \Delta t \quad (۱۲)$$

۳-۲. معادلات حالت

نوع معمول معادلات در مرجع [۱۷] به صورت زیر آمده است:

$$\frac{d}{dt}[x] = F([x], t, [u]) \quad (۱۳)$$

که در آن، $[x]$ متغیرهای حالت، t زمان و $[u]$ بردار منابع

حلقه‌ها و $[L]$ ماتریس اندوکتانس کویل‌ها و حلقه‌ها هستند. ماتریس $[L]$ از زیرماتریس‌هایی به صورت رابطه (۲) به دست می‌آید.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_d & L_{dp} \\ L_{pd} & L_p \end{bmatrix} \quad (۲)$$

که در آن، L_d ماتریس اندوکتانس استاتور، L_p ماتریس اندوکتانس روتور، L_{dp} ماتریس اندوکتانس متقابل میان کویل‌های استاتور و حلقه‌های روتور و L_{pd} ترانسپوز شده ماتریس L_{dp} است. ماتریس اندوکتانس $[L]$ به دلیل این که زیرماتریس‌های L_{dp} و L_{pd} وابسته به فاصله محوری میان استاتور می‌باشند که با حرکت روتور تغییر می‌یابد متغیر است؛ بنابراین قسمت $\frac{d}{dt}\{[L][I]\}$ در رابطه (۱) را می‌توان به صورت زیر نوشت.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\{[L][I]\} &= \left\{ \frac{d}{dz} \frac{dz}{dt} [L] \right\} [I] + [L] \left\{ \frac{d}{dt} [I] \right\} \\ &= v_z \left\{ \frac{d}{dz} [L] \right\} [I] + [L] \left\{ \frac{d}{dt} [I] \right\} \\ &= v_z [G][I] + [L] \left\{ \frac{d}{dt} [I] \right\} \end{aligned} \quad (۳)$$

که در آن، z جهت حرکت طولی مثبت برای روتور، v_z سرعت طولی روتور و $[G]$ گرادیان ماتریس اندوکتانس موتور است.

برای حل معادلات مداری موتور، باید تعداد معادلات به تعداد متغیرهای مستقل کاهش یابد. با استفاده از تحلیل مش، تعداد متغیرهای مستقل مساوی تعداد مش‌ها است. در ساختار یک موتور تنها که دارای اتصال خاصی از کویل‌های استاتور است، این تعداد مساوی مجموع تعداد فازها و حلقه‌های روتور است؛ بنابراین با استفاده از ماتریس انتقال $[T]$ که رابطه اتصالات کویل‌ها را نشان می‌دهد معادلات حالت موتور به صورت زیر به دست می‌آید.

$$[I'] = [L] \{ [V'] - [R'] [I'] - v_z [G'] [I'] \} \quad (۴)$$

که در آن، $[I']$ بردار جریان فازها و حلقه‌ها، $[V']$ بردار ولتاژهای فازها و حلقه‌ها، $[R']$ ماتریس مقاومت‌های متغیر با زمان حلقه‌ها و فازها و $[G']$ ماتریس انتقال یافته گرادیان اندوکتانس موتور است. $[G']$ مساوی است با:

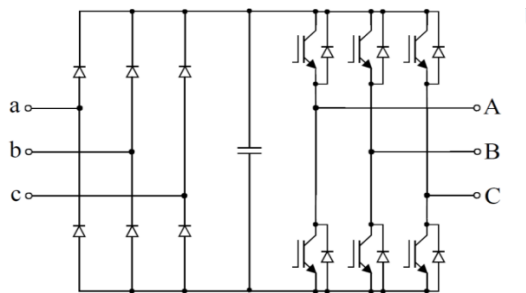
$$[G] = [T]^{-1} [G'] [T] \quad (۵)$$

ماتریس $[T]$ مطالعه شده در این مقاله، از مرجع [۱۶] گرفته شده است.

ورودی است.

۴-۱. مبدل‌های فرکانسی غیرمستقیم

شکل (۳) ساختار یک مبدل فرکانسی غیرمستقیم منبع ولتاژی را نشان می‌دهد.



شکل ۳. ساختار مبدل فرکانسی غیرمستقیم [۲۱]

همان‌گونه که از شکل (۳) دیده می‌شود، در مبدل‌های AC به AC غیرمستقیم معمولاً از یک واسط DC در مبدل استفاده می‌شود؛ به این‌صورت که ورودی سه فاز ابتدا با استفاده از یک یکسوساز دیودی و یا یک یکسوساز کنترل‌شده به یک ولتاژ DC تبدیل می‌شود و سپس با استفاده از یک اینورتر ولتاژ خروجی AC مورد نظر تولید می‌شود. مشکل این مبدل‌ها این است که در اکثر این مبدل‌ها در واسط DC، از ذخیره‌کننده‌های بزرگ انرژی استفاده می‌شود؛ مثلاً در مبدل‌های منبع ولتاژی (VSC¹)، از یک خازن بزرگ در واسط DC استفاده می‌شود و در مبدل‌های منبع جریانی (CSC²)، از یک سلف بزرگ در واسط DC استفاده می‌شود. وجود این عناصر ذخیره‌کننده انرژی باعث حجیم‌تر و سنگین‌تر شدن مبدل می‌شود. همچنین عناصر پسیو در مبدل‌ها باعث افزایش تلفات می‌شوند.

خازن واسط DC در VSCها یک عنصر بزرگ با عمر محدود است. همچنین در برخی کاربردهای خاص مانند سامانه‌های هوانوردی، سامانه‌های فضایی یا سامانه‌های داخل دریا نمی‌توان از خازن‌های مرسوم استفاده کرد [۱۹ و ۲۰]. منبع تغذیه‌ای که تا به حال برای پرتابگر مرجع [۴] طراحی شده است از نوع غیرمستقیم است، یعنی ابتدا ولتاژ AC اولیه (برق شهر) به ولتاژ DC و سپس به ولتاژ AC دلخواه تبدیل می‌شود که این نوع طراحی دارای معایب فوق‌الذکر است. به این ترتیب لزوم استفاده از مبدل‌های فرکانسی مستقیم مشخص می‌شود.

