

کنترل مستقیم توان مبدل‌های PWM سه فاز مجهز به فیلتر LCL

محمد منفرد^(۱) سید محسن صدر^(۲و۱) حسن رستگار^(۳) حسین مددی کجا آبادی^(۴)

(۱) گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد، ایران

(۲) شرکت برق منطقه ای خراسان

(۳) دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر تهران، ایران

(۴) دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، ایران

واژه‌های کلیدی: کنترل مستقیم توان، فیلتر LCL، کیفیت توان

چکیده

این مقاله یک استراتژی جدید مبتنی بر مدل به منظور کنترل مستقیم توان (DPC)^۱ مبدل‌های مدولاسیون عرض پالس (PWM)^۲ سه فاز معرفی می‌نماید. در مقاله دیگری نویسندگان، این روش مبتنی بر مدل را برای کنترل مستقیم توان مبدل PWM که از طریق فیلتر خروجی سلفی (L) به شبکه متصل شده است را ارائه نموده‌اند. در این مقاله، بوسیله یک شیوه مشابه، روش کنترل مستقیم توان پیشنهادی برای مبدل‌های سه فاز با فیلتر خروجی LCL اصلاح شده است. استفاده از فیلتر LCL بجای فیلتر ساده L به لحاظ بهبود کیفیت توان، اهمیت قابل ملاحظه‌ای دارد. در واقع، استفاده از فیلتر مرتبه سوم LCL، کاهش اعوجاج هارمونیک در فرکانسهای کلیدزنی پائین‌تر را میسر می‌سازد که امتیاز قابل توجهی در کاربردهای توان بالا با مقادیر اندوکتانس کل کوچکتر می‌باشد. عملکرد سیستم پیشنهادی به وسیله نتایج شبیه سازی تایید شده است.

۱- مقدمه

در چند سال اخیر گرایش به تحقیق در زمینه مبدل‌های PWM سه فاز متصل به شبکه بگونه فزاینده ای گسترش یافته است که این امر ناشی از مزایای مهم اینگونه مبدلها نظیر قابلیت بازتولید توان، کنترل ولتاژ لینک DC، اعوجاج هارمونیک ناچیز جریان های AC، کنترل دو سویه توانهای اکتیو و راکتیو، ظرفیت خازنی کوچک لینک DC و ضریب قدرت بالا می باشد. لذا امروزه عموم عناصر تولید پراکنده همچون توربین های بادی دور متغیر، میکرو توربین ها و ... بوسیله همین مبدل های PWM سه فاز به بار محلی و یا شبکه های قدرت متصل می شوند. در کاربرد مبدل های متصل به عناصر تولید پراکنده عموماً مسئله اساسی، کنترل سیلان توان های اکتیو و راکتیو بین منبع تولید پراکنده و مصرف کننده/ شبکه است. استراتژی های کنترلی مختلفی برای اینگونه مبدل ها پیشنهاد شده است. کنترل مبتنی بر ولتاژ (VOC)^۳ که بوسیله حلقه های کنترل جریان داخلی پاسخهای حالت ماندگار و دینامیکی مناسبی را فراهم می نماید،

3. Voltage Oriented Control

1. Direct Power Control
2. Pulse Width Modulation

بیست و پنجمین کنفرانس بین‌المللی برق

سازی نمی باشد زیرا طیف فرکانسی هارمونیک کلیدزنی گسترده بوده و به علت فرکانس کلیدزنی متغیر، بصورت شفاف تعریف نمی شود. یک راه حل دیگر برای شیوه VOC روشهای تضعیف اکتیو می باشد که بسیار مورد توجه نیز بوده‌اند [۱۰-۱۱]. از آنجائیکه در روش DPC حالت‌های کلیدزنی توسط یک جدول کلیدزنی انتخاب می گردد نه از طریق حلقه کنترل جریان PWM، لذا روشهای تضعیف اکتیو در مورد DPC کارایی ندارند.

