

الگوریتم جدید کلیدزنی جهت جبران سازی انحراف ولتاژ خازن های لینک DC اینورتر NPC در روش کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی سه فاز

علی صادقی لاریجانی، مهدی شاهپرستی، مصطفی محمدیان و علی یزدیان ورجانی

باعث می شود که روش DTC دارای بار محاسباتی کمتری باشد [۳]. از طرف دیگر از مهم ترین مشکلات روش ST-DTC، ریپل جریان و گشتاور بالا می باشد. یکی از روش های پیشنهادی جهت غلبه بر این مشکل استفاده از اینورترهای چندسطحی است [۴] تا [۶]. روش کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی با استفاده از اینورترهای چندسطحی، علاوه بر کاهش ریپل گشتاور، فرکانس کلیدزنی و استرس ولتاژ روی کلیدها، درجات آزادی بیشتری نیز در انتخاب بردار مناسب ولتاژ ایجاد خواهد کرد [۷]. اینورتر سه سطحی کلمپ دیودی^۴ (NPC) کاربرد صنعتی فراوانی در سیستم های ASD^۵ دارد. متعادل کردن ولتاژ خازن های لینک DC در اینورتر NPC از اهمیت بالایی برخوردار است [۸] و [۹]. عدم تعادل ولتاژ خازن ها باعث بالارفتن استرس ولتاژ روی کلیدها و افزایش احتمال آسیب دیدن ادوات [۱۰]، ایجاد هارمونیک های مرتبه پایین، نوسانات گشتاور نامطلوب و کاهش راندمان [۱۱] خواهد شد.

تاکنون روش های گوناگونی برای حل مشکل انحراف ولتاژ نقطه خنثی در اینورتر NPC معرفی شده است. دسته اول روش های سخت افزاری هستند که در این روش ها یک بخش سخت افزاری به قسمت ابتدایی اینورتر اضافه می شود که وظیفه کنترل انحراف ولتاژ را بر عهده خواهد داشت. در این روش نیاز به مداراتی خواهد بود که علاوه بر افزایش هزینه و حجم اینورتر، تلفات سیستم را هم بالا خواهد برد. در [۱۲] از یک مدار کاهنده و یک مدار افزایش دهنده جهت متعادل نگه داشتن ولتاژ خازن ها استفاده شده است.

دسته دوم روش های کنترلی با تغییر در روش مدولاسیون می باشند که به دو دسته حلقه باز [۱۳] و حلقه بسته [۱۴] تقسیم می شوند. اغلب روش های کنترل انحراف ولتاژ از این دسته می باشد. در این مقاله یک روش حلقه بسته جدید با پیاده سازی ساده اما مؤثر جهت متعادل کردن ولتاژ خازن های لینک DC در اینورتر NPC معرفی خواهد شد.

در بخش ۲ این مقاله روش DTC کلاسیک با استفاده از اینورتر سه سطحی و در بخش ۳ الگوریتم پیشنهادی جهت متعادل کردن ولتاژ خازن ها معرفی می شود. در بخش ۴ نیز نتایج حاصل از شبیه سازی روش پیشنهادی نشان داده شده و با روش معرفی شده در [۱۵] مقایسه خواهد شد. در بخش ۵ نتایج حاصل از پیاده سازی روش کنترل مستقیم گشتاور با اینورتر NPC و الگوریتم پیشنهادی و با استفاده از پردازشگر سریع TMS۳۲۰F۲۸۱۲ ارائه شده و در نهایت در بخش ۶ نتایج حاصل از این مقاله بیان خواهد شد.

چکیده: در این مقاله یک الگوریتم جدید کنترل مستقیم گشتاور مبتنی بر جدول کلیدزنی با استفاده از اینورتر سه سطحی کلمپ دیودی معرفی شده است. انحراف ولتاژ خازن های لینک DC از مهم ترین مشکلات اینورتر منبع ولتاژ سه سطحی NPC می باشد. عدم تعادل ولتاژ خازن های لینک DC باعث ایجاد هارمونیک های مرتبه پایین، نوسانات گشتاور نامطلوب و کاهش راندمان موتور خواهد شد. برای حل این مشکل در این مقاله یک الگوریتم حلقه بسته جدید معرفی شده که علاوه بر پیاده سازی ساده، قابلیت کنترل انحراف ولتاژ خازن های لینک DC در محدوده دلخواه را خواهد داشت. نتایج حاصل از شبیه سازی و پیاده سازی نمونه آزمایشگاهی نشان دهنده کارایی این روش با وجود کاهش ظرفیت خازن ها می باشد.

کلید واژه: اینورترهای چندسطحی، کنترل مستقیم گشتاور، موتور القایی، ولتاژ نقطه خنثی.

۱- مقدمه

با توجه به کارکرد ساده، تعمیر و نگهداری آسان و بسیاری مزایای دیگر، موتورهای القایی به طور وسیعی در کاربردهای کنترل سرعت در صنعت مورد استفاده قرار گرفته اند. کنترل میدان گرا^۱ (FOC) و کنترل مستقیم گشتاور^۲ (DTC) دو روش مناسب کنترلی می باشند که کاربرد صنعتی فراوانی در کنترل موتورهای القایی دارند. روش کنترل مستقیم گشتاور توسط Takahashi در سال ۱۹۸۱ معرفی شده است [۱].

تاکنون روش های مختلف کنترل مستقیم گشتاور معرفی شده اند که از معروف ترین آنها روش کلاسیک کنترل مستقیم گشتاور بر پایه جدول سوئیچینگ^۳ (ST-DTC) است. الگوریتم های ST-DTC که از باندهای هیستریزس استفاده می کنند دارای مزایایی از قبیل پیاده سازی آسان و ساختار ساده می باشند [۲]. فقدان مدولاتور PWM و رگولاتور جریان

این مقاله در تاریخ ۱۶ تیر ماه ۱۳۸۹ دریافت و در تاریخ ۲۱ خرداد ماه ۱۳۹۰ بازنگری شد. این تحقیق در آزمایشگاه پژوهشی الکترونیک قدرت و حفاظت دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس انجام شده است.

علی صادقی لاریجانی، کارشناس ارشد مهندسی برق، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، (email: as.larijani@gmail.com).

مهدی شاهپرستی، کارشناس ارشد مهندسی برق، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، (email: me1816@gmail.com).