۴-۲. مبدل‌های فرکانسی مستقیم

ساختار سه فاز به سه فاز یک مبدل ماتریسی (MC³) ایده‌آل که از انواع مبدل‌های مستقیم فرکانسی است در شکل (۴) آورده شده است. در این شکل هر کلید ایده‌آل یک کلید دوطرفه است

بردار متغیرهای حالت $[x]$ به‌صورت زیر است:

$$[x] = [i_R \quad i_S \quad i_T \quad i_{r1} \quad i_{r2} \quad \dots \quad i_{r,NP-1} \quad i_{r,NP} \quad v_z] \quad (14)$$

که در آن، i_S ، i_R و i_T جریان‌های مستقل کویل‌ها، $i_{r1}, \dots, i_{r,NP}$ جریان‌های حلقه‌ها و v_z سرعت طولی روتور است. بردار ورودی $[u]$ به‌صورت زیر است:

$$[u] = \begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} \quad (15)$$

۳-۳. تأثیر درجه حرارت

تلفات اهمی در کویل‌های استاتور و روکش رسانای روتور موجب افزایش دما و مقاومت کویل‌ها و حلقه‌ها می‌شود. این افزایش دما در کویل‌ها فقط ۲۰ الی ۲۵ درصد است درحالی‌که برخی اوقات در حلقه‌ها تا ۶۰ برابر می‌شود [۱۸]. مقاومت شبیه‌سازی‌ها با معادله زیر بیان می‌شود:

$$R_2 = R_1 \left[1 + \alpha_{t1}(t_2 - t_1) + \beta_{t1}(t_2 - t_1)^2 \right] \quad (16)$$

که در آن، α_{t1} و β_{t1} ضرایب دما در دمای t_1 . R_1 مقاومت اولیه کویل و حلقه در دمای t_1 بوده و با رابطه آشنای $\rho \frac{l}{S}$ بیان می‌شود.

تأثیر درجه حرارت به‌صورت زیر شبیه‌سازی می‌شود:

$$t_{n+1} = t_n + \Delta t \cdot \frac{R_n \cdot I_n^2}{m \cdot C_v} \quad (17)$$

که در آن، C_v گرمای ویژه سیم استاتور یا هادی روتور است.

۴. تغذیه پرتابگرهای کویلی - القایی

این مقاله به دنبال طراحی منبع تغذیه مناسب برای پرتابگر طراحی‌شده در مرجع [۴] است، به‌گونه‌ای که مشخصات موردنیاز مانند فرکانس و جریان را برای پرتابگر طراحی‌شده در آن مرجع به‌دست آورده و معایب منابع تغذیه قبلی را که در زیر اشاره خواهد شد، نداشته باشد. هدف تبدیل برق شهر با ولتاژ و فرکانس معین به ولتاژ و فرکانس مناسب برای پرتابگر است، بنابراین نیاز به مبدل AC به AC داریم. مبدل‌های فرکانسی دو نوع هستند:

۱. مبدل‌های فرکانسی غیرمستقیم و ۲. مبدل‌های فرکانسی

مستقیم.

¹ Voltage Source Converter

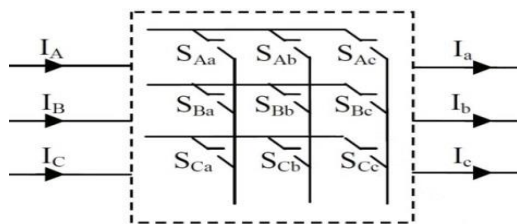
² Current Source Converter

³ Matrix Converter

این امر باعث تأخیر در کارکرد مبدل می‌شود. از طرف دیگر خازن تخلیه‌شده مانند اتصال کوتاه عمل کرده و باعث به‌وجود آمدن جریان هجومی در مبدل می‌شود که ممکن است به قطعات و عناصر نیمه‌هادی صدمه وارد کند.

۵. مدولاسیون مبدل ماتریسی

شکل (۶) ساختار ساده‌ای از مبدل ماتریسی سه‌فاز به سه‌فاز را برای تشریح مسئله مدولاسیون نشان می‌دهد.



شکل ۶. ساختار ساده مبدل ماتریسی سه‌فاز به سه‌فاز [۲۲]

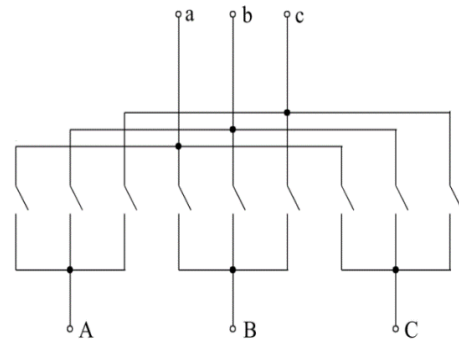
مفهوم توابع کلیدزنی برای به‌دست آوردن مدل ریاضی برای مبدل ماتریسی استفاده شده است. تابع کلیدزنی، S_{Kj} ، نشان دهنده کلیدی است که فاز ورودی K را به فاز خروجی j وصل می‌کند. هنگامی که کلید روشن است، تابع کلیدزنی دارای مقدار ۱ بوده و هنگامی که کلید خاموش است تابع کلیدزنی دارای مقدار صفر است. رابطه بین ولتاژها و جریان‌های لحظه‌ای ورودی و خروجی از معادله‌های (۱۸) و (۱۹) به‌دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

همان‌گونه که از شکل (۶) نیز معلوم است اندیس‌های a ، b و c برای سمت خروجی و اندیس‌های A ، B و C برای سمت ورودی مبدل ماتریسی استفاده شده است. مبدل‌های ماتریسی باید از قانون معادله (۲۰) پیروی کنند که یکی از مهم‌ترین قوانین مبدل‌های ماتریسی است. این قانون بیانگر این است که در هر لحظه فقط و فقط یک کلید در هر فاز خروجی باید بسته باشد، به بیان دیگر هر فاز خروجی فقط مجاز به اتصال به یکی از فازهای ورودی است چراکه در غیر این‌صورت باتوجه به این‌که سمت ورودی منبع ولتاژ می‌باشد موجب اتصال کوتاه در ورودی خواهد شد.

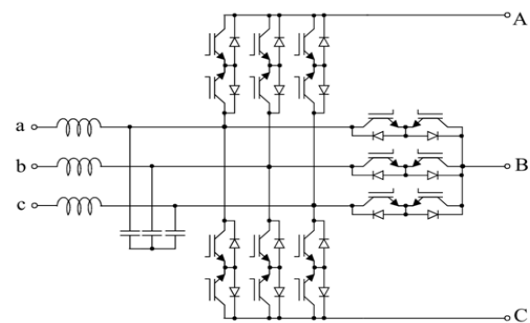
که می‌تواند جریان را در هر دو طرف هدایت کند.



شکل ۴. ساختار ایده‌آل مبدل ماتریسی (MC) [۲۱]

در عمل کلیدهای ایده‌آل وجود ندارند و طرف منبع تغذیه نیاز به فیلتر دارد؛ بنابراین مدار واقعی مبدل ماتریسی در شکل (۵) ارائه شده است.

همان‌گونه که از شکل (۵) دیده می‌شود در این مبدل‌ها از عناصر ذخیره‌کننده استفاده نمی‌شود و می‌توان این مبدل‌ها را تنها با استفاده از عناصر نیمه‌هادی ساخت. این مزیت سبب می‌شود تا حجم این مبدل‌ها کاهش یافته و وزن آن‌ها سبک‌تر شود. همچنین، حذف عناصر ذخیره‌کننده انرژی باعث کاهش قیمت تمام‌شده این مبدل‌ها می‌شود. از طرف دیگر در کاربردهای خاص که نمی‌توان از مبدل‌های با خازن و سلف بزرگ استفاده کرد، مانند سامانه‌های هوانوردی، سامانه‌های فضایی، سامانه‌های داخل دریا و برخی از سامانه‌های نظامی از این مبدل‌ها استفاده می‌شود.