در این کار تحقیقاتی، یک استراتژی مبتنی بر مدل برای کنترل مستقیم توان مبدل‌های PWM سه فاز ارائه شده است. در روش پیشنهادی جدول کلیدزنی و مقایسه‌گرهای هیستریزس با مدولاتور ولتاژ PWM با فرکانس کلیدزنی ثابت جایگزین شده‌اند. ولتاژ مورد نیاز مبدل در هر پریود نمونه برداری تنها بر پایه مقادیر مرجع و اندازه گیری شده توانهای اکتیو و راکتیو، پارامترهای سیستم و ولتاژ اندازه گیری شده منبع AC مستقیماً محاسبه می گردد. سپس مدولاتور PWM ولتاژ مرجع را تولید کرده و پالسهای کلیدزنی را برای مبدل منبع ولتاژ فراهم می سازد. نویسندگان پیشتر این استراتژی کنترل مبتنی بر مدل را برای کنترل مستقیم توان مبدل‌های PWM سه فاز که از طریق یک فیلتر سلفی به شبکه متصل می گردند ارائه نموده‌اند که عملکرد مناسبتری را نسبت به VOC و تکنیکهای مرسوم DPC نشان داده است [۱۲]. در این کار تحقیقاتی، با شیوه ای متناظر، روش کنترل مستقیم توان پیشنهادی برای مبدل‌های سه فاز با فیلتر خروجی LCL تطبیق داده شده است. امکان استفاده از فیلتر LCL به‌مراه فرکانس کلید زنی ثابت، روش کنترل مستقیم توان پیشنهادی را به لحاظ الزامات کیفیت توان، بسیار مطلوب کرده است.

۲- کنترل مستقیم توان پیشنهادی برای مبدل‌های دارای فیلتر خروجی LCL

بلوک دیاگرام سیستم کنترل مستقیم توان پیشنهادی با فیلتر خروجی LCL در شکل (۱) نمایش داده شده است.

بصورت گسترده مورد استفاده قرار گرفته است. اشکال عمده چنین سیستمی این است که عملکرد آن شدیداً وابسته به استراتژی کنترل جریان و شرایط شبکه AC متصل به آن می باشد [۱]. استراتژی کنترلی جدیدی به نام کنترل مستقیم توان یا DPC که بر اساس کنترل مستقیم مقادیر لحظه ای توان های اکتیو و راکتیو می باشد، در چند سال اخیر به دلیل امتیازاتی چون عملکرد دینامیکی سریع و پیاده سازی ساده مورد بهره برداری قرار گرفته است. در DPC حلقه های کنترل جریان داخلی و بلوک مدولاتور PWM حذف شده‌اند، زیرا حالت‌های کلیدزنی مبدل بصورت مطلوبی توسط یک جدول کلیدزنی و بر اساس خطای لحظه ای میان مقادیر مرجع و اندازه گیری شده توان های اکتیو و راکتیو انتخاب می گردد. از سوی دیگر برخی معایب شناخته شده روش کنترل مستقیم توان عبارتند از فرکانس کلیدزنی متغیر (دشواری های طراحی مبدل و فیلتر) و برخی مشکلات ناشی از بهره زیاد کنترلرهای هیستریزس مورد استفاده در این روش [۶-۲]. با این وجود DPC متداول که بر اساس جدول کلیدزنی است مورد توجه بوده و بطور گسترده ای مورد استفاده قرار گرفته است، لیکن تنها سلفهای AC ساده به عنوان فیلتر میان مبدل و شبکه به کار برده شده است. به منظور دستیابی به کارایی هارمونیک قابل قبول، اندازه سلف AC می بایست بسیار بزرگ انتخاب گردد، که این امر سبب افزایش قیمت، حجم و عملکرد ضعیف دینامیکی گشته، افزایش تلفات را نیز به دنبال دارد. در مقابل استفاده از فیلتر مرتبه سوم LCL، کاهش اعوجاج هارمونیک در فرکانسهای کلیدزنی پائین تر را میسر می سازد که امتیاز قابل توجهی در کاربردهای توان بالا با مقادیر اندوکتانس کل کوچکتر می باشد [۹-۷]. از سوی دیگر فیلتر LCL ممکن است باعث بروز اعوجاج گذرا یا حالت ماندگار جریان AC به سبب رزونانس و مشکلات پایداری برای سیستم کنترل شود. احتمال بروز رزونانس در مبدل‌های PWM کنترل شده با VOC در شرایطی که فرکانس رزونانس اصلی در محدوده فرکانسی که هارمونیکهای جریان AC وجود نداشته باشند انتخاب گردد، کاهش یافته لیکن بطور کامل برطرف نمی شود [۹-۷]. متأسفانه این راه حل در مورد روش DPC قابل پیاده