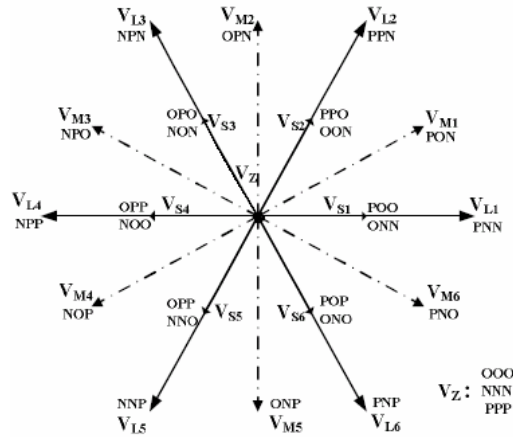
مصطفی محمدیان، دانشیار گروه مهندسی برق-قدرت، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، (email: mohamadian@modares.ac.ir).

علی یزدیان ورجانی، استادیار گروه مهندسی برق-قدرت، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، (email: yazdian@modares.ac.ir).

1. Field-Oriented Control
2. Direct Torque Control
3. Switching Table-DTC

4. Neutral Point Clamped

5. Adjustable Speed Drive



شکل ۳: بردارهای ولتاژ اینورتر سه سطحی.

جدول ۱: تعریف حالت‌های کلیدزنی.

حالت کلیدزنی	S _۱	S _۲	S _۳	S _۴	کد حالت کلیدزنی (S _x)
P	on	on	off	off	۲
O	off	on	on	off	۱
N	off	off	on	on	۰

انتخاب می‌شوند. شار استاتور و گشتاور موتور با استفاده از جریان‌های استاتور، سیگنال‌های کنترلی و ولتاژ لینک DC تخمین زده می‌شوند.

۲-۲ کنترل مستقیم گشتاور با اینورتر سه سطحی

در شکل ۲ اینورتر سه سطحی NPC نشان داده شده است که در هر ساق اینورتر، ۴ کلید و ۳ حالت کلیدزنی مطابق جدول ۱ وجود دارد. در اینورتر سه سطحی ولتاژهای استاتور از (۴) به دست می‌آیند که در این روابط S_{XA}، S_{XB}، S_{XC} نشان‌دهنده کد حالت کلیدزنی فازهای A، B و C هستند [۱۳]

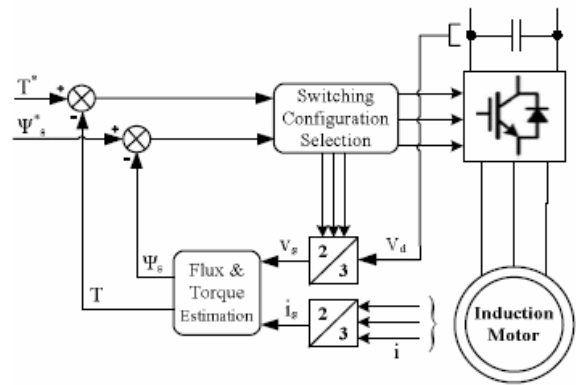
$$\begin{aligned}
 V_{SA} &= \frac{V_d(2S_{XA} - S_{XB} - S_{XC})}{6} \\
 V_{SB} &= \frac{V_d(2S_{XB} - S_{XA} - S_{XC})}{6} \\
 V_{SC} &= \frac{V_d(2S_{XC} - S_{XA} - S_{XB})}{6}
 \end{aligned} \tag{۴}$$

با توجه به این که هر ساق اینورتر دارای ۳ حالت کلیدزنی می‌باشد، در نتیجه در مجموع ۲۷ حالت کلیدزنی حاصل خواهد شد. شکل ۳ بردارهای فضایی متناظر با این حالت‌ها را نشان می‌دهد.

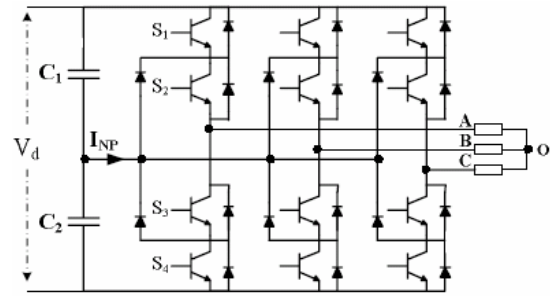
- با توجه به شکل ۳ بردارهای ۲۷ گانه را می‌توان به ۴ دسته تقسیم کرد:
- ۱) بردار صفر: (V_Z) با اندازه صفر.
 - ۲) بردارهای کوتاه: (V_{S۱} تا V_{S۶}) با اندازه V_d/۳ و ۲ حالت کلیدزنی.
 - ۳) بردارهای متوسط: (V_{M۱} تا V_{M۶}) با اندازه √۳V_d/۳.
 - ۴) بردارهای بلند: (V_{L۱} تا V_{L۶}) با اندازه ۲V_d/۳.

در الگوریتم DTC معرفی شده از بردارهای کوتاه و بلند که در جدول ۲ نشان داده شده، استفاده می‌شود. از بردار صفر به علت ماهیت دینامیک کند آن و همچنین از بردارهای متوسط به دلیل اهداف متعادل کردن ولتاژ خازن‌ها که در بخش بعد توضیح داده شده است، صرف نظر خواهد شد.

در این مقاله از (۱) تا (۳) جهت تخمین شار و گشتاور، و از یک مقایسه‌کننده ۴ سطحی (X_T: -۲, -۱, ۱, ۲) جهت کنترل گشتاور و یک مقایسه‌کننده ۲ سطحی (X_ψ: -۱, ۱) جهت کنترل شار استفاده شده است.



شکل ۱: نمای کلی روش DTC.



شکل ۲: اینورتر سه سطحی NPC.