شکل ۵. مدار واقعی مبدل ماتریسی سه‌فاز به سه‌فاز [۲۱]

از مزایای دیگر مبدل‌های ماتریسی قابلیت اطمینان بالای آن‌ها است. در مبدل‌های ماتریسی به‌دلیل نداشتن ذخیره‌کننده انرژی، زمانی که خطایی در سامانه اتفاق می‌افتد دچار تغییر نشده و پس از رفع خطا بلافاصله به حالت قبلی خود برگشته و کار خود را بدون مشکل ادامه می‌دهد. درحالی‌که در مبدل‌هایی که از خازن‌های واسط DC استفاده می‌کنند، پس از رفع خطا باید خازن دوباره شارژ شود تا مبدل به حالت قبلی خود بازگردد که

$$\sum_{K=A,B,C} m_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kc}(t) = 1 \quad (26)$$

با کنترل درست ادوات کلیدزنی ولتاژ خروجی و جریان ورودی دارای شکل موج سینوسی خواهند بود که البته در حوالی فرکانس کلیدزنی ادوات نیمه‌هادی هارمونیک نیز خواهند داشت. ولتاژ ورودی که همان یک منبع ولتاژ سه فاز متعادل است به صورت رابطه (۲۷) در نظر گرفته شده است.

$$[V_i(t)] = \begin{pmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{pmatrix} \quad (27)$$

که در رابطه (۲۷)، $V_i(t)$ ، به صورت رابطه (۲۸) است.

$$[V_i(t)] = \begin{pmatrix} V_{im} \cos(\omega_i t) \\ V_{im} \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_{im} \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (28)$$

با این ولتاژهای ورودی یافتن تابع کلیدزنی $M(t)$ که مجموعه دلخواهی از ولتاژهای خروجی سه فاز را تولید می‌کند، مسئله اصلی در مدولاسیون مبدل ماتریسی است. هدف کلی در مبدل ماتریسی رسیدن به ولتاژ خروجی سینوسی با فرکانس مورد نظر است به گونه‌ای که جریان سمت ورودی که جریان شبکه است با تقریب خوبی سینوسی بوده و هارمونیک‌های کمی داشته باشد. به این ترتیب باید $M(t)$ به گونه‌ای باشد که معادلات زیر را با شرط سینوسی بودن ولتاژ خروجی و جریان ورودی برآورده سازد.

$$[V_o(t)] = \begin{pmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} \quad (29)$$

$$[V_o(t)] = [M(t)] \cdot \begin{pmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{pmatrix} \quad (30)$$

$$[V_o(t)] = \begin{pmatrix} V_{om} \cos(\omega_o t + \theta) \\ V_{om} \cos(\omega_o t + \theta - 2\pi/3) \\ V_{om} \cos(\omega_o t + \theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (31)$$

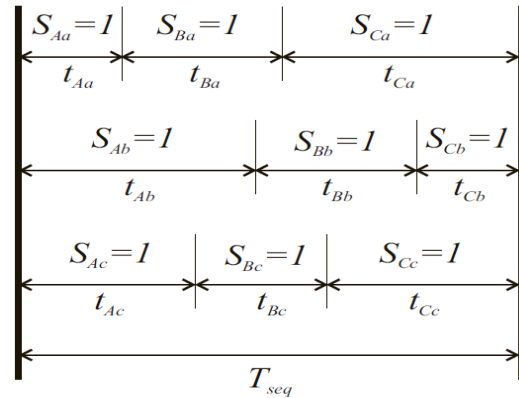
$$[i_i(t)] = \begin{pmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{pmatrix} \quad (32)$$

$$[i_i(t)] = [M(t)]^T \cdot \begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} \quad (33)$$

تاکنون تحقیقات زیادی در مورد طرح‌های گوناگون مدولاسیون مبدل ماتریسی صورت گرفته است [۲۳-۲۵]. مهم‌ترین روش‌های حل مسئله مدولاسیون به صورت زیر است.

$$\sum_{K=A,B,C} S_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kc}(t) = 1 \quad (20)$$

الگوی کلیدزنی معمول برای مبدل ماتریسی در شکل (۷) نشان داده شده است.



شکل ۷. الگوی کلیدزنی معمول برای مبدل ماتریسی [۲۲]

باید به منظور نشان دادن رفتار میانگین شکل موج ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی یک سیکل کاری مدولاسیون برای هر کلید تعریف شود. سیکل کاری مدولاسیون مطابق رابطه (۲۱) تعریف می‌شود.

$$m_{Aa}(t) = \frac{t_{Aa}}{T_{seq}} \quad (21)$$

در رابطه (۲۱)، t_{Aa} نشان‌دهنده زمان روشن بودن کلید S_{Aa} بوده و T_{seq} زمان یک دوره کامل کلیدزنی مبدل ماتریسی است. طرح‌های مدولاسیون با استفاده از این توابع پیوسته تعریف می‌شوند. معادلات (۲۲) و (۲۳) استفاده از این توابع را برای مبدل ماتریسی سه فاز نشان می‌دهد.

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ab}(t) & m_{Ac}(t) \\ m_{Ba}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Bc}(t) \\ m_{Ca}(t) & m_{Cb}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (23)$$

در روابط (۲۲) و (۲۳) ولتاژها و جریان‌ها نشان‌دهنده مقادیر میانگین در زمان دوره کلیدزنی هستند. در روابط (۲۴) و (۲۵)، که نمایش فشرده روابط (۲۲) و (۲۳) هستند ماتریس $M(t)$ به عنوان ماتریس مدولاسیون نامیده می‌شود.