بیست و پنجمین کنفرانس بین‌المللی برق

$$\frac{d}{dt}v_{Cd} - \omega v_{Cq} = \frac{1}{C}[i_{1d} - i_{2d}] \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt}v_{Cq} + \omega v_{Cd} = \frac{1}{C}[i_{1q} - i_{2q}] \quad (7)$$

$$\frac{d}{dt}i_{2d} - \omega i_{2q} = \frac{1}{L_2}[-R_2 i_{2d} + v_{Cd} - v_d] \quad (8)$$

$$\frac{d}{dt}i_{2q} + \omega i_{2d} = \frac{1}{L_2}[-R_2 i_{2q} + v_{Cq} - v_q] \quad (9)$$

این معادلات نشان می‌دهند که اجزای d و q جریان‌ها و ولتاژ خازن به وسیله عبارت‌های تزویج متقابل به یکدیگر وابسته‌اند. با فرض پیروی نمونه برداری کوچک (T_{sp}) معادلات (4) تا (9) را می‌توان به فرم گسسته تبدیل نمود.

$$i_{1d}(k+1) = \frac{T_{sp}}{L_1}[-R_1 i_{1d}(k) + v_{sd}(k) - v_{Cd}(k)] + T_{sp} \omega i_{1q}(k) + i_{1d}(k) \quad (10)$$

$$i_{1q}(k+1) = \frac{T_{sp}}{L_1}[-R_1 i_{1q}(k) + v_{sq}(k) - v_{Cq}(k)] - T_{sp} \omega i_{1d}(k) + i_{1q}(k) \quad (11)$$

$$v_{Cd}(k+1) = \frac{T_{sp}}{C}[i_{1d}(k) - i_{2d}(k)] + T_{sp} \omega v_{Cq}(k) + v_{Cd}(k) \quad (12)$$

$$v_{Cq}(k+1) = \frac{T_{sp}}{C}[i_{1q}(k) - i_{2q}(k)] - T_{sp} \omega v_{Cd}(k) + v_{Cq}(k) \quad (13)$$

$$i_{2d}(k+1) = \frac{T_{sp}}{L_2}[-R_2 i_{2d}(k) + v_{Cd}(k) - v_d(k)] + T_{sp} \omega i_{2q}(k) + i_{2d}(k) \quad (14)$$

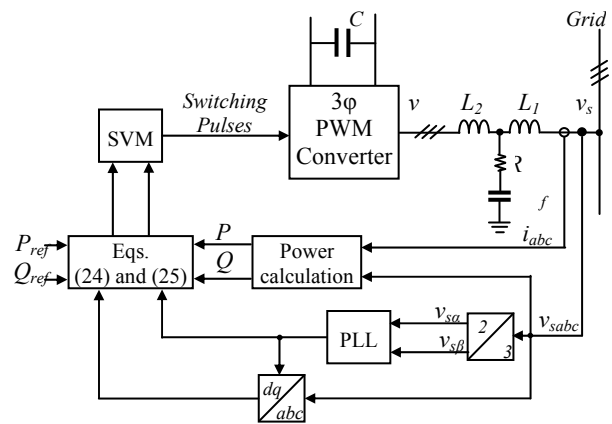
$$i_{2q}(k+1) = \frac{T_{sp}}{L_2}[-R_2 i_{2q}(k) + v_{Cq}(k) - v_q(k)] - T_{sp} \omega i_{2d}(k) + i_{2q}(k) \quad (15)$$