۲-۲ کنترل مستقیم گشتاور

۱-۲ معادلات موتور القایی و تخمین پارامترها

معادلات موتور القایی با (۱) تعریف می‌شوند [۱۶]

$$\begin{aligned}
 \bar{V}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \\
 \bar{V}_r &= R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} - j\omega_m \bar{\Psi}_r \\
 T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{\sigma} \frac{L_m}{L_s L_r} (\bar{\Psi}_s \cdot j\bar{\Psi}_r) = \frac{3}{2} \frac{P}{\sigma} (\bar{I}_s \cdot j\bar{\Psi}_r) \\
 &= \frac{3}{2} \frac{P}{\sigma} (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \\
 \sigma &= 1 - \frac{L_m}{L_s L_r}
 \end{aligned} \tag{۱}$$

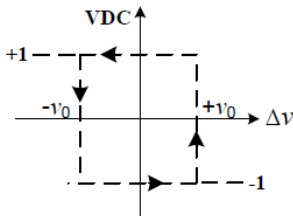
که در آن L_s و L_r، L_m به ترتیب اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی، اندوکتانس روتور و اندوکتانس استاتور، P تعداد قطب، Ψ_r و Ψ_s شار پیوندی استاتور و روتور، σ ضریب نشتی و R_s مقاومت استاتور می‌باشند. با صرف نظر از افت ولتاژ روی مقاومت استاتور رابطه بین نوسانات شار استاتور و بردار فضایی ولتاژ استاتور به صورت (۲) خواهد بود

$$\Delta \bar{\Psi}_s = (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) \Delta t \approx \bar{V}_s \Delta t \tag{۲}$$

همچنین (۱) نشان می‌دهد نوسانات شار استاتور بر نوسانات گشتاور موتور نیز مؤثر است. زاویه شار روتور جهت محاسبه سکتور با (۳) مشخص می‌شود

$$\theta_s = \arctan \frac{\psi_{sq}}{\psi_{sd}} \tag{۳}$$

نمای کلی روش DTC در شکل ۱ نشان داده شده است که در آن بردار ولتاژ مورد نظر از جدول کلیدزنی با توجه به خطای شار و گشتاور



شکل ۵: کنترلر هیستریزس دوسطحی پیشنهادی جهت کنترل انحراف ولتاژ.

جدول ۲: بردارهای ولتاژ مورد استفاده در روش معرفی شده.

	V_{L1}	V_{L2}	V_{L3}	V_{L4}	V_{L5}	V_{L6}
	PNN	PPN	NPN	NPP	NNP	PNP
	V_{S1}	V_{S2}	V_{S3}	V_{S4}	V_{S5}	V_{S6}
P-type	POO	PPO	OPO	OPP	OOP	POP
N-type	ONN	OON	NON	NOO	NNO	ONO

جدول ۳: الگوی کلیدزنی به کار گرفته شده در مقاله (۱: شماره سکتور).

X_T	$\downarrow\downarrow (-2)$	$\downarrow (-1)$	$\uparrow (+1)$	$\uparrow\uparrow (+2)$	
X_ψ	$\uparrow (+1)$	V_{L1-1}	V_{S1-1}	V_{S1+1}	V_{L1+1}
	$\downarrow (-1)$	V_{L1-2}	V_{S1-2}	V_{S1+2}	V_{L1+2}

متصل است، اما به علت مشخص نبودن جهت جریان I_{NP} ، جهت انحراف ولتاژ نیز مشخص نمی‌باشد. در استفاده از این بردارها باید فاز متصل به نقطه خنثی و جهت جریان I_{NP} مشخص باشد [۱۶]. همچنین بردارهای متوسط فقط یک حالت کلیدزنی دارند، در نتیجه با توجه به این شرایط از این بردارها در الگوریتم پیشنهادی صرف نظر می‌گردد.

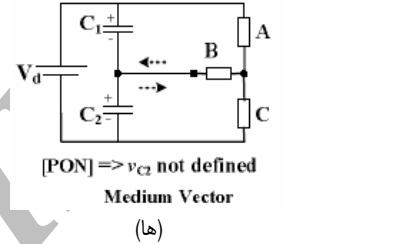
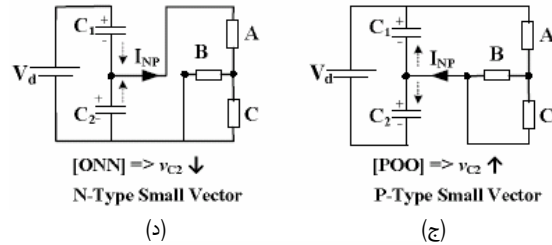
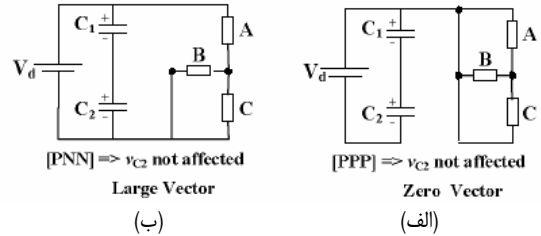
(۳) **بردارهای کوتاه:** شکل های ۴-ج و ۴-د دو حالت کلیدزنی بردار کوتاه V_{S1} را نشان می‌دهد. همان‌طور که در جدول ۲ نشان داده شده است بردارهای کوتاه دارای دو حالت کلیدزنی هستند، گروه P-Type و گروه N-Type. همچنین شکل های ۴-ج و ۴-د نشان می‌دهند اعمال هر دسته از بردارهای کوتاه بر انحراف ولتاژ نقطه خنثی اثر می‌کند اما جهت تأثیر آنها مخالف یکدیگر است. بنابراین در حالت موتوری تغییرات ولتاژ به شرح زیر خواهد بود

$$\begin{aligned} \text{Applying P-Type small vector: } & V_{C_r} \uparrow \ \& \ \Delta v \downarrow \\ \text{Applying N-Type small vector: } & V_{C_r} \downarrow \ \& \ \Delta v \uparrow \end{aligned} \quad (7)$$

چنانچه ماشین در حالت ژنراتوری باشد، جهت جریان در ترمینال‌های ماشین خلاف حالت موتوری خواهد بود و در نتیجه اثرگذاری بردارهای متوسط در حالت موتوری و ژنراتوری عکس یکدیگر می‌باشند. بنابراین در حالت ژنراتوری تغییرات ولتاژ به صورت (۸) خواهد بود

$$\begin{aligned} \text{Applying P-Type small vector: } & V_{C_r} \downarrow \ \& \ \Delta v \uparrow \\ \text{Applying N-Type small vector: } & V_{C_r} \uparrow \ \& \ \Delta v \downarrow \end{aligned} \quad (8)$$

برای کنترل مقدار انحراف ولتاژ نقطه خنثی (Δv) ابتدا یک کنترلر هیستریزس دوسطحی جهت کنترل انحراف ولتاژ در محدوده معین ($+v, -v$) که در شکل ۵ نشان داده شده است، پیشنهاد می‌شود. Δv انحراف ولتاژ نقطه خنثی تعریف شده در (۵) و VDC^1 فرمان کنترلر



شکل ۴: اثر حالت‌های کلیدزنی بر انحراف ولتاژ نقطه خنثی.