$$[v_o(t)] = [M(t)] [v_i(t)] \quad (24)$$

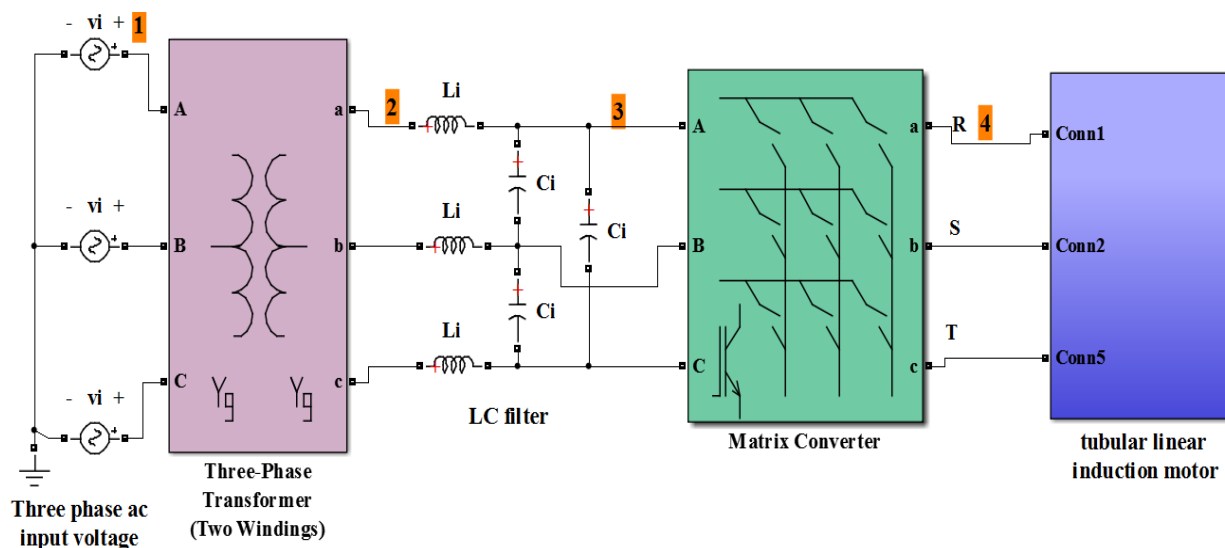
$$[i_i(t)] = [M(t)]^T [i_o(t)] \quad (25)$$

با این نام‌گذاری قانون مربوط به مبدل‌های ماتریسی که در رابطه (۲۰) بیان شد به صورت رابطه (۲۶) نوشته می‌شود.

در بلوک دیاگرام نشان داده شده در شکل (۸) ولتاژ ورودی همان برق شهر است که با بلوک اول نشان داده شده است. این ولتاژ ابتدا توسط ترانسفورماتور نشان داده شده در بلوک دوم به سطح ولتاژ مورد نیاز برای موتور خطی افزایش می یابد؛ و سپس این ولتاژ افزایش یافته به فیلتر خازنی - سلفی اعمال می شود که در بلوک سوم نشان داده شده است. نقش فیلتر در ادامه توضیح داده شده است. در بلوک چهارم توسط یک مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز فرکانس برق شهر به فرکانس مورد استفاده در موتور خطی افزایش می یابد و در نهایت بلوک پنجم بار را نشان می دهد که همان موتور القایی خطی لوله ای است.

شکل (۹) سیمولینک مدار طراحی شده برای تغذیه پرتابگر کویلی - القایی در نرم افزار متلب را نشان می دهد.

در شکل (۹) فیلتر خازنی - سلفی به منظور کاهش ریبیل های ناشی از کلیدزنی که در جریان ورودی به وجود می آیند به کاررفته است. دلیل این که فیلتر با صفت ورودی ذکر شده است این است که در سمت ورودی قرار گرفته است. در واقع فیلتر ورودی اعوجاج های جریان ورودی و به تبع آن مجموع پراکندگی هارمونیک (THD) را کاهش می دهد. ضمن این که سلف و خازن مورد استفاده در فیلتر دارای مقادیر کوچکی است و قابل مقایسه با سلف و خازن های مورد استفاده در طرح های قبلی نیست، چراکه در طرح های قبلی از خازن و سلف های بزرگی به منظور ذخیره سازی انرژی استفاده شده است ولی در اینجا خازن و سلف فقط برای فیلتر کردن ریبیل های کلیدزنی مورد استفاده قرار گرفته اند.



شکل ۸. بلوک دیاگرام مبدل طراحی شده برای پرتابگر کویلی - القایی

شکل ۹. سیمولینک مدار طراحی شده برای تغذیه پرتابگر کویلی - القایی

۱. روش مدولاسیون و نترونی

۲. روش مدولاسیون اسکالر

۳. روش مدولاسیون بردار فضایی

این روش ها در مراجع گوناگونی تشریح شده اند به این دلیل و همچنین طولانی بودن روش ها در این مقاله از تشریح دوباره این روش ها صرف نظر شده است. ضمن این که در این مقاله از روش مدولاسیون بردار فضایی استفاده شده است.

۶. نتایج شبیه سازی

شکل (۸) بلوک دیاگرام مدار طراحی شده برای پرتابگر کویلی - القایی را نشان می دهد.

جدول (۲) پارامترهای مورد استفاده برای شبیه‌سازی موتور القایی خطی لوله‌ای را نشان می‌دهد.

جدول ۲. مشخصات پرتابگر شبیه‌سازی شده [۲۶]

مشخصات موتور		
۴۱/۷۵	شعاع خارجی هر کوپل (mm)	استاتور
۱۵	ضخامت شعاعی هر کوپل (mm)	
۳	طول محوری هر کوپل (cm)	
۲	تعداد لایه هر کوپل	
۵	تعداد حلقه در هر لایه	
۴	فاصله دو کوپل مجاور (mm)	
۳	قطر سیم مسی (با لاک) (mm)	
۶	تعداد کوپل	پرتابه
۳۱/۵	شعاع خارجی (mm)	
۱/۳	ضخامت شعاعی (mm)	
۲۰	طول محوری (cm)	
آلومینیوم	جنس	تغذیه
۲۰۰۰	ولتاژ (V_{max})	
۱۲۵۰	فرکانس (Hz)	

شایان ذکر است که مقایسه نتایج مقاله با نتایج مرجع [۴] انجام شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی دینامیکی مدل پیشنهادی با اطلاعات جدول شماره ۱ و ۲ و فرض ۲۰ حلقه برای پرتابه [۴] در شکل‌های (۱۶-۱۰) ارائه شده است. شکل (۱۱ و ۱۰) به ترتیب میزان افزایش دمای سیم‌پیچی‌های استاتور را به ترتیب در این مقاله و مرجع [۴] نشان می‌دهند. هر منحنی بیانگر دمای دو کوپل مربوط به هر فاز است که باهم سری هستند. همان‌طور که ملاحظه می‌شود روند تغییرات دما در این دو شکل مشابه یکدیگر است. در مرجع [۴] ولتاژ مورد استفاده ایده‌آل در نظر گرفته شده است، ولی در این مقاله از منبع تغذیه استفاده شده است که بالتبع دارای ولتاژ ایده‌آل نیست که تفاوت این دو شکل به این دلیل است. روند افزایش دما نوسانی است و این امر به دلیل نوسانی بودن جریان در داخل سیم‌پیچی‌ها است.

در این مدار از یک ترانس به منظور افزایش ولتاژ ورودی به ولتاژ دلخواه استفاده شده است، چراکه ولتاژ مورد نیاز برای پرتابگر باید چندین مرتبه بزرگ‌تر از ولتاژ ورودی (برق شهر) باشد. مبدل ماتریسی نیز برای افزایش فرکانس به فرکانس مورد نیاز استفاده شده است. مبدل ماتریسی استفاده شده در شکل (۹) از ۹ کلید تشکیل شده است که هر کدام از آن‌ها توسط مدار کنترلی متفاوتی کنترل می‌شود.

