کنترل مستقیم گشتاور و ضریب توان یک موتور القایی با خطی سازی ورودی-خروجی با استفاده از مبدل ماتریسی

غلامرضا عرب مارکده[1] محمد صدوق[2]

۱- استادیار- دانشکده فنی- دانشگاه شهرکرد- شهرکرد- ایران
و عضو قطب علمی آنالیز غیرخطی، بهینه‌سازی و کنترل– شهرکرد-ایران
arab-gh@eng.sku.ac.ir
۲- دانشجوی کارشناسی ارشد- دانشکده فنی- دانشگاه شهرکرد- شهرکرد- ایران
Sadogh2306@yahoo.com

چکیده:روش کنترل مستقیم گشتاور دستیابی به عملکرد مناسب کنترل گشتاور موتور بدون نیاز به حسگر سرعت را فراهم می کند. استفاده از مبدل AC-DC-AC برای تغذیه موتور، با تزریق هارمونیک زیاد به شبکه همراه می باشد. استفاده از مبدل ماتریسی می تواند توان مورد نیاز موتور را با ضریب توان واحد از شبکه AC تامین نماید. دراین مقاله کنترل مستقیم گشتاور، شار استاتور وضریب توان ورودی موتور القایی با فرکانس کلیدزنی ثابت با استفاده از کنترل کننده مبتنی بر خطی سازی ورودی- خروجی به کمک مبدل ماتریسی با ۹ سوئیچ یک جهته ارائه شده است و نتایج آن با روش DTC کلاسیک مبتنی بر مبدل ماتریسی ۱۸ سوئیچ یک جهته مقایسه شده است. نتایج شبیه سازی حاکی از عملکرد مناسب این کنترل کننده می باشد.

کلمات کلیدی:کنترل مستقیم گشتاور، مبدل ماتریسی، خطی سازی ورودی-خروجی، ضریب توان، موتور القائی.

تاریخ ارسال مقاله : ۱۳۸۷/۸/۵
تاریخ پذیرش مقاله : ۱۳۸۹/۸/۸
نام نویسنده‌ی مسئول : دکتر غلامرضا عرب مارکده
نشانی نویسنده‌ی مسئول : دانشکده فنی- دانشگاه شهرکرد- شهرکرد- ایران

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

۱- مقدمه

روش کنترل مستقیم گشتاور برای اولین بار در سال ۱۹۸۶ توسط تاکاهاشی مطرح شد[۱و۲]. با استفاده از این روش، امکان دستیابی به عملکرد مناسب کنترل گشتاور موتور بدون نیاز به حسگر سرعت فراهم می شود. از طرف دیگر این روش دارای معایب شناخته شده زیر می باشد:

۱) پیچیدگی کنترل شار و گشتاور در سرعتهای بسیار پایین
۲) تضاریس یا ضربانهای زیاد جریان و گشتاور
۳) فرکانس کلید زنی متغیر
۴) میزان زیاد اغتشاش در سرعتهای کم
۵) عدم امکان کنترل مستقیم بر روی جریان

در دهه اخیر تحقیقات گسترده ای در راستای بهبود مشکلات فوق الذکر انجام شده است. استفاده از جداول کلیدزنی اصلاح شده، اصلاح الگوهای کلیدزنی، اصلاح مقایسه کننده ها، با (بدون) محدود کننده هیسترزیس دو و سه سطحی، اعمال روشهای فازی و عصبی- فازی، استفاده از تخمین گرهای اصلاح شده شار برای بهبود عملکرد آنها در سرعت های پائین و بالاخره اعمال روشهای مبتنی بر PWM و SVM برای تثبیت فرکانس کلیدزنی مطرح شده اند.

در سال های اخیر با توجه به پیشرفت های به دست آمده در الکترونیک قدرت کاربرد درایوهای سه فاز افزایش یافته است. در این بین استفاده از مبدل های ماتریسی به علت مزایای موجود در آن مورد توجه بیشتری قرار گرفته است[۳]. مزیت استفاده از مبدلهای ماتریسی در محرکه های الکتریکی در این است که با وجود حجم کوچکتر مبدل و عدم نیاز به خازن لینک DC امکان انتقال دوطرفه توان الکتریکی از شبکه AC به موتور و بالعکس را فراهم می کند و همزمان ضریب توان ورودی نزدیک واحد می گردد. از طرفی از تزریق هارمونیک به شبکه AC نیز جلوگیری می شود.

با توجه به مزایای روش کنترل مستقیم گشتاور، اولین بار در سال ۲۰۰۱ آقای Casadei و همکاران، روش کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی را با استفاده از مبدل ماتریسی مطرح نمودند[۴]. در این روش علاوه بر کنترل شار استاتور و گشتاور موتور، ضریب توان ورودی نیز اصلاح شده است.

روش خطی سازی ورودی خروجی که با استفاده از تغییر متغیرهای غیر خطی، امکان کنترل موتور القایی را با ایده کنترل سیستمهای خطی فراهم میکند نخستین بار توسط مارینو در سال ۱۹۹۳ مطرح گردید[۵].

در این مقاله ابتدا به بررسی روش مرجع [۴] که ما آنرا کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با مبدل ماتریسی ۱۸ سوئیچه می نامیم پرداخته و سپس با استفاده از روش خطی سازی ورودی-خروجی روش جدید دیگری برای کنترل گشتاور موتورالقایی تغذیه شده با مبدل ماتریسی ۹ سوئیچه ارائه می شود که علاوه بر مزایای روش Casadei همچون اصلاح ضریب توان ورودی، مزایای عمده دیگری نظیر تثبیت فرکانس کلیدزنی، کاهش ضربان گشتاور و کاهش فرکانس نمونه برداری از جریانهای استاتور و مهمتر از همه کاهش تعداد سوئیچها را نیز به دنبال دارد.

۲- کنترل‌مستقیم‌گشتاورباmبدل ماتریسی

۲-۱- مبدل ماتریسی مورد استفاده در کنترل مستقیم گشتاور

مبدل های ماتریسی مجموعه ای از سوییچ های نیمه هادی کنترل شونده می باشند که مستقیماً منبع سه فاز را به بار سه فاز متصل می کنند. این مبدلها خصوصیات جالبی دارند که باعث شده در دو دهه اخیر مورد توجه بیشتری قرار گیرند. تولید ولتاژ با دامنه و فرکانس دلخواه، جریان ورودی و خروجی سینوسی، امکان اصلاح ضریب توان ورودی به یک و عدم نیاز به خازن لینک DC از مزایای این مبدلها می باشند.