با توجه به فرمان‌های شار و گشتاور (X_T و X_ψ) و همچنین سکتور محاسبه شده از (۳)، از جدول ۳ جهت الگوی کلیدزنی استفاده می‌شود. چگونگی انتخاب جدول کلیدزنی مناسب در [۱۷] به تفصیل آمده است.

۳- الگوریتم متعادل کردن ولتاژ خازن‌ها

یکی از مشکلاتی که در استفاده از اینورترهای چندسطحی بروز می‌کند، برهم خوردن تعادل ولتاژ خازن‌های لینک DC می‌باشد. شکل ۴ چگونگی اثر حالت‌های مختلف کلیدزنی را بر ولتاژ نقطه خنثی نشان می‌دهد.

همان‌طور که مشخص است علامت جریان نقطه خنثی (I_{NP}) مشخص‌کننده جهت انحراف ولتاژ نقطه خنثی می‌باشد. انحراف ولتاژ (Δv) با (۵) تعریف می‌شود. در این رابطه V_{C1} و V_{C2} ولتاژ خازن‌های لینک DC هستند

$$\Delta v = V_{C1} - V_{C2} \quad (5)$$

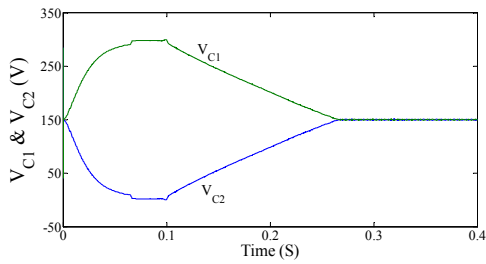
همچنین رابطه تغییر ولتاژ خازن C_r و جریان نقطه خنثی مطابق (۶) خواهد بود (جهت مثبت I_{NP} از نقطه خنثی به سمت خروجی اینورتر)

$$\begin{aligned} \text{if } I_{NP} > 0: & V_{C_r} \downarrow \ \& \ \Delta v \uparrow \\ \text{if } I_{NP} < 0: & V_{C_r} \uparrow \ \& \ \Delta v \downarrow \\ \text{if } I_{NP} = 0: & V_{C_r} \ \& \ \Delta v \text{ no change} \end{aligned} \quad (6)$$

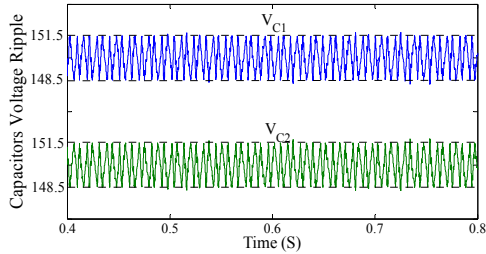
در نتیجه با توجه به (۵) و (۶) و شکل ۴ اثر هر بردار ولتاژ بر نقطه خنثی به صورت زیر خواهند بود:

(۱) **بردارهای صفر و بلند:** شکل های ۴-الف و ۴-ب دو نمونه از بردارهای صفر و بلند را نشان می‌دهند. همان‌طور که پیداست چون هیچ‌گونه اتصالی بین نقطه خنثی و فازهای خروجی اینورتر وجود ندارد در نتیجه اعمال این بردارها تغییری در انحراف ولتاژ نقطه خنثی ایجاد نمی‌کند ($I_{NP} = 0$).

(۲) **بردارهای متوسط:** شکل ۴-ها یک نمونه از بردارهای متوسط را نشان می‌دهد. در این حالت یک فاز خروجی اینورتر به نقطه خنثی



(الف)



(ب)

شکل ۹: ولتاژ خازن‌های لینک DC با ظرفیت ۱۰۰۰ uF و روش پیشنهادی، (الف) ولتاژ خازن‌ها و (ب) ریبیل ولتاژ خازن‌ها.

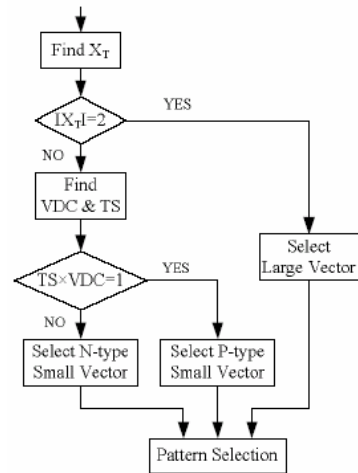
جدول ۴: پارامترهای موتور القایی شبیه‌سازی.

Rated machine power	۳٫۸ kW
Rated speed	۱۷۵۰ rpm
Rated voltage	۴۶۰ V
Rated frequency	۶۰ Hz
Stator resistance (Rs)	۱٫۱۵ Ω
Rotor resistance (R'r)	۱٫۰۸۳ Ω
Stator inductance (Ls)	۰٫۲۰۹۶۷ H
Rotor inductance (L'r)	۰٫۲۰۹۶۷ H
Mutual inductance (Lm)	۰٫۲۰۳۷ H
Pole pairs (p)	۲
Inertia (J)	۰٫۰۲ kg.m ^۲
Friction coefficient (Kf)	۰٫۰۰۵۷ N.m.s/rd

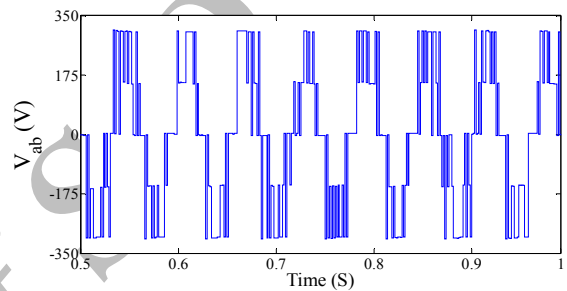
۴- نتایج شبیه‌سازی

در [۱۵] یک الگوریتم حلقه بسته متعادل‌کننده ولتاژ خازن‌های لینک DC ارائه شده است. در جدول کلیدزنی این روش از تمامی بردارهای فضای سه‌سطحی استفاده می‌شود. در این بخش نتایج حاصل از شبیه‌سازی روش DTC با استفاده از الگوریتم پیشنهادی با [۱۵] مورد مقایسه قرار می‌گیرد. در شبیه‌سازی هر دو روش، بار، منبع و خازن‌های لینک DC یکسان می‌باشند. جدول ۴ پارامترهای موتور مورد استفاده در شبیه‌سازی را نشان می‌دهد. همچنین زمان نمونه‌برداری ۱۰۰ uS در نظر گرفته شده است.