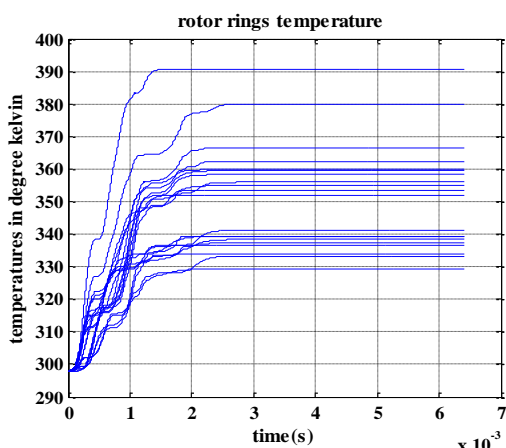
همان‌طور که توضیح داده شد شکل (۹) سیمولینک مدار طراحی شده در نرم‌افزار متلب^۱ را نشان می‌دهد. در این شکل بلوک آخر موتور القایی خطی لوله‌ای یا همان پرتابگر را نشان می‌دهد. برای شبیه‌سازی موتور القایی خطی لوله‌ای نیز از روابط دینامیکی و معادلات حالت که در بخش ۳ تشریح شدند، استفاده شده است و به منظور حل معادلات حالت موتور از روش رانگ-کوتا^۲ استفاده شده است. مطلوب از این طراحی این است که برق شهر را که دارای ولتاژ فاز ۲۲۰ ولت و فرکانس ۵۰ هرتز است به فرکانس ۱۲۵۰ هرتز و ولتاژی تبدیل شود که اعمال این ولتاژ به موتور خطی لوله‌ای مرجع [۴] موجب ایجاد جریانی شود که منطبق بر جریان به دست آمده برای موتور القایی خطی لوله‌ای در این مرجع باشد. پس به این ترتیب پارامترهای دارای اهمیت در این طراحی فرکانس و جریان است؛ که باید جریان موتور القایی خطی لوله‌ای در اینجا که منبع تغذیه طراحی شده است، با تقریب خوبی برابر جریانی باشد که در مرجع [۴] (حالت بدون منبع تغذیه) برای این موتور به دست آمده بود. مقادیر پارامترهای مورد استفاده برای شبیه‌سازی در جدول (۱) آمده است.

جدول ۱. پارامترهای مورد استفاده برای شبیه‌سازی مدل پیشنهادی برای منبع تغذیه

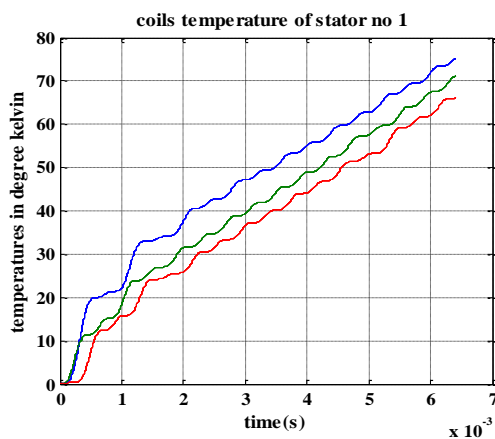
ولتاژ ورودی سه‌فاز	$V_i(V_{eff})$	هر فاز ۲۲۰
	$f_i(Hz)$	۵۰
ترانسفورماتور سه‌فاز	$V1(L-L)(V_{eff})$	۳۸۱
	$V2(L-L)(V_{eff})$	۳۴۸۰
فیلتر ورودی (LC)	Li (mH)	۰٫۱
	Ci (μF)	۱۲٫۸
مبدل ماتریسی	فرکانس کلیدزنی (کیلوهرتز)	۶۰

^۱ Matlab

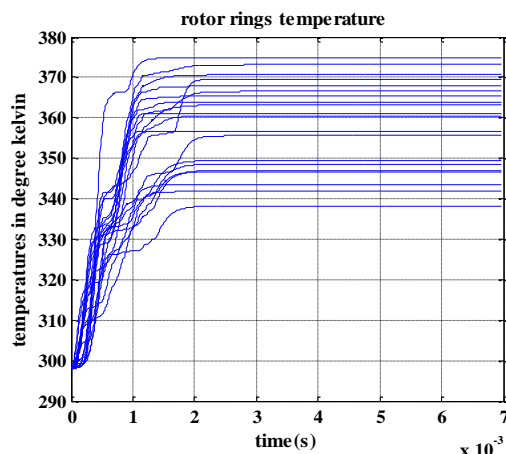
^۲ Rang Kota



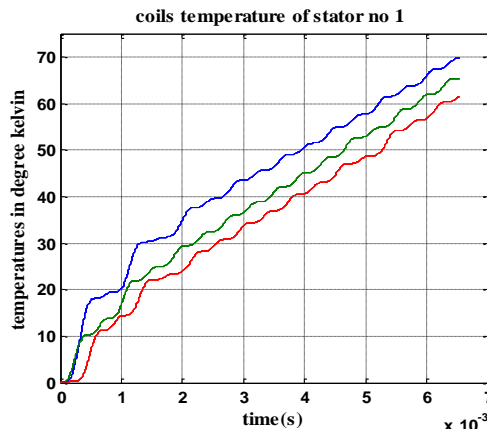
شکل ۱۲. منحنی‌های دمای حلقه‌های فرضی پرتابه



شکل ۱۰. افزایش دمای سیم‌پیچی‌های استاتور؛ آبی (فاز R)، سبز (فاز S)، قرمز (فاز T)

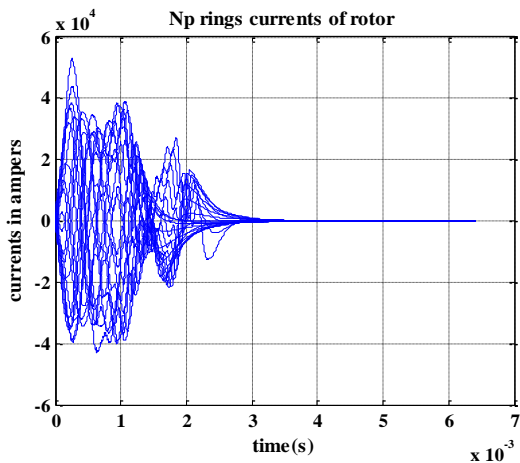


شکل ۱۳. منحنی‌های دمای حلقه‌های فرضی پرتابه در مرجع [۴]



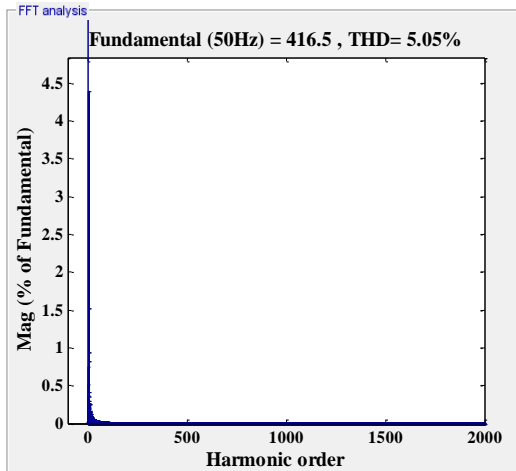
شکل ۱۱. افزایش دمای سیم‌پیچی‌های استاتور در مرجع [۴]؛ آبی (فاز R)، سبز (فاز S)، قرمز (فاز T)

شکل‌های (۱۴) و (۱۵) به طور یکجا جریان حلقه‌های فرضی روتور را به ترتیب در این مقاله و مرجع [۴] نشان می‌دهند. شکل‌های (۱۶) تا (۲۲) شکل موج‌های قسمت‌های مختلف منبع تغذیه ارائه شده در شکل (۹) را نشان می‌دهند. در این شکل‌ها نتایج فقط برای یکی از فازها (فاز R) آورده شده است.