دو روش برای کنترل مبدلهای ماتریسی وجود دارد. روش اول که به روش مستقیم معروف است براساس تخمین تابع انتقال بین ورودی و خروجی مبدل می باشد. روش های مدولاسیون که بر پایه روش Venturini می باشند در این دسته قرار دارند[۶،۷]. روش دوم که متبنی بر لینک DC فرضی می باشد به روش غیر مستقیم معروف است که الگوریتم کنترل آن ساده تر بوده و ماکزیمم ولتاژ خروجی آن بدون افزودن هارمونیک سه بیشتر از روش اول است [۸]. در مرجع [۱۲] مقایسه خوبی بین روشهای کنترل مبدلهای ماتریسی صورت گرفته است. از نظر ساختاری نیزساختارهای الکترونیک قدرت مختلفی برای مبدلهای ماتریسی پیشنهاد شده است و تلاشهای زیادی برای ساده کردن و کاهش تعداد سوئیچهای آن صورت گرفته است. در این میان کاهش سوئیچهای این مبدل به ۱۵و ۱۲ و حتی ۹ سوئیچ مورد بررسی قرار گرفته است[۹]. در ابتدایی ترین نوع این مبدلها که در شکل (۱) ترسیم شده است ۹ سوئیچ دو جهته (۱۸ سوئیچ یک جهته) وجود دارد که ارتباط بین هر فار دلخواه از ورودی را به فاز دیگری از خروجی برقرار می کنند. این سوئیچها الزاما" باید قابلیت انتقال جریان در هر دو جهت را دارا باشند و لذا برای هر سوئیچ می توان از ترکیب سری دو سوئیچ بصورت معکوس همراه با دیودهای هرزگرد موازی شده بدین منظور استفاده کرد.

در مبدلهای ماتریسی همیشه باید دو قانون زیر برقرارباشد:

۱) از آنجا که بار مبدلهای ماتریسی معمولا سلفی است لذا برای جلوگیری از وقفه جریان لازم است در هر لحظه حداقل یکی از کلیدهای متصل به فاز خروجی روشن باشد.

۲) با توجه به تغذیه این مبدلها توسط منبع ولتاژ هیچیک از فازهای ورودی نباید اتصال کوتاه شوند.

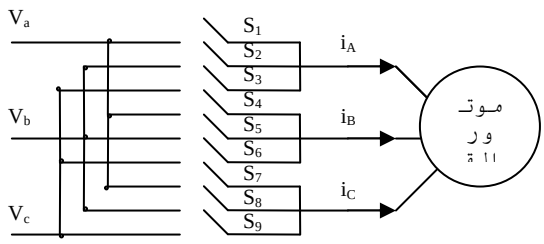
بر اساس این دو قانون ۲۷ حالت مجاز کلید زنی باقی می مانند که ۲۷ بردار ولتاژ خروجی را بر اساس رابطه زیر تولید می کنند.

$$\bar{v}_o = \frac{2}{3}(v_A + a.v_B + a^2.v_C) \qquad a = e^{(j2\pi/3)} \qquad (۱)$$

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.8- No.1 Spring & Summer 2011

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

در رابطه بالا به ترتیب V_A و V_B و V_C ولتاژهای سه فاز خروجی و $\overline{V}_o$ بردار ولتاژ خروجی می باشد.

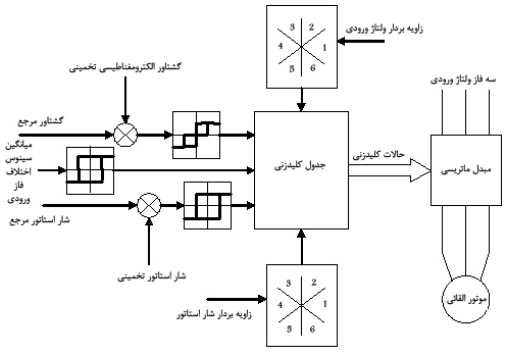


شکل(۱): مبدل ماتریسی کلاسیک

این ۲۷ حالت به ۳ گروه تقسیم می شوند. در گروه اول بردارهای ولتاژ خروجی شامل شش بردار با دامنه برابر و توالی فاز مثبت یا منفی هستند. در گروه دوم ۱۸ بردار وجود دارد که در ۶ جهت متفاوت می باشند و فاز ثابت و اندازه متغیر دارند. در گروه سوم سه بردار وجود دارد که ولتاژ خروجی صفر را تولید می کنند. در این گروه هر سه فاز خروجی به یک فاز مشترک ورودی متصلند. در روش کنترل مستقیم گشتاور با مبدل ماتریسی فقط از بردارهای گروه های دوم و سوم استفاده می شود.

۲-۲- کنترل مستقیم گشتاور با مبدل ماتریسی

در شکل (۲) بلوک دیاگرام کلی کنترل مستقیم گشتاور با مبدل ماتریسی نشان داده شده است[۴] .



شکل (۲): کنترل مستقیم گشتاور با مبدل ماتریسی

در اینجا در ابتدا مانند کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک خطای گشتاور موتور و شار استاتور وارد مقایسه کننده های هیسترزیس می شود و با استفاده از جدول کلیدزنی کلاسیک یک بردار ولتاژ به دست می آید. در مرحله بعد با توجه به اینکه باید میانگین سینوس زاویه بین ولتاژ و جریان ورودی صفر باقی بماند میانگین این مقدار به یک مقایسه کننده هیسترزیس دو سطحی وارد می شود و با توجه به بردار به دست آمده از مرحله قبل وسکتور بردار جریان ورودی و با استفاده از جدول ذکر شده در مرجع [۴] وضعیت مناسب سوئیچهای مبدل به دست می آید. برای به دست آوردن میانگین $\sin(\Psi_i)$ نیز از یک فیلتر پایین گذر استفاده می شود.

در این روش برای تخمین گشتاور موتور و شار استاتور، ولتاژ ورودی و جریان خروجی مبدل را اندازه گیری کرده و با توجه به وضعیت کلیدها ولتاژ خروجی و جریان ورودی محاسبه می شوند.