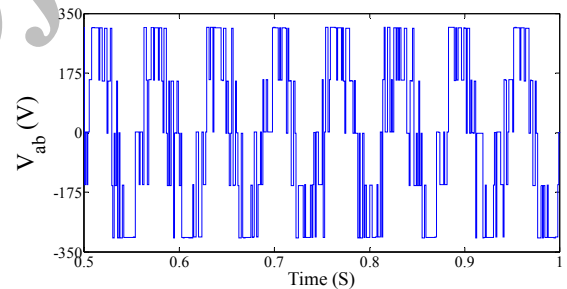
برای بررسی کارایی روش پیشنهادی برای کنترل انحراف ولتاژ نقطه خنثی، دو آزمایش انجام گرفته است. در آزمایش اول از خازن‌های ۱۰۰۰ uF و در آزمایش دوم از خازن‌های ۴۷۰ uF استفاده شده است. در شکل‌های ۷ و ۸ ولتاژ خط به خط استاتور در حالت ماندگار به ترتیب برای روش پیشنهادی و [۱۵] نشان داده شده‌اند. در این حالت ظرفیت خازن‌های لینک DC، ۱۰۰۰ uF می‌باشند. شکل ۹- الف ولتاژ خازن‌های لینک DC با ظرفیت ۱۰۰۰ uF و شکل ۱۰- الف ولتاژ خازن‌های لینک DC با ظرفیت ۴۷۰ uF را با استفاده از روش پیشنهادی را نشان می‌دهند.



شکل ۶: روندنمای الگوریتم پیشنهادی.



شکل ۷: ولتاژ خط استاتور (V_{ab}) با استفاده از روش پیشنهادی.



شکل ۸: ولتاژ خط استاتور (V_{ab}) با استفاده از روش [۱۵].

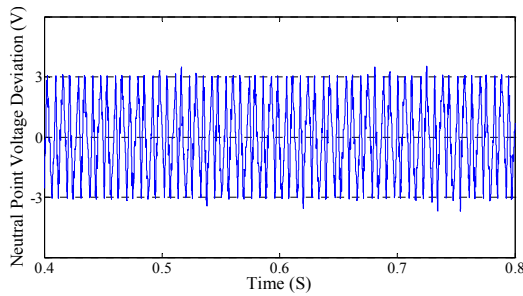
می‌باشد. هرگاه انحراف ولتاژ از محدوده مثبت خارج شود ($\Delta v > +v$)، آنگاه خروجی کنترلر +۱ خواهد شد ($VDC = +1$) و بالعکس.

برای تعیین حالت ژنراتوری یا موتوری ماشین از گشتاور تخمین زده شده در (۱) استفاده می‌شود. بنابراین متغیری به نام علامت گشتاور (TS) مطابق (۹) تعریف می‌گردد

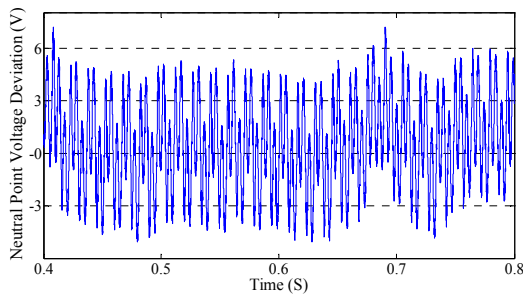
$$\begin{aligned} T_e > 0 : TS = 1 \\ T_e < 0 : TS = -1 \end{aligned} \quad (9)$$

شکل ۶ شمای عملیاتی الگوریتم پیشنهادی را جهت متعادل کردن ولتاژ خازن‌ها نشان می‌دهد.

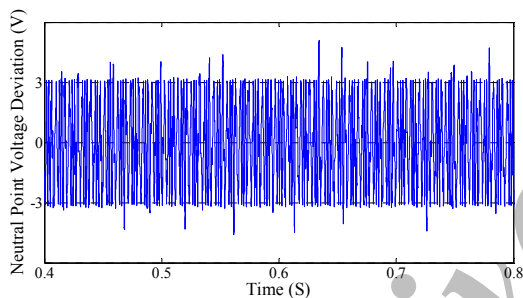
با توجه به شکل ۶ اگر فرمان گشتاور برابر ۲ یا -۲ باشد ($|X_T| = 2$)، آنگاه بردارهای بلند انتخاب می‌شوند اما اگر $|X_T| = 1$ باشد، آنگاه با توجه به فرمان انحراف ولتاژ (VDC) و علامت گشتاور (TS) یکی از گروه‌های N-Type یا P-Type انتخاب می‌شوند. در مرحله بعد با توجه به فرمان شار و نیز سکتوری که شار استاتور در آن قرار دارد، بردار مورد نظر از جدول ۳ انتخاب می‌شود.



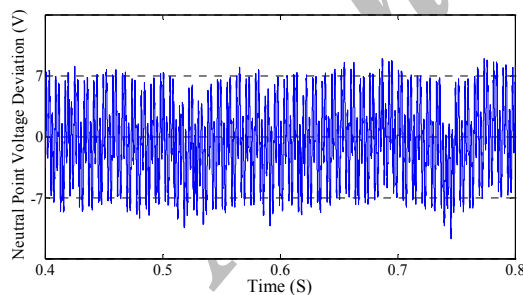
شکل ۱۱: انحراف ولتاژ نقطه خنثی $(V_{C1} - V_{C2})$ با استفاده از روش پیشنهادی $(C_1 = C_2 = 1000 \mu F)$.



شکل ۱۲: انحراف ولتاژ نقطه خنثی $(V_{C1} - V_{C2})$ با استفاده از روش [۱۵] $(C_1 = C_2 = 1000 \mu F)$.



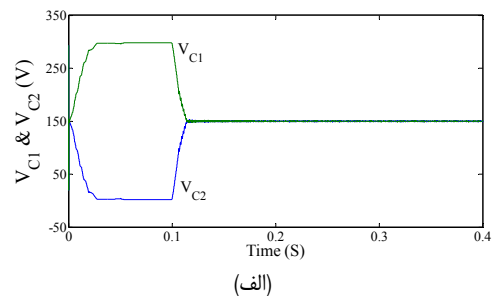
شکل ۱۳: انحراف ولتاژ نقطه خنثی $(V_{C1} - V_{C2})$ با استفاده از روش پیشنهادی $(C_1 = C_2 = 470 \mu F)$.