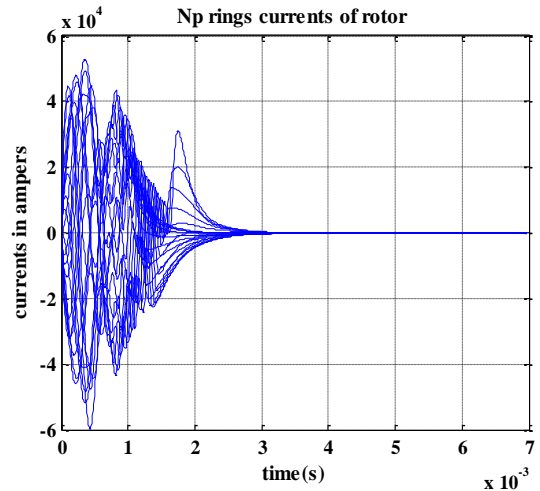


شکل ۱۴. جریان حلقه‌های فرضی روتور در این مقاله

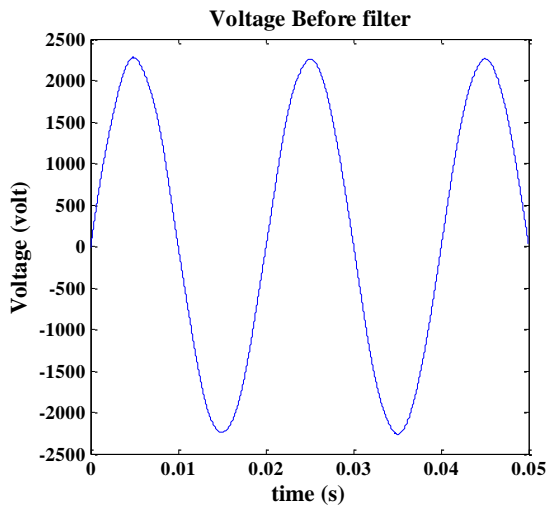
شکل‌های (۱۲) و (۱۳)، منحنی‌های دمای حلقه‌های فرضی پرتابه را به ترتیب در این مقاله و مرجع [۴] نشان می‌دهند. همان‌طور که ملاحظه می‌شود این دو شکل با تقریب خوبی مشابه یکدیگر می‌باشند. دمای بیشینه در شکل (۱۲)، کمی بیش‌تر از شکل (۱۳) است که دلیل آن تفاوت کمی در مقدار جریان در این دو حالت است که به‌خاطر استفاده از منبع تغذیه است، بدیهی است که در حالت استفاده از منبع تغذیه کمی از حالت ایده‌آل فاصله بگیریم ولی همان‌طور که از این شکل‌ها معلوم است با تقریب خوبی نتایج در حالت استفاده از منبع تغذیه نزدیک به نتایج حالت بدون منبع تغذیه است. روند افزایش دما در اینجا نیز نوسانی است که به دلیل نوسانی بودن جریان القایی در حلقه‌های فرضی پرتابه است. با خارج شدن حلقه فرضی از داخل استاتور جریان آن با نرخ بیش‌تر و بدون نوسان شروع به کاهش می‌کند که همین امر باعث نداشتن نوسان و کاهش شیب افزایش در بخش انتهایی منحنی دما می‌شود. تفاوت در ابتدای منحنی دمای حلقه‌های فرضی به دلیل تفاوت جریان گذرا است که در ابتدا اتفاق می‌افتد.



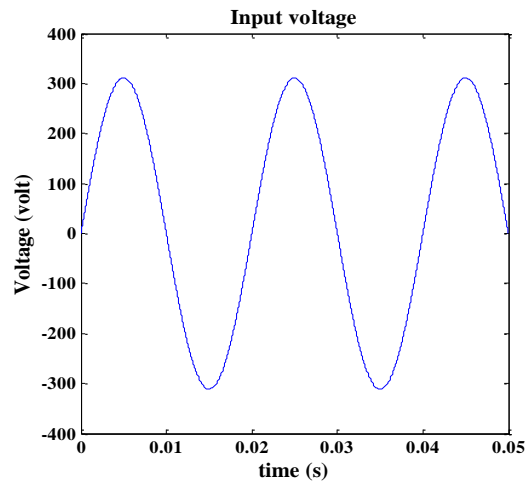
شکل ۱۸. تحلیل هارمونیک جریانی ورودی



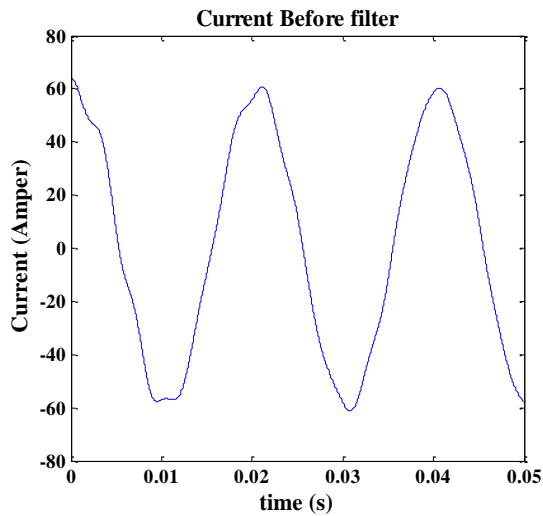
شکل ۱۵. جریان حلقه‌های فرضی روتور در مرجع [۴]



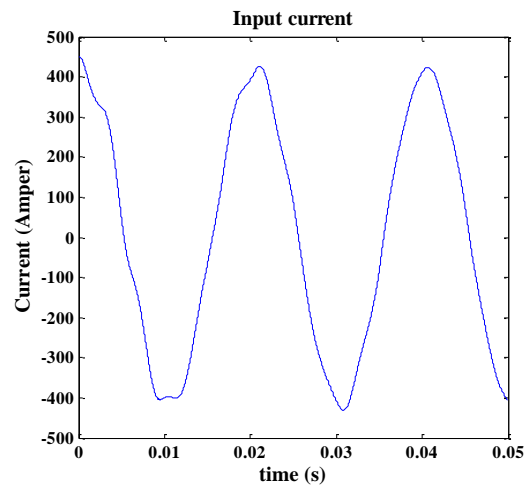
شکل ۱۹. شکل موج ولتاژ قبل از فیلتر LC (نقطه ۲ در شکل ۹)، فاز R