از آنجاییکه کنترل وضعیت سوئیچها در این روش بستگی به مقادیر لحظه ای خطای گشتاور موتور و شار استاتور دارد لذا فرکانس کلیدزنی آن ثابت نمی باشد و این مسئله باعث افزایش ریپل گشتاور شده و فیلتر کردن هارمونیکهای جریان را برای اندازه گیری مشکلتر می کند.

۳- روش کنترل مستقیم گشتاور با خطی سازی ورودی-خروجی

مدل یک موتور القائی سه فاز در مختصات ساکن با در نظر گرفتن جریانها و شارهای دو محوری استاتور به عنوان متغیرهای حالت، ولتاژهای دو محوری استاتور به عنوان ورودی و گشتاور الکترومغناطیسی و مربع اندازه بردار شار استاتور به عنوان خروجیهای سیستم به صورت زیر بیان می شود:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x).v_{ds} + g_2(x).v_{qs} \qquad (۲)$$

که بردار متغیرهای حالت x عبارت است از:

$$x = [\, i_{ds} \quad i_{qs} \quad \lambda_{ds} \quad \lambda_{qs} \,]^T$$

$$g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sigma} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad g_2(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma} \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (۳)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{R_r}{L_r}\frac{L_s}{\sigma}) i_{ds} - \omega_r . i_{qs} + \frac{R_r}{\sigma . L_r}\lambda_{ds} + \frac{\omega_r}{\sigma}\lambda_{qs} \\ -(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{R_r}{L_r}\frac{L_s}{\sigma}) i_{qs} - \omega_r . i_{ds} + \frac{R_r}{\sigma . L_r}\lambda_{qs} + \frac{\omega_r}{\sigma}\lambda_{ds} \\ -R_s . i_{ds} \\ -R_s . i_{qs} \end{bmatrix} \qquad (۴)$$

$$y_1 = T_e = \frac{3P}{2}(\lambda_{ds} . i_{qs} - \lambda_{qs} . i_{ds}) \qquad (۵)$$

$$y_2 = |\lambda_s|^2 = (\lambda_{ds}{}^2 + \lambda_{qs}{}^2)$$

در روابط بالا P تعداد قطب، T_e گشتاور الکترومغناطیسی، λ_s اندازه شار استاتور و i_{ds} و i_{qs} و λ_{ds} و λ_{qs} به ترتیب جریان و شار استاتور در راستای محورهای d و q می باشند. همچنین R_S و R_r و L_S و L_r به ترتیب مقاومت استاتور و روتور و اندوکتانس روتور و استاتور هستند. از طرفی ω_r، فرکانس زاویه ای روتور و $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s . L_r$ ضریب نشتی شار می باشند.

در سیستم کنترل مستقیم گشتاور و شار استاتور اگر $|\lambda_{sref}|^2$ و $T_{e\,ref}$ به ترتیب مربع شار مرجع استاتور و گشتاور مرجع باشند، خطای کنترل خروجیها به صورت زیر خواهد بود:

$$e_1 = y_1 - T_{eref}$$
$$e_2 = y_2 - |\lambda_{sref}|^2 \qquad (۶)$$

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.8- No.1- Spring & Summer 2011
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

از معادلات (۲) و (۳) با در نظر گرفتن پارامترهای نامی، دینامیک خروجیهای سیستم عبارت است از:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f y_1 \\ L_f y_2 \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (۷)$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{3P}{2}(x_2 - \frac{x_4}{\sigma}) & \frac{-3P}{2}(x_1 - \frac{x_3}{\sigma}) \\ 2x_3 & 2x_4 \end{bmatrix} \quad (۸)$$

$$L_f y_1 = \frac{3P}{2}[\frac{R_s + \sigma L_s}{\sigma}(x_1 x_4 - x_2 x_3) + \omega_r(x_2 x_4 + x_1 x_3) - \frac{\omega_r}{\sigma}(x_3^2 + x_4^2)]$$
$$L_f y_2 = -2R_s(x_1 x_3 + x_2 x_4) \quad (۹)$$

با استفاده از معادلات موتور در دستگاه ساکن می توان درترمینان D(x) را به صورت حاصلضرب داخلی بردارهای شار استاتور و شار روتور بدست آورد و چون حاصلضرب داخلی بردارهای شار استاتور و شار روتور از نظر فیزیکی غیر صفر است، ماتریس D(x) یک ماتریس ناویژه بوده و اگر قانون کنترل سیستم فوق به صورت زیر در نظر گرفته شود:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = D^{-1}(x)\left(\begin{bmatrix} -L_f y_1 \\ -L_f y_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} \right) \quad (۱۰)$$

سیستم غیر خطی (۷) به صورت(۱۱) خطی می گردد.

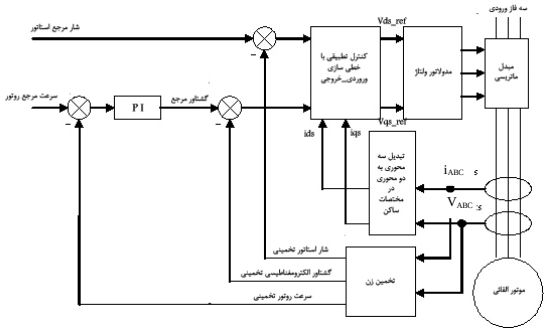
$$\begin{cases} \dot{y}_1 = v_a \\ \dot{y}_2 = v_b \end{cases} \quad (۱۱)$$

که V_a و V_b ورودیهای کنترلی کمکی بوده و برای جایابی مناسب قطبهای سیستم خطی شده استفاده می شوند.

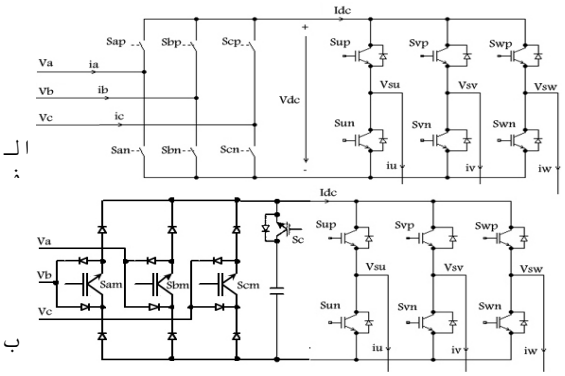
$$\frac{d}{dt}(T_e - T_{eref}) = -K_a(T_e - T_{eref})$$
$$\frac{d}{dt}(|\lambda_s|^2 - |\lambda_{sref}|^2) = -K_b(|\lambda_s|^2 - |\lambda_{sref}|^2) \quad (۱۲)$$

در این مقاله مقادیر Ka=1000 و Kb=1200 گرفته شده است. در سیستم فوق در لحظه اولیه شرط ناویژه بودن ماتریس D(x) نقض می شود که برای جلوگیری از هر گونه مشکلی در لحظه اول کافی است در لحظه راه اندازی مقدار اولیه غیر صفر کوچکی به عنوان خروجی کنترل کننده در نظر گرفته شود.