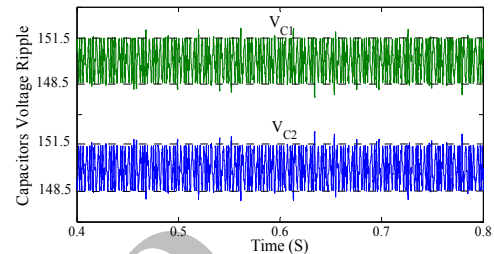
شکل ۱۴: انحراف ولتاژ نقطه خنثی $(V_{C1} - V_{C2})$ با استفاده از روش [۱۵] $(C_1 = C_2 = 470 \mu F)$.

۵- نتایج عملی

در این بخش یک نمونه آزمایشگاهی جهت نمایش کارایی روش پیشنهادی طراحی و پیاده سازی شده است. شکل ۱۵ شماتیک نمونه آزمایشگاهی را نشان می دهد که در آن موتور از طریق یک اینورتر سه سطحی کلمپ دیودی تغذیه می شود. جدول ۶ بیانگر مشخصات المان های استفاده شده در اینورتر کلمپ دیودی می باشد. برای کنترل سیستم و اجرای الگوریتم پیشنهادی از پردازنده سیگنال دیجیتال نوع TMS۳۲۰F۲۸۱۲ استفاده شده است. این پردازنده دارای CPU با



(الف)



(ب)

شکل ۱۰: ولتاژ خازن های لینک DC با ظرفیت $470 \mu F$ و روش پیشنهادی، (الف) ولتاژ خازن ها و (ب) ریبیل ولتاژ خازن ها.

جدول ۵: مقایسه THD ولتاژ خط.

تغییرات (%)	روش پیشنهادی	روش [۱۵]	ظرفیت خازن ها
+۷,۸۴	۲۳,۳۷	۲۱,۶۷	$1000 \mu F$
+۳,۸۳	۲۳,۲۸	۲۲,۴۲	$470 \mu F$

جدول ۶: مشخصات المان های استفاده شده در اینورتر.

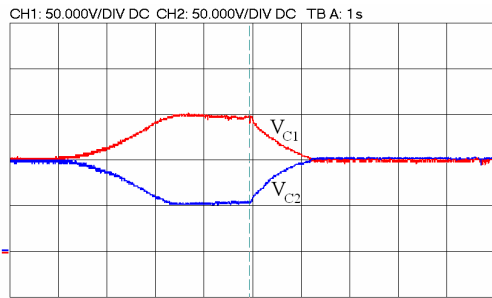
نوع المان	V_{CE} (V)	V_{RPM} (V)	I_{ave} (A)	R_{on} (m Ω)	V_{on} (V)	t_r (ns)	t_f (ns)
IGBT (BUP۳۱۴D)	۱۲۰۰	-	۴۲	۳۵	۱,۲	۶۰	۱۰۰
Diode (SKR۴۸F۱۰)	-	۱۰۰۰	۴۸	۲۲	۱,۴	۳۵۰	۴۲۰

شکل ۹- ب و شکل ۱۰- ب ریبیل ولتاژ خازن ها در دو حالت را نشان می دهند. ولتاژ لینک DC، 300 ولت و حد انحراف ولتاژ هر خازن ± 1 درصد یعنی $\pm 1/5$ ولت در نظر گرفته می شود. بدیهی است که حد انحراف ولتاژ نقطه خنثی ± 3 ولت خواهد بود. تا لحظه $0/1$ ثانیه الگوریتم پیشنهادی کنترل انحراف ولتاژ فعال نمی باشد. همان طور که شکل های ۱۱ و ۱۲ نشان می دهند با وجود انحراف ولتاژ 300 ولتی، با شروع عملکرد الگوریتم، انحراف ولتاژ در محدوده معین قرار می گیرد.

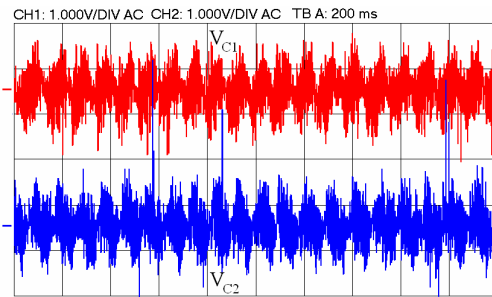
نتایج حاصل از شبیه سازی انحراف ولتاژ نقطه خنثی $(V_{C1} - V_{C2})$ ، برای روش پیشنهادی و روش [۱۵] مطابق شکل های ۱۱ تا ۱۴ می باشد. نتایج نشان می دهند که با وجود خازن های 1000 میکروفارادی در هر دو روش، انحراف ولتاژ در محدوده معین حفظ خواهد شد، اما با کاهش ظرفیت خازن های لینک DC به 470 میکروفاراد انحراف ولتاژ در روش پیشنهادی در حد تعیین شده حفظ خواهد شد در صورتی که در روش [۱۵] انحراف ولتاژ نقطه خنثی به بیش از دو برابر افزایش می یابد.

جدول ۵ مقایسه THD ولتاژ خط دو روش با استفاده از خازن های 470 و 1000 میکروفاراد لینک DC را نشان می دهد.

نتایج نشان می دهد که با وجود خازن های $1000 \mu F$ لینک DC، THD ولتاژ خط در روش پیشنهادی در مقایسه با روش [۱۵]، $7/84$ درصد افزایش یافته است. با کاهش ظرفیت خازن ها به $470 \mu F$ این افزایش THD به $3/83$ درصد می رسد.



(الف)



(ب)

شکل ۱۸: ولتاژ خازن‌های لینک DC با ظرفیت ۱۰۰۰ uF، (الف) ولتاژ خازن‌ها و (ب) ریپل ولتاژ خازن‌ها.

جدول ۷: مشخصات موتور آزمایشگاهی.