شکل ۱۶. شکل موج ولتاژ ورودی (نقطه ۱ در شکل ۹)، فاز R



شکل ۲۰. شکل موج جریان قبل از فیلتر LC (نقطه ۲ در شکل ۹)، فاز R

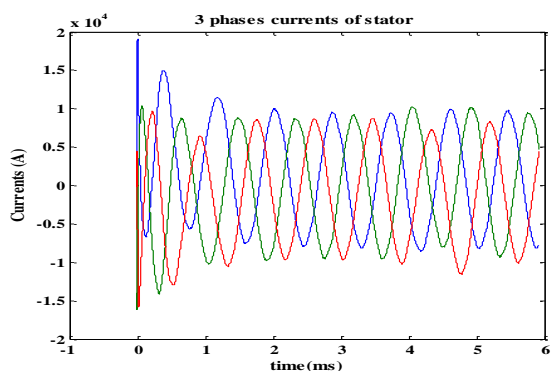


شکل ۱۷. شکل موج جریان ورودی (نقطه ۱ در شکل ۹)، فاز R

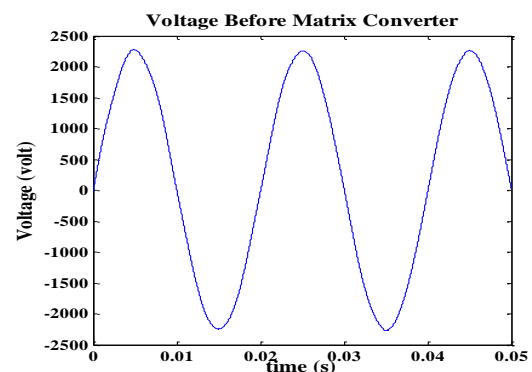
پراکندگی هارمونیک حدود ۵ درصد است که مقدار پایینی است و مشکلی برای شبکه به وجود نخواهد آورد.

شکل های (۲۰) و (۲۲) جریان فاز R را به ترتیب قبل از فیلتر و قبل از مبدل ماتریسی (نقطه ۲ و ۳ در شکل (۹)) نشان می دهند همان طور که ملاحظه می شود فیلتر ورودی کارایی بالایی دارد و جریان را تا حد زیادی به شکل موج سینوسی نزدیک می کند.

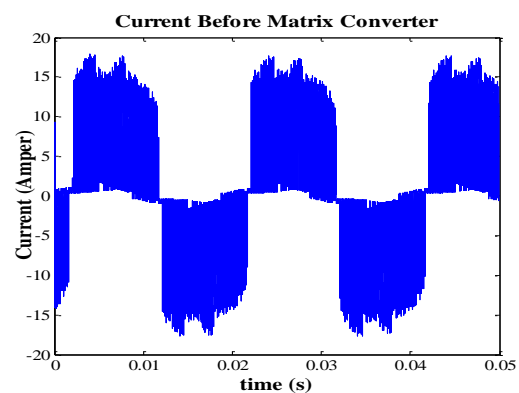
باتوجه به نتایج نشان داده شده در شکل های قبلی مشاهده می شود که نتایج طرح ارائه شده در این مقاله تا حدود زیادی نزدیک به نتایج مرجع [۴] است. البته ضروری است این نکته در نظر داشته شود که در مرجع [۴] و طرح های قبلی از منبع تغذیه استفاده نشده بود و ولتاژ به صورت ایده آل در نظر گرفته شده بود، پس طبیعی است که در هنگام استفاده از منبع تغذیه نتایج از حالت ایده آل فاصله بگیرند. ولی همان طور که در شکل های قبل نشان داده شد نتایج در حد قابل قبولی می باشند و باتوجه به مزایای وجود منبع تغذیه استفاده از آن را در طراحی پرتابگر الکترومغناطیسی کوبلی - القایی توجیه می کنند. شایان ذکر است و همان طور که در جدول (۲) ذکر شده است مقدار بیشینه ولتاژ موتور القایی خطی لوله ای در مرجع [۴] ۲۰۰۰ ولت در نظر گرفته شده است، ولی در این مقاله به دلیل این که با در نظر گرفتن ولتاژ ۲۰۰۰ ولت مقدار جریان موتور القایی از مقدار آن در مرجع [۴] بیشتر می شد مقدار ولتاژ برابر ۱۵۰۰ ولت بیشینه در نظر گرفته شده است تا جریان موتور با تقریب خوبی برابر جریان در مرجع [۴] باشد. شکل (۲۴) جریان های سه فاز استاتور را نشان می دهد.



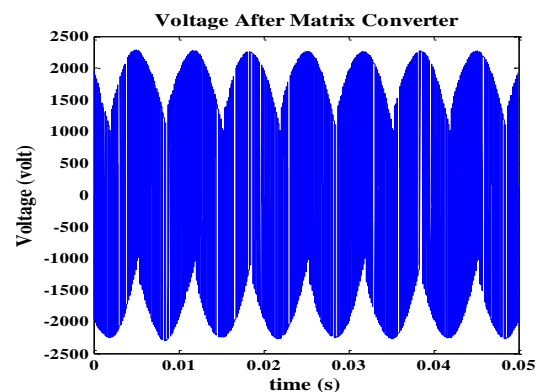
شکل ۲۴. نمودار جریان های سه فاز استاتور؛ آبی (فاز R)، سبز (فاز S)، قرمز (فاز T)



شکل ۲۱. شکل موج ولتاژ قبل از مبدل ماتریسی (نقطه ۳ در شکل (۹)، فاز R)



شکل ۲۲. شکل موج جریان قبل از مبدل ماتریسی (نقطه ۳ در شکل (۹)، فاز R)



شکل ۲۳. شکل موج ولتاژ بعد از مبدل ماتریسی (نقطه ۴ در شکل (۹)، فاز R)

ولتاژ ورودی در شکل (۱۶) نشان داده شده است که همان برق شهر با مقدار مؤثر ۲۲۰ ولت است. شکل (۱۷) جریان ورودی را نشان می دهد به دلیل این که این جریان، جریانی است که از شبکه برق گرفته می شود؛ بسیار حائز اهمیت است که دارای مجموع پراکندگی هارمونیک پایینی باشد؛ به همین جهت جریان ورودی در شکل (۱۸) تحلیلی هارمونیک شده است. همان طور که در شکل (۱۸) نشان داده شده است، جریان ورودی دارای مجموع