بلوک دیاگرام کلی این روش در شکل(۳) نشان داده شده است.



شکل(۳): بلوک دیاگرام کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی تغذیه شده با میدل ماتریسی با کنترل کننده مبتنی برخطی سازی ورودی-خروجی



شکل (۴):مبدل ماتریسی الف)۱۲ سوئیچه ب) مبدل ماتریسی ۹ سوئیچه با مدار کلمپ

مانند مبدل کلاسیک دارای مزایایی همچون ورودی و خروجی سینوسی، ضریب توان ورودی قابل تنظیم و عدم نیاز به خازن لینک DC می باشد. غیر از موارد بالا این مبدل مزایای منحصر به فردی همچون کموتاسیون بهتر و ایمن تر، تعداد سوئیچهای کمتر و مدار کلمپ ساده تر را دارد.

به منظور کاهش تعداد سوئیچهای این مبدل یک ساختار ۹ سوئیچه توسط آقای Lipo ارائه شده است[۹] . عیب بزرگ این مبدل در این است که جریان لینک DC آن نباید منفی شود زیرا هیچ مسیری برای جریان منفی درطرف یکسو کننده مبدل وجود ندارد. همچنین باید ضریب توان بار در خروجی این مبدل بزرگتر از ۰،۸۶۶ باشد که برای بارهای موتوری بویژه در شرایط راه اندازی غیر ممکن است.

جهت حل این مشکل همانند شکل (۴-ب) یک مدار کلمپ ساده به مبدل افزوده شده است. این مدار کلمپ به مبدل این امکان را می دهد که در صورت منفی شدن جریان لینک DC جریان به خازن کلمپ وارد شود. با این وجود این جریان نیز نمی تواند به طور دائمی منفی باشد زیرا خازن نمی تواند به طور دائمی شارژ گردد. بنابراین عملکرد این مبدل در ضریب توانهای خیلی کم با مشکل روبرو می شود. جهت حل این مشکل علاوه بر مدار کلمپ دیود و خازن، یک سوئیچ نیز به مدار کلمپ افزوده می شود تا به مبادله توان بین خازن کلمپ و مبدل بپردازد[۱۰]. عملکرد این مدار به این صورت است که زمانی که مبدل شروع به کار می

۳-۱- مبدل ماتریسی استفاده شده در روش کنترل مستقیم گشتاور با خطی سازی ورودی_خروجی

مبدل ماتریسی شکل (۴-الف) نوع جدیدی از مبدلهای ماتریسی است که بعد از مبدل ماتریسی کلاسیک ارائه شده است[۸] . این نوع مبدل

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

کند همه سوئیچهای طرف خط روشن می شود و خازن کلمپ تا حد ماکزیمم شارژ می شود. در شرایط خطا همه سوئیچهای مبدل به سرعت خاموش شده و انرژی ذخیره شده در بار القائی در خازن کلمپ تخلیه می شود. درشرایط عادی اگر ولتاژ کلمپ بزرگتر از ولتاژ آستانه (V_{th}) شد کلید S_c روشن می شود. در این حالت دیودهای طرف خط بایاس معکوس می شوند و ولتاژ خازن کلمپ شروع به کاهش می کند زیرا در این حالت خازن کلمپ توان بار را تامین می کند. درشرایط عادی اگر ولتاژ کلمپ کمتر از ولتاژ آستانه (V_{th}) گردد کلید S_c خاموش می شود و دیودهای طرف خط دوباره شروع به هدایت می کنند.

۳-۲- کلیدزنی مورد استفاده در مبدل ۹ سوئیچه

در این قسمت توضیح مختصری در مورد روش کلیدزنی در مبدل ماتریسی ۹ سوئیچه و چگونگی هم فاز نمودن ولتاژ و جریان ورودی مبدل داده می شود. همانطور که در شکل ۴ مشاهده می شود این مبدل از یک اینورتر و یک یکسوکننده تشکیل شده است. مزیت اصلی یکسوکننده مورد استفاده در اینجا این است که علاوه بر اینکه ولتاژخروجی آن مثبت و در مقدار حداکثر خود است جریان ورودی به صورت سینوسی بوده و ضریب توان ورودی واحد می باشد.

فرض کنید که ولتاژهای ورودی و جریانهای خروجی مبدل به صورت زیر باشند.

$$\begin{aligned} V_{sa} &= V_m.\cos(\theta_a) = V_m.\cos(\omega_i t) \\ V_{sb} &= V_m.\cos(\theta_b) = V_m.\cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} &= V_m.\cos(\theta_c) = V_m.\cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \qquad (۱۳)$$

$$\begin{aligned} i_{su} &= I_o.\cos(\omega_o t + \varphi_0) \\ i_{sv} &= I_o.\cos(\omega_o t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{sw} &= I_o.\cos(\omega_o t + \varphi_0 + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \qquad (۱۴)$$

در رابطه بالا ω_i و ω_o به ترتیب فرکانس زاویه ای ورودی و خروجی، I_oو V_m به ترتیب دامنه جریان خروجی و ولتاژ ورودی و φ_0 اختلاف زاویه ولتاژ و جریان خروجی می باشند.

۳-۲-۱- روش کلیدزنی قسمت یکسوکننده

به منظور ساده کردن محاسبات فرض می شود که هیچ فیلتر ورودی وجود ندارد. از طرفی ابتدا تحلیلها روی مبدل شکل (۴-الف) بیان می شود و سپس به مبدل ۹ سوئیچه شکل(۴-ب) تعمیم داده می شود.

از آنجا که ولتاژهای خط ورودی متعادلند دو حالت برای ولتاژهای فاز ورودی اتفاق می افتد:

۱. دو ولتاژ مثبت و یکی منفی باشد.