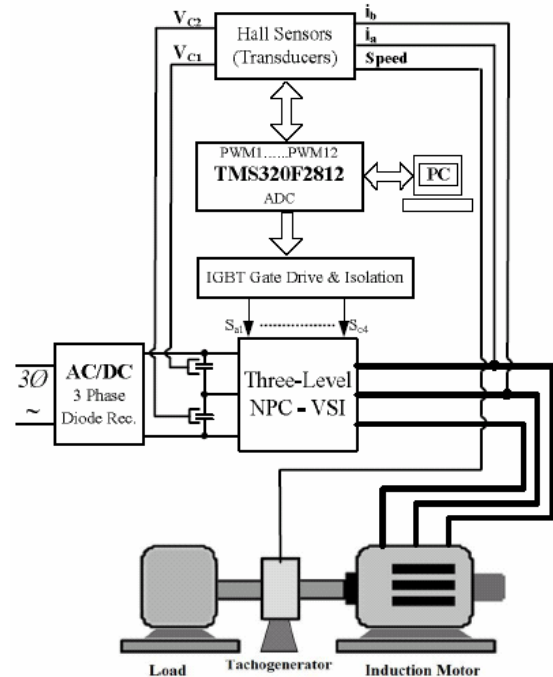
LEYBOLD 3 ~ MOTOR	
Rated machine power	۰٫۳ kW
Rated speed	۱۳۸۰ rpm
Rated voltage Δ/Y	۲۳۰/۴۰۰ V
Rated current Δ/Y	۱٫۴۷/۰٫۸۵ A
Rated frequency	۵۰ Hz
Stator resistance (Rs)	۳۲٫۴ Ω
cos φ	۰٫۷۷
Pole pairs (p)	۲

ولتاژ ترمینال موتور در شکل ۱۷ نشان داده شده است. مقایسه شکل‌های ۷ و ۱۷ نشان‌دهنده تطبیق نتایج شبیه‌سازی و عملی می‌باشد. شکل ۱۸-الف ولتاژ خازن‌های لینک DC و شکل ۱۸-ب ریپل ولتاژ خازن‌ها با ظرفیت ۱۰۰۰ uF را نشان می‌دهند. در شکل ۱۸-الف تا قسمت علامت‌گذاری شده الگوریتم، کنترل انحراف ولتاژ اعمال نمی‌شود. از لحظه اعمال الگوریتم مورد نظر در مدت حدود ۱ ثانیه حد انحراف ولتاژ در باند تعیین شده تثبیت می‌شود. در این آزمایش‌ها نیز حد انحراف ولتاژ هر خازن ±۱ درصد یعنی ±۱ ولت در نظر گرفته می‌شود.

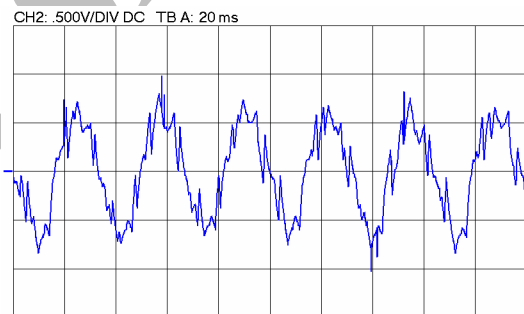
شکل ۱۹-الف ولتاژ خازن‌های لینک DC و شکل ۱۹-ب ریپل ولتاژ خازن‌ها با ظرفیت ۴۷۰ uF را نشان می‌دهند. شکل‌های ۱۹ نشان می‌دهد که با استفاده از خازن‌های ۴۷۰ μF، عدم تعادل ولتاژ ۱۴۰ ولتی در مدت ۰٫۸ ثانیه در حد تعیین شده قرار می‌گیرد. همچنین با مقایسه شکل‌های ۱۸ و ۱۹ مشخص می‌شود که با کاهش اندازه خازن‌های لینک DC، دینامیک روش پیشنهادی در متعادل کردن ولتاژ خازن‌ها بیشتر می‌شود.

۶- نتیجه‌گیری

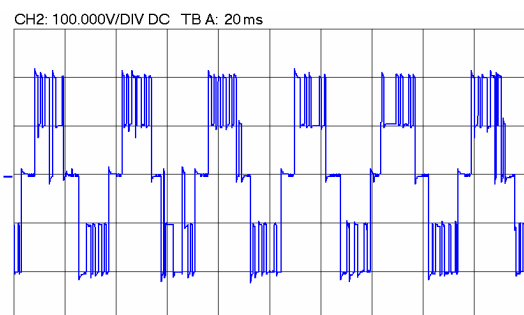
در این مقاله یک روش جدید DTC جهت کنترل موتور القایی سه‌فاز با استفاده از اینورتر سه‌سطحی کلمپ دیودی معرفی شده است. در این روش از یک الگوریتم حلقه بسته، جهت کنترل انحراف ولتاژ نقطه خشی



شکل ۱۵: شماتیک نمونه آزمایشگاهی.



شکل ۱۶: جریان فاز a استاتور.



شکل ۱۷: ولتاژ خط (V_{ab}).

فرکانس ۱۵۰ MHz، ۳۲ KB حافظه RAM، ۱۶ مبدل آنالوگ به دیجیتال ۱۲ بیتی و ۱۲ پایه PWM می‌باشد. در این سیستم ولتاژ لینک DC از طریق یک یک‌سوساز سه‌فاز بر روی ۲۰۰ ولت تثبیت می‌شود و زمان نمونه‌برداری ۲۰۰ μs در نظر گرفته شده است. جدول ۷ مشخصات موتور القایی مورد استفاده را نشان می‌دهد. برای بررسی کارایی عملکرد روش پیشنهادی از خازن‌های لینک DC با ظرفیت‌های ۱۰۰۰ uF و ۴۷۰ uF استفاده شده است.

به‌منظور مشاهده جریان استاتور از یک مقاومت سری با سیم‌پیچ استاتور با اندازه ۱/۲۵ Ω استفاده شده است و ولتاژ دو سر مقاومت که نشان‌دهنده جریان عبوری (با ضریب ۰٫۸) از استاتور است در شکل ۱۶ نشان داده شده است.