توان‌های اکتیو و راکتیو در قاب مرجع dq برابرند با:

$$P(k+1) = v_{sd}(k+1)i_{1d}(k+1) + v_{sq}(k+1)i_{1q}(k+1) \quad (16)$$

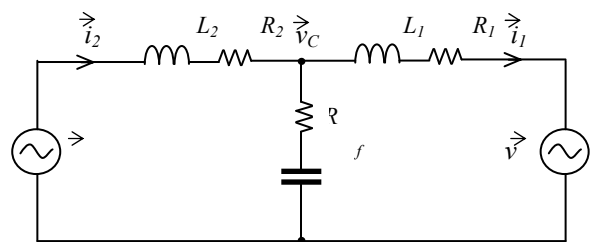
$$Q(k+1) = v_{sq}(k+1)i_{1d}(k+1) - v_{sd}(k+1)i_{1q}(k+1) \quad (17)$$

فرض می‌کنیم: $R_1=R_2=0$ ، $L_1=L$ و $L_2=aL$. بعلاوه فرض می‌شود که اندازه ولتاژ منبع در طول یک پیروی بسیار کوچک نمونه برداری ثابت مانده و با کمک PLL، سیستم کنترل با منبع ولتاژ AC سنکرون می‌گردد؛ یعنی $v_{sq}(k+1)=v_{sq}(k)=0$ ، همچنین هدف از سیستم کنترل این است $v_{sd}(k+1)=v_{sd}(k)$



شکل (1) مبدل PWM با فیلتر خروجی LCL

به منظور بدست آوردن روابط روش کنترلی پیشنهادی، مدار معادل مبدل متصل به شبکه از طریق فیلتر LCL در شکل (2) آورده شده است.



شکل (2) مدار معادل مبدل PWM با فیلتر خروجی LCL

با صرفنظر از افت ولتاژ ناچیز بر روی R_f ، سیستم فوق توسط معادلات دیفرانسیل زیر، در قاب مرجع ساکن، مدل می‌شود:

$$\frac{d}{dt}\vec{i}_{1abc} = \frac{1}{L_1}[-R_1 \vec{i}_{1abc} + \vec{v}_{sabc} - \vec{v}_{Cabc}] \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}\vec{v}_{Cabc} = \frac{1}{C}[\vec{i}_{1abc} - \vec{i}_{2abc}] \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt}\vec{i}_{2abc} = \frac{1}{L_2}[-R_2 \vec{i}_{2abc} + \vec{v}_{Cabc} - \vec{v}_{abc}] \quad (3)$$

اگر ω به عنوان سرعت زاویه ای منبع ولتاژ AC در نظر گرفته شود معادلات (1) تا (3) در قاب مرجع دوار سنکرون (dq) بصورت زیر در می‌آیند:

$$\frac{d}{dt}i_{1d} - \omega i_{1q} = \frac{1}{L_1}[-R_1 i_{1d} + v_{sd} - v_{Cd}] \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt}i_{1q} + \omega i_{1d} = \frac{1}{L_1}[-R_1 i_{1q} + v_{sq} - v_{Cq}] \quad (5)$$

بیست و پنجمین کنفرانس بین‌المللی برق

مقادیر مرجع و اندازه‌گیری شده توان‌های اکتیو و راکتیو، پارامترهای سیستم و ولتاژ اندازه‌گیری شده منبع تغذیه AC کنترل شوند.