فرض می شود که فازهای AوB مثبت باشند و فاز C منفی باشد. در این حالت کلید Scn هدایت می کند و کلیدهای Sap و Sbp مدوله می شوند. زمان روشن بودن سوئیچهای Sap و Sbp برابراست با:

$$d_{ac} = -\frac{\cos(\theta_a)}{\cos(\theta_c)}, d_{bc} = -\frac{\cos(\theta_b)}{\cos(\theta_c)} \qquad (۱۵)$$

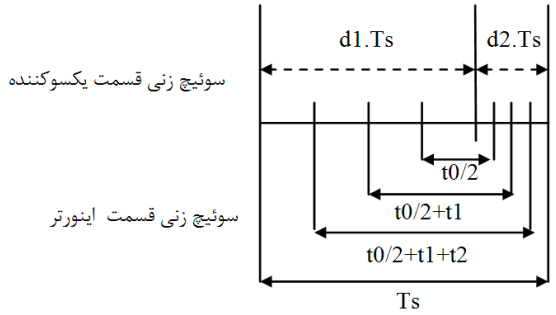
۲. دو ولتاژمنفی و یکی مثبت باشد.

فرض می شود که فازهای AوB منفی باشند و فاز C مثبت باشد. در این حالت کلید Scp هدایت می کند و کلیدهای San و Sbn مدوله می شوند. زمان روشن بودن سوئیچ San و Sbn برابراست با:

$$d_{ac} = -\frac{\cos(\theta_a)}{\cos(\theta_c)}, d_{bc} = -\frac{\cos(\theta_b)}{\cos(\theta_c)} \qquad (۱۶)$$

با استفاده از روشی مشابه بالا، می توان ثمام حالات کلیدزنی و زمان آنها را بدست آورد. در شکل (۵) زمانهای کلیدزنی سوئیچهای قسمت یکسوکننده و اینورتر با هم نشان داده شده است. همانطور که از این شکل مشخص است در هر پریود کلیدزنی در طرف یکسوکننده فقط دو حالت سوئیچ زنی وجود دارد.

حال برای روشن شدن مطلب در مورد مبدل ماتریسی ۹ سوئیچه به یک مثال اشاره می شود. فرض کنید ولتاژ فاز C بزرگترین ولتاژ بین سه فاز ورودی باشد. در این حالت باید درطرف DC ولتاژ V_c-V_a وV_c-V_b تولید شود. برای حالت اول باید کلیدهای S_{am} و S_{cm} و دیودهای D_{c3} ، D_{c1} ، D_{a2} و D_{a4} روشن شوند و برای حالت دوم باید کلیدهای S_{bm} و S_{cm} و دیودهای D_{c3} ، D_{c1} ، D_{b2} و D_{b4} روشن شوند.



شکل(۵): زمانهای کلیدزنی سوئیچهای قسمت یکسوکننده و اینورتر

۳-۲-۲- روش کلیدزنی سوئیچهای اینورتر

با توجه به اینکه در طرف DC اینورتر، ولتاژ مثبت ایجاد شده است در قسمت اینورتر می توان از روشهای مختلف و مرسوم استفاده کرد. در این مقاله از روش کلیدزنی بردار فضائی استفاده می شود. بر این اساس ولتاژ خروجی مطلوب به صورت زیر بدست می آید:

$$\bar{V}_{o_ref} = V_{su} + V_{sv}.e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sw}.e^{-j\frac{2\pi}{3}} = |V_{o_ref}| \angle\theta_o \qquad (۱۷)$$

در ابتدا برای سادگی فرض می شود که ولتاژ لینک DC برابر $\frac{3.V_m}{2}$ باشد. بر این اساس ولتاژ خروجی به صورت زیر می باشد:

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.8- No.1- Spring & Summer 2011
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

$$\overline{V}_{o_ref} = k.\left(\frac{3.V_m}{2}\right)\angle\theta_0 ; 0 < k < \sqrt{3}/2 \qquad (۱۸)$$

در رابطه بالا $\theta_0 = \varphi_0 + \psi$ زاویه ولتاژ خروجی بوده و ψ زاویه بین ولتاژ و جریان خروجی می باشد. فرض کنید $0 < \theta_0 < \frac{\pi}{3}$ باشد. در این حالت زمان هدایت بردارهای V_1 و V_2 به صورت زیر محاسبه می شود

$$t_{10} = \frac{k.\sin(\frac{\pi}{3} - \theta_o)}{\sin(\frac{\pi}{3})}.T_s, t_{20} = \frac{k.\sin(\theta_o)}{\sin(\frac{\pi}{3})}.T_s \qquad (۱۹)$$

که T_S طول دوره کلیدزنی می باشد.

حال در یک سیستم واقعی ولتاژ میانگین لینک DC به صورت $\frac{3.V_m}{2.\cos(\theta_{in})}$ می شود و زمانهای سوئیچ شدن بردارهای V_1 و V_2 و V_3 به صورت زیر خواهند بود:

$$t_1 = t_{10}.\cos\theta_{in}, t_2 = t_{20}.\cos\theta_{in}, t_0 = T_s - t_1 - t_2 \qquad (۲۰)$$

چون I_{dc} در بردارهای ولتاژ V_1 و V_2 و V_0 به ترتیب i_u و $-i_w$ و صفر می باشد میانگین جریان DC در یک سیکل سوئیچ زنی به صورت زیر می شود:

$$i_{dc_avg} = \frac{t_1.i_u - t_2.i_w}{T_s} \qquad (۲۱)$$

با جایگذاری مقادیر روابط (۱۴) و (۲۰) در رابطه (۲۱) رابطه زیر بدست می آید:

$$i_{dc_avg} = k.I_o.\cos(\psi).\cos(\theta_{in}) \qquad (۲۲)$$

اگر $\theta_0 < \frac{\pi}{3}$ با استفاده از این روش می توان زمانهای کلیدزنی و بردارهای مورد نیاز را بدست آورد. با این وجود میتوان نشان داد که میانگین جریان لینک DC در هر سیکل برابر رابطه (۲۲) می باشد.

فرض کنید که $\frac{\pi}{6} < \theta_a < \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}$ و $0 < \theta_0$ باشد. با استفاده از شکل (۵) می توان مشاهده کرد که در زمان d1 کلیدهای Sap و Sbn هدایت می کنند $i_{sa1}=-i_{sb1}=i_{dc}$ و $i_{sc}=0$ از طرفی در زمان d2 که Sap و Scn هدایت می کنند $i_{sa2}=-i_{sc2}=i_{dc}$ و $i_{sb2}=0$.