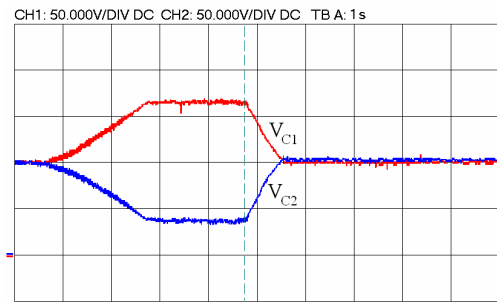
- [9] H. Alloui, A. Berkani, and H. Rezine, "A three level NPC inverter with neutral point voltage balancing for induction motors direct torque control," in *Proc. XIX Int. Conf. on Electrical Machines, ICEM*, 6 pp., Sep. 2010.
- [10] C. Liu, B. Wu, D. Xu, N. Zargari, and S. Rizzo, "Progressive natural balance of neutral - point voltage of three level NPC inverter with a modified SVM scheme," in *21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition, APEC*, 4 pp., Mar. 2006.
- [11] Y. S. Lai, Y. K. Chou, and S. Y. Pai, "Simple PWM technique of capacitor voltage balance for three - level inverter with DC - link voltage sensor only," in *Proc. 33rd Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, pp. 1749-1754, 2007.
- [12] A. V. Jouanne, S. Dai, and H. Zhang, "A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride - through enhancement, and common - mode voltage elimination," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 739-745, Aug. 2002.
- [13] M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, "A novel direct torque control of an induction motor drive with a three-level inverter," in *Proc. IEEE Bologna Power Tech Conf.*, 7 pp., Jun. 2003.
- [14] Y. Wenxi, L. Zhengyn, and Z. Rongxiang, "Hysteresis - band control based PWM strategy of three - level neutral - point balance," in *Proc. 20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, vol. 1, pp. 415-418, Mar. 2005.
- [15] M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, "Direct torque control for three - level fed induction motor drives with capacitor voltage ripple minimization," in *Proc. 34th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics, IECON*, pp. 3238-3245, Nov. 2008.
- [16] B. Wu, *High - Power Converters and AC Drives*, A John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [17] A. Sadeghi Larjani, M. Shahparasti, A. Fatemi, A. Amiri, and M. Mohammadian, "DTC drive of induction motor using three - level inverter with optimized switching table and minimizing the deviation of neutral point voltage," in *Proc. Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conf., PEDSTC*, pp. 255-260, May 2010.

علی صادقی لاریجانی تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی مهندسی برق-الکترونیک و کارشناسی ارشد مهندسی برق- قدرت در سالهای ۱۳۸۵ و ۱۳۸۹ به ترتیب در دانشگاه های صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی و تربیت مدرس به پایان رسانیده است. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: طراحی محرکه و کنترل ماشین های الکتریکی، اینورترهای چندسطحی و منابع تغذیه بدون وقفه.

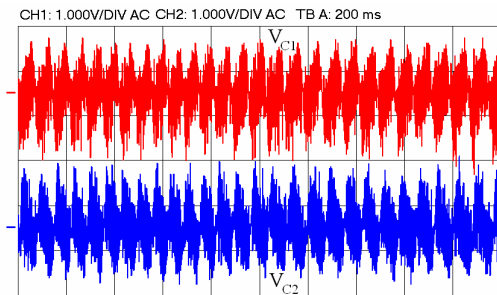
مهدی شاهپرستی کارشناسی خود را در دانشگاه بیرجند در سال ۱۳۸۶ و کارشناسی ارشد خود را در دانشگاه تربیت مدرس در سال ۱۳۸۸ در رشته برق- قدرت به پایان رسانده است. وی هم اکنون دانشجوی مقطع دکتری مهندسی برق- قدرت در دانشگاه تربیت مدرس می باشد. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: منابع تغذیه بدون وقفه، اینورترهای موازی و کاربرد الکترونیک قدرت در منابع تولید پراکنده.

مصطفی محمدیان تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی از دانشگاه صنعتی امیرکبیر در سال ۱۳۶۸ و کارشناسی ارشد خود را از دانشکده فنی دانشگاه تهران در سال ۱۳۷۱ و مدرک دکتری خود را در سال ۱۳۷۷ از دانشگاه کلگری کانادا همگی در رشته برق- قدرت به پایان رسانده است و هم اکنون دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس است. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه وی عبارتند از: منابع تغذیه بدون وقفه، کنترل ماشین های الکتریکی، کاربرد DSP در الکترونیک قدرت و کاربرد الکترونیک قدرت در ادوات پراکنده.

علی یزدیان ورجانی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق از دانشگاه صنعتی شریف در سال ۱۳۶۸ به اتمام رساند. ایشان مدرک کارشناسی ارشد و دکترای خود را در رشته مهندسی برق از دانشگاه ولنگونگ استرالیا به ترتیب در سال های ۱۳۷۳ و ۱۳۷۷ دریافت کرد. وی هم اکنون استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تربیت مدرس است. زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: طراحی و کنترل ادوات FACTS، کیفیت توان، حفاظت شبکه های قدرت و امنیت اطلاعات.



(الف)



(ب)

شکل ۱۹: ولتاژ خازن های لینک DC با ظرفیت $470 \mu\text{F}$ ، (الف) ولتاژ خازن ها و (ب) ریبیل ولتاژ خازن ها.

خازن های لینک DC اینورتر NPC استفاده شده است. همچنین برای کنترل انحراف ولتاژ در محدوده معین، یک مقایسه کننده هیستریزیس دوسطحی به کار برده شده است.

مقایسه روش پیشنهادی با روش مشابه نشان می دهد که THD ولتاژ خط در روش پیشنهادی افزایش می یابد. نتایج مربوط به کنترل ولتاژ خازن ها برای دو روش، نشان دهنده تثبیت و کنترل ولتاژ خازن ها در محدوده معین در روش پیشنهادی می باشد. همچنین نتایج پیاده سازی روش مقاله نشان می دهد که با وجود کاهش ظرفیت خازن ها (از $1000 \mu\text{F}$ به $470 \mu\text{F}$) دینامیک روش پیشنهادی افزایش یافته و انحراف ولتاژ از حد تعیین شده خارج نمی شود.

مراجع

- [1] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick - response and high - efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 22, no. 5, pp. 820-827, Sep./Oct. 1986.
- [2] K. Lee, J. H. Song, I. Choy, and J. Y. Yoo, "Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by three - level inverter with low switching frequency," *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol. 17, no. 2, pp. 255-264, Mar. 2002.
- [3] V. Perelmuter, "Three - level inverters with direct torque control," *IEEE Industry Applications Conf.*, vol. 3, pp. 1368-1374, Oct. 2000.
- [4] M. F. Escalante, J. Vannier, and A. Arzandé, "Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications," *IEEE Trans. on Industrial Elec.*, vol. 49, no. 4, pp. 809-815, Aug. 2002.
- [5] C. A. Martins, X. Roboam, T. A. Meynard, and A. S. Carvalho, "Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter," *IEEE Trans. on Power Elec.*, vol. 17, no. 2, pp. 286-297, Mar. 2002.
- [6] R. Zaimedde and T. Undeland, "DTC control schemes for induction motor fed by three - level NPC - VSI using space vector modulation," in *Proc. Int. Symp. on Power Electronics Drives Automation and Motion, SPEEDAM*, pp. 1718-1725, Jun. 2010.
- [7] S. Kouro, J. Rebolledo, and J. Rodriguez, "Reduced switching - frequency-modulation algorithm for high-power multilevel inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2894-2901, Oct. 2007.
- [8] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 28-39, Jun. 2008.