۷. نتیجه‌گیری

موضوع فناوری پرتاب الکترومغناطیسی در چند دهه اخیر به‌طور جدی مورد توجه قرار گرفته است. منبع تغذیه بخش حساس و قابل توجهی از این پرتابگرها را تشکیل می‌دهد. در منابع تغذیه قبلی مورد استفاده در پرتابگرهای کوپلی-القایی از روش غیرمستقیم برای تغذیه پرتابگر استفاده شده بود، یعنی از عناصر ذخیره‌کننده انرژی استفاده شده بود که انرژی را در موقع مورد نیاز تخلیه می‌کرد. این روش دارای معایبی است که از جمله مهم‌ترین آن‌ها استفاده از المان‌های ذخیره‌کننده انرژی مثل خازن‌ها و سلف‌ها است که موجب حجیم‌تر و سنگین‌تر شدن منبع تغذیه و محدود شدن کاربرد آن‌ها می‌شود. در این مقاله طرحی ارائه شد که با استفاده از آن بدون استفاده از هیچ المان ذخیره‌کننده انرژی‌ای مشخصات مطلوب برای پرتابگر کوپلی القایی حاصل شد. این طرح با استفاده از مبدل ماتریسی که به‌صورت مستقیم فرکانس برق شهر را به فرکانس مورد نظر تبدیل کرده و در عین حال از هیچ المان ذخیره‌کننده انرژی استفاده نمی‌کند، انجام شده است. طرح پیشنهادی در نرم‌افزار متلب مورد تحلیل قرار گرفت و نشان داده شد که مشخصات مورد نیاز پرتابگر را به‌دست می‌دهد و عملکرد مطلوبی را برای آن به ارمغان می‌آورد.

۸. مراجع

- [10] Cowan, M.; Cnare, E. C.; Duggin, B. C.; Kaye, R. J.; Tucker, T. J. "The Reconnection Gun"; IEEE T. Magn. 1986, 22, 1429-1434.
- [11] Elliott, G. "Travelling-Wave Inductive Launchers"; IEEE T. Magn. 1989, 25, 159-163.
- [12] Mongeau, P.; Snow, W.; Colello, G.; Rezza, P.; Kolm, H. "Coilgun Technology Evolution"; 4th Symposium on Electromagnetic Launcher Technology, Austin, Texas, 1988, 12-14.
- [13] Elliott, G. "Study of Advanced Electromagnetic Launchers"; Progress Report No. 5, JPL, California Institute of Technology, 1988.
- [14] Zabar, Z.; Lu, X. N.; He, J. L.; Birenbaum, L.; Levi, E.; Kuznetsov, S. B.; Nahemow, M. D. "Test Results for Three Prototype Models of a Linear Induction Launcher"; IEEE T. Magn. 1991, 27, 558-562.
- [15] Ingram, M. W.; Andrews, J. A.; Bresie, D. A. "An Actively Switched Pulsed Induction Accelerator"; IEEE T. Magn. 1991, 27, 591-595.
- [16] Zabar, Z.; Joshi, P. N. "Power Conditioning for a Coil-Gun"; 6th IEEE Pulsed Power Conf. Arlington VA. 1987.
- [17] Mongeau, P.; Williams, F. "Arc-Commutated Launcher"; IEEE T. Magn. 1982, 18, 42-45.
- [18] Driga, M. D.; Weldon, W. F.; Woodson, H. H. "Electromagnetic Induction Launchers"; IEEE T. Magn. 1986, 22, 1453-1458.
- [19] Wheeler, P. W.; Empringham, L.; Apap, M.; de Lilo, L.; Clare, J. C.; Bradley, K.; Whitly, C.; Towers, G. "A Matrix Converter Motor Drive for an Aircraft Actuation System"; Proc. of the 2003 European Conference on Power Electronics and Application, EPE 2003, Toulouse, France, 2003, 2-4.
- [20] Bhangu, B. S.; Snary, P.; Bingham, C. M.; Stone, D. A. "Sensorless Control of Deep-Sea ROVs PMSMs Excited by Matrix Converter"; Proc. of the 2005 European Conference on Power Electronics and Application, EPE, Dresden, Germany, 2005.
- [21] Jussila, M. "Comparison of Space-Vector-Modulated Direct and Indirect Matrix Converter in Low-Power Applications"; Ph.D. Thesis, Tampere University of Technology, Tampere, Finland, 2007.
- [22] Arevalo, S. L. "Matrix Converter for Frequency Changing Power Supply Applications"; Ph.D. Thesis, University of Nottingham, 2008.
- [23] Alesina, A.; Venturini, M. "Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of 9-Switches Direct PWM AC-AC Converters"; 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference 1988, 2, 1284-1291.
- [24] Helle, L.; Larsen, K. B.; Jorgensen, A. H.; Munk-Nielsen, S.; Blaabjerg, F. "Evaluation of Modulation Schemes for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters"; IEEE T. Industrial Electronics 2004, 51, 158-171.
- [25] Klumpner, C.; Blaabjerg, F.; Boldea, I.; Nielsen, P. "A New Modulation Method for Matrix Converters"; 36th IAS Annual Meeting. IEEE Industry Applications Conference 2004, 4.
- [26] He, J. L.; Zabar, Z.; Levi, E.; Birenbaum, L. "Transient Performance of Linear Induction Launchers Fed by Generators and by Capacitor Banks"; IEEE T. Magn. 1991, 27, 585-590.
- [1] Elliott, G. "Travelling-Wave Inductive Launchers"; IEEE T. Magn. 1989, 25, 159-163.
- [2] Driga, M. D.; Fair, H. D. "Advanced Concepts for Electromagnetic Launcher Power Supplies Incorporating Magnetic Flux Compression"; IEEE T. Magn. 1991, 27, 350-355.
- [3] Burgess, T. J.; Cnare, E. C.; Oberkampf, W. L.; Beard, S. G.; Cowan, M. "The Electromagnetic θ Gun and Tubular Projectiles"; IEEE T. Magn. 1982, 18, 46-59.
- [4] Haghmaram, R. "Dynamic Modelling of Tubular Linear Induction Motor System with Sinusoidal Power Supply and Transient States Study in Serial Launches"; Ph.D. Thesis, Iran University of Science & Technology, Tehran, 2006.
- [5] Snow, W. R. "Advanced Electromagnetic Gun Design"; Coilgun Final Report, Electromagnetic Launch Research, Inc. Cambridge, Mass. 1987.
- [6] Zabar, Z.; Joshi, P. N. "Power Conditioning for a Coil-Gun"; 6th IEEE Pulsed Power Conf. Arlington VA. 1987.
- [7] Mongeau, P.; Williams, F. "Arc-Commutated Launcher"; IEEE T. Magn. 1982, 18, 42-45.
- [8] Driga, M. D.; Weldon, W. F.; Woodson, H. H. "Electromagnetic Induction Launchers"; IEEE T. Magn. 1986, 22, 1453-1458.
- [9] He, J. L.; Levi, E.; Zabar, Z.; Birenbaum, L. "Concerning the Design of Capacitively-Driven Induction Coil-Guns"; IEEE T. Plasma Sci. 1989, 17, 429-438.