بر این اساس جریان میانگین ورودی در هر سیکل به صورت زیر بدست می آید.

$$\begin{aligned} i_{sa} &= i_{dc_avg} = k.I_o.\cos(\psi).\cos(\theta_a) \\ i_{sb} &= -d1.i_{dc_avg} = k.I_o.\cos(\psi).\cos(\theta_b) \\ i_{sc} &= -d2.i_{dc_avg} = k.I_o.\cos(\psi).\cos(\theta_c) \end{aligned} \qquad (۲۳)$$

با مقایسه رابطه (۲۳) با (۱۳) مشاهده می شود که در این روش متوسط جریان و ولتاژ ورودی هم فاز می باشند و ضریب توان ورودی یک است.

۴- نتایج شبیه سازی

در این قسمت نتایج شبیه سازی روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با مبدل ماتریسی ۱۸ سوئیچه بر اساس بلوک دیاگرام شکل(۲) ارائه شده در [۴] و روش پیشنهادی کنترل مستقیم گشتاور با خطی سازی ورودی-خروجی با مبدل ماتریسی ۹ سوئیچه بر اساس شکل (۳) ارائه و مقایسه می شود. در این مقاله برای شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور از نرم افزار Matlab/Simulink و برای شبیه سازی کنترل مستقیم گشتاور با خطی سازی ورودی-خروجی از زبان برنامه نویسی C++ استفاده شده است. پارامترهای موتور القائی مورد نظر در جدول ۱ آمده است.

برای مقایسه عملکرد این دو روش، رفتار سیستم در پنج حالت زیر مورد بررسی قرار گرفته است:

۱. سرعتهای پائین(۱۰۰RPM وگشتاور بار ۳N.M)

۲. سرعتهای متوسط(۵۰۰RPM وگشتاور بار ۳N.M)

۳. سرعتهای بالا(۱۰۰۰RPM وگشتاور بار ۳N.M)

۴. تغییر سرعت مرجع از ۵۰۰rpm به ۲۵۰rpm در گشتاور بار ثابت ۵N.M

۵. تغییر گشتاور بار از ۱۰N.M به ۵N.M در سرعت مرجع ۵۰۰rpm

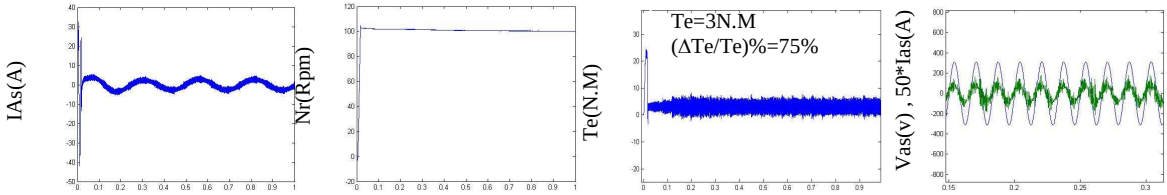
از طرفی در پایان شبیه سازیها برای نشان دادن مثبت بودن جریان و ولتاژ لینک DC شکل I_{dc} و V_{dc} برای شبیه سازی مورد سوم ارائه شده است.

در شبیه سازی های مبدل کلاسیک، پهنای باند هیسترزیس برای مقایسه کننده شار استاتور $\pm 0.5\%$ شار استاتور و برای مقایسه کننده گشتاور، $\pm 10\%$ گشتاور نامی در نظر گرفته شده است.

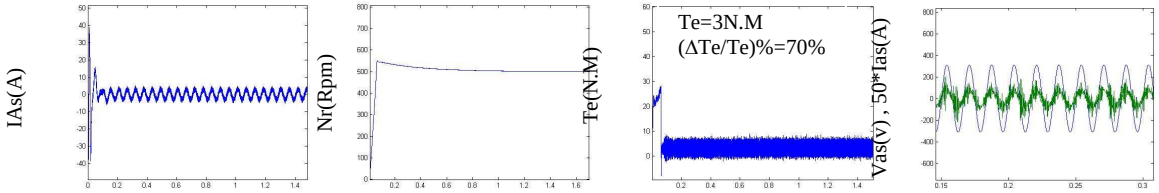
همانطور که مشاهده می شود اگر بردار مناسب ولتاژ برای کنترل گشتاور موتور و شار استاتور بر اساس روش خطی سازی ورودی-خروجی مطرح شده بدست آید ریپل گشتاور حدودا" ۵۰ درصد روش انتخاب بردارها براساس جدول نظاره مطرح شده در مرجع [۴] خواهد شد. برای مقایسه دقیقتر دو روش مذکور میزان ضربانات گشتاور در حالات مختلف در جدول (۲) آورده شده است.

علاوه بر آن از ۹ سوئیچ یکطرفه به جای ۹ سوئیچ دوطرفه در ساختار مبدل مورد نظر استفاده شده است که هزینه مدار را کاهش می دهد. از طرف دیگر مسئله هم فاز بودن ولتاژ و جریان خط نیز با این روش تامین شده است. از طرفی زمان رسیدن به سرعت مرجع در هر دو روش سریع می باشد و تغیر چندانی ندارند.

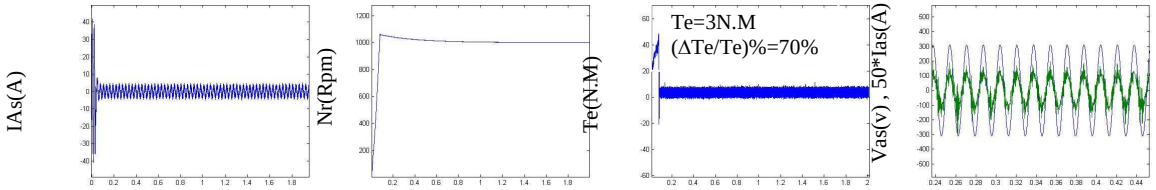
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]



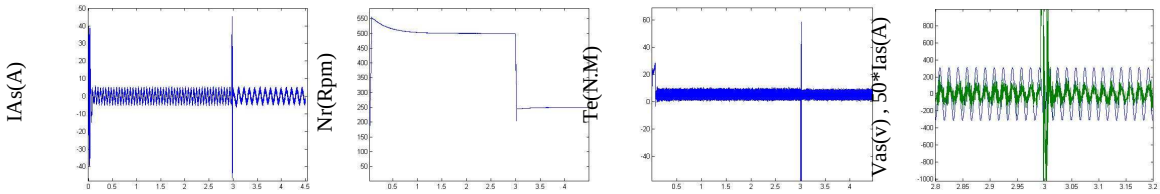
شکل(۶): نتایج کنترل سرعت RPM ۱۰۰ به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با مبدل ماتریسی۱۸ سوئیچه



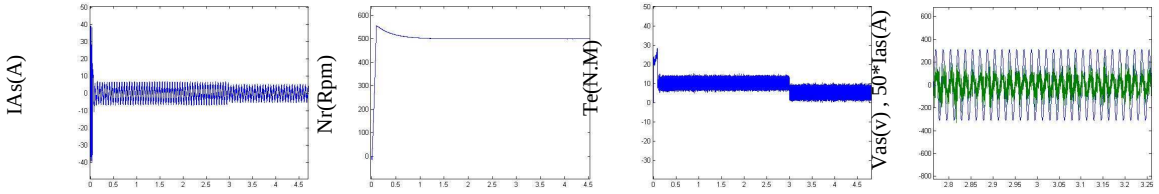
شکل(۷): نتایج کنترل سرعت RPM ۵۰۰ به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با مبدل ماتریسی۱۸ سوئیچه



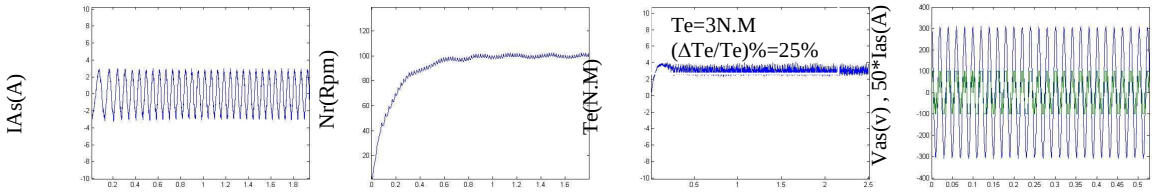
شکل(۸): نتایج کنترل سرعت RPM ۱۰۰۰ به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با مبدل ماتریسی۱۸ سوئیچه



شکل(۹): نتایج تغییر سرعت مرجع از ۱۰۰۰ به RPM ۵۰۰به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با مبدل ماتریسی۱۸ سوئیچه

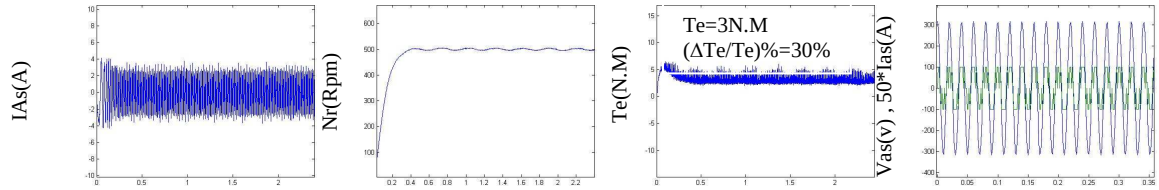


شکل(۱۰): نتایج شبیه سازی تغییر گشتاور بار از ۱۰ به Nm ۵ به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با مبدل ماتریسی۱۸ سوئیچه

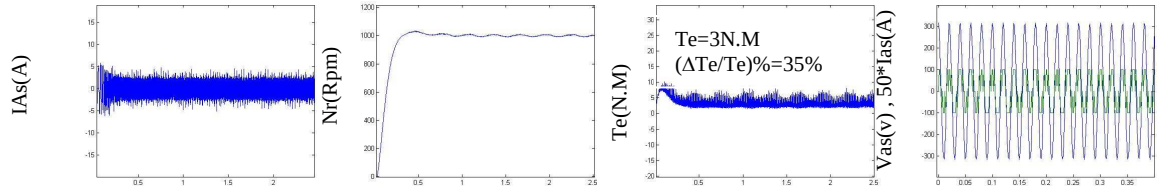


شکل(۱۱): نتایج کنترل سرعت RPM ۱۰۰ به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با خطی سازی ورودی- خروجی با مبدل ماتریسی۹ سوئیچه

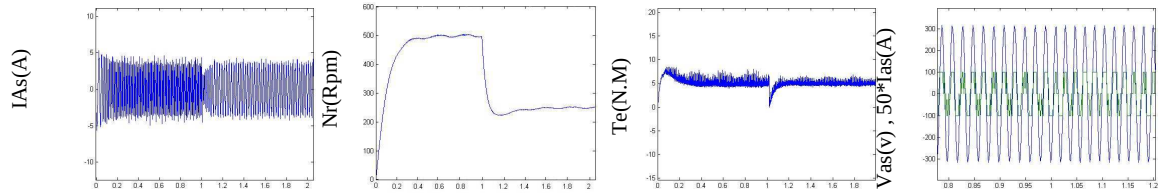
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]



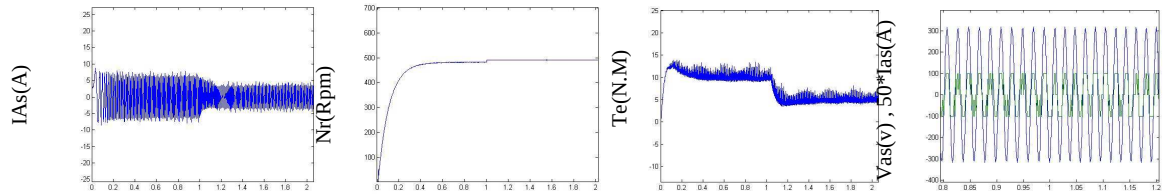
شکل(۱۲): نتایج کنترل سرعت RPM ۵۰۰ به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با خطی سازی ورودی- خروجی با مبدل ماتریسی۹ سوئیچه



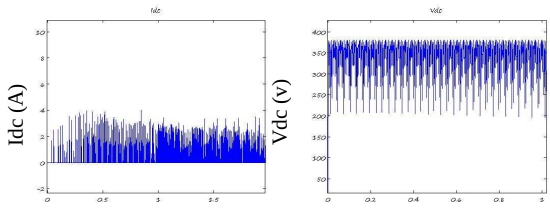
شکل(۱۳): نتایج کنترل سرعت RPM ۱۰۰۰ به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با خطی سازی ورودی- خروجی با مبدل ماتریسی۹ سوئیچه



شکل(۱۴):): نتایج تغییر سرعت مرجع از ۱۰۰۰ به RPM ۵۰۰ با روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با خطی سازی ورودی- خروجی با مبدل ماتریسی۹ سوئیچه



شکل(۱۵): نتایج شبیه سازی تغییر گشتاور بار از ۱۰ به Nm ۵ با روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک با خطی سازی ورودی- خروجی با مبدل ماتریسی۹ سوئیچه



شکل (۱۶): جریان و ولتاژ لینک DC در روش کنترل مستقیم گشتاور باخطی سازی ورودی-خروجی با مبدل ماتریسی۹ سوئیچه

جدول(۱) : پارامترهای موتور القایی

Power=2.5KW	Pole=4
R_s=3.55	R_r=1.8
L_s=311.6mH	L_r=311.6mH
L_m=301.6mH	J_m=0.02kgm^2

جدول(۲) : مقایسه نتایج دو روش

شماره شبیه سازی	درصد ضربان گشتاور در روش کلاسیک	درصد ضربان گشتاور در روش پیشنهادی	Ts (sec) در روش کلاسیک	Ts (sec) در روش پیشنهادی
۱	٪۷۵	٪۲۵	۰/۱	۰/۶
۲	٪۷۰	٪۳۰	۰/۴	۰/۵
۳	٪۷۰	٪۳۵	۰/۶	۰/۶

۵- نتیجه گیری

در این مقاله استفاده از ایده کنترل خطی سازی ورودی-خروجی به منظور کاهش ریپل گشتاور و شار استاتور موتور القایی تغذیه شده با مبدل ماتریسی مطرح گردید و از ساختار مبدل ماتریسی برای کنترل ضریب توان ورودی مبدل و رساندن آن به مقدار نزدیک یک استفاده شد.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

بـا توجـه بـه اینکـه یکـی از مشـکلات مبـدلهای ماتریسـی تعـداد زیـاد سوئیچهای آن می باشد در این تحقیق برای اولین بار اسـتفاده از مبـدل ماتریسی ۹ سوئیچه یک طرفه با مدار کلمپ اصلاح شده در درایـو هـای الکتریکی مطرح گردید و کارایی آن برای کنترل سرعت یک موتور القایی در ضریب توان نزدیک واحد در شرایط مختلف مورد تاییـد قـرار گرفـت. نتایج شـبیه سـازی حـاکی از کـاهش ریپـل گشـتاور، تثبیـت فرکـانس کلیدزنی با وجود کاهش تعداد سوئیچهای مبدل و امکان کنترل مناسـب سرعت موتور القایی نسبت به روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسـیک بـا مبدل ماتریسی می باشد.

مراجع:

[1] Noguchi, T., Takahashi, I., "Quick Torque Response Control of Induction Motor Based on a New Concept", IEEJ Tech. Meeting Rotating Mach, vol. RM84-76, pp. 61-70, Sept. 1984.

[2] Takahashi, I., Ohmori, Y., "High-performance Direct Torque Control of an Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Applicant, Vol.25, pp. 257-264, Mar/Apr.1989.

[3] Wheeler, P.W., Rodriguez, J., Clare, J.C., and Empringham, L.E., "Matrix Converter, A Technology Review", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol.49, NO.2, Apr.2002.

[4] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., "The Use of Matrix Converters in Direct Torque Control of Induction Machines", Conference Proceedings of IECON '98, Vol. 2, pp.744 –749, Sept. 1998.

[5] Marini, R., Peresada, S. and Valigi, P,"Adaptive Input-Output Linearization control of induction motors," IEEE Trans. Automatic cont., Vol. 38, No.2, pp. 208-220, Feb. 1993.

[6] Venturini, M., "A New Sine Wave in Sine Wave out, Conversion Technique Which Eliminates Reactive Elements", in Proc. Pwercon 7, pp. E3_1–E3_15,1980.

[7] Venturini, M, Alesina, A, "The Generalized Transformer: A new Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor", in Proc. IEEE PESC'80, pp. 242–252, 1980.

[8] Huber, L., Borojevic, D., "Space Vector Modulated Three Phase to Three Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, pp. 1234–1246, Nov./Dec. 1995.

[9] Wei, L., Lipo, T.A., Chan, Ho., "Matrix Converter Topologies With Reduced Number of Switches", PESC 2002.

[10] Wei, L., T.A. Lipo, "Investigation of 9-switch Dual-bridge Matrix Converter Operating under Low Output Power Factor", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol.1, pp.176-181,Oct. 2003.

[11] Wei, L., T.A. Lipo, "A Novel Matrix Converter Topology with Simple Commutation", IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, vol. 3, pp. 1749-1754,Oct. 2001.

[12] Hosseini S. H. and Babaei E., "Comparison of Two General Control Method for Three- Phase to Three-Phase AC/AC Matrix Converters," in Proc. Conf. Rec. IEEE- ICECS, Sharjah, United Arab Emirates, pp.842-845, Dec. 2003.

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.8- No.1- Spring & Summer 2011

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]

Direct Torque and Power Factor Control of Induction Motor with Input-Output Linearization using Matrix Converter

Gh. R. Arab Markadeh[1], M. Sadogh[2]

[1] Assistant Professor, Faculty of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran
& Member of Central of Excellence of Nonlinear Analysis, Optimization and Control, Shahrekord, Iran
1 arab-gh@eng.sku.ac.ir
[2] MSc Student, Faculty of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran
2 Sadogh2306@yahoo.com

Abstract :

Direct torque control (DTC) is a fast and simple torque control method for induction motor without speed sensor. Conventional AC-DC-AC converter has a large DC link capacitor and low power factor in the input power line. In the matrix converters the DC link capacitor can be reduced and the unity input power factor can be obtained. In this paper a new method for direct torque and stator flux control with unity power factor using matrix converter is suggested. The proposed matrix converter consists of 9 uni-direction switches with a clamp circuit. Reference voltage vector for matrix converter is calculated based on input-output feedback linearization with a constant switching frequency. Simulation results confirm the effectiveness of the proposed method and compared with the classic DTC method of matrix converter fed induction motor.

Keywords: Direct Torque Control, Matrix Converter, Input-Output Linearization, Induction Motor.

Submission date: 27 Oct., 2008

Acceptance date: 30 Oct., 2010

Corresponding author: Gholam Reza Arab Markade

Corresponding author's address: Faculty of Engineering Department, Shahrekord University, Shahrekord, Iran, Telefax: 0381-4424438

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-20]