سیگنالهای آتش مبدل PWM بر اساس این مقادیر مرجع ولتاژ مبدل تعیین می‌گردند. در روش پیشنهادی، مدولاتور ولتاژ دارای دینامیک غالب بوده و کنترلر می‌تواند تقریباً به حداکثر پاسخ دینامیکی سیستم برسد. از آنجائیکه در روش DPC پیشنهادی بر خلاف روش DPC کلاسیک، که عموماً کنترل مستقیم توان بر پایه جدول کلیدزنی^۱ نامیده می‌شود، کنترلرهای هیستریزس حذف شده اند لذا از مشکلات بهره بالای آنها اجتناب شده است. به عنوان مثال، حساسیت کنترل نسبت به ریزل‌های جریان AC به حداقل رسیده و در نتیجه فرکانسهای کلیدزنی و نمونه برداری می‌تواند کمتر باشند. بعلاوه در DPC پیشنهادی سیگنالهای آتش کلیدها توسط مدولاتور PWM به جای رگولاتورهای هیستریزس تولید می‌گردند، لذا فرکانس کلیدزنی ثابت بوده و نسبت به حالت DPC کلاسیک مقدار کوچکی می‌باشد، همچنین روشهای مدولاسیون پیشرفته به منظور دستیابی به تلفات کمتر و عملکرد هارمونیکی بهتر قابل استفاده می‌باشند. افزون بر موارد فوق استراتژی کنترل DPC پیشنهادی برای مبدل‌های سه فاز با فیلتر خروجی LCL توسعه یافته است. یک فیلتر LCL مرتبه بالا در مقایسه با یک فیلتر سلفی ساده، اعوجاج هارمونیکی بسیار کمتری را در فرکانس‌های کلیدزنی پائین تر با مقدار اندوکتانس کل کمتر امکان پذیر می‌نماید.

۳- ارزیابی عملکرد

به منظور تایید کارایی سیستم پیشنهادی شبیه‌سازی‌هایی با استفاده از نرم افزار MATLAB/Simulink انجام پذیرفته است. تنظیم توان، شکل دهی جریان و محتوای هارمونیکی روش DPC پیشنهادی با فیلتر خروجی LCL با مقادیر مشابه روش DPC متداول مبتنی بر جدول کلیدزنی ارائه شده در [۲] و روش DPC پیشنهادی با فیلتر خروجی سلفی در مرجع

که توانهای اکتیو و راکتیو اندازه‌گیری شده در لحظه $(k+1)$ با توانهای اکتیو و راکتیو مرجع در لحظه (k) برابر گردند. لذا با این فرضیات و جایگزینی معادلات (۱۰) و (۱۱) در (۱۶) و (۱۷) خواهیم داشت:

$$P_{ref}(k) = P(k+1) = \frac{T_{sp}}{L} [v_{sd}^2(k) - v_{sd}(k)v_{cd}(k)] + P(k) - T_{sp}\omega Q(k) \quad (18)$$

$$Q_{ref}(k) = Q(k+1) = \frac{T_{sp}}{L} v_{sd}(k)v_{cq}(k) + Q(k) + T_{sp}\omega P(k) \quad (19)$$

با فرض فیلتر ایده آل، تغییرات i_2 و v_c در طی پرورد کوتاه نمونه برداری قابل صرفنظر کردن خواهد بود؛ یعنی: $v_{cq}(k+1) = v_{cq}(k)$ ، $v_{cd}(k+1) = v_{cd}(k)$ ، $i_{2q}(k+1) = i_{2q}(k)$ ، $i_{2d}(k+1) = i_{2d}(k)$ اعمال این فرضیات ساده کننده به معادلات (۱۲) تا (۱۵) منجر به معادلات ساده شده زیر می‌گردد:

$$v_{cq}(k) = -\frac{1}{C\omega} [i_{1d}(k) - i_{2d}(k)] \quad (20)$$

$$v_{cd}(k) = \frac{1}{C\omega} [i_{1q}(k) - i_{2q}(k)] \quad (21)$$

$$v_{cd}(k) = -aL\omega i_{2q}(k) + v_d(k) \quad (22)$$

$$v_{cq}(k) = aL\omega i_{2d}(k) + v_q(k) \quad (23)$$

معادلات (۲۰) تا (۲۳) را می‌توان برای ولتاژ خازن حل نموده و حاصل را در معادلات (۱۸) و (۱۹) جایگزین نمود که با مرتب سازی آنها برای v_q و v_d داریم:

$$v_d(k) = \frac{L(1-aLC\omega^2)}{T_{sp}v_{sd}(k)} [-P_{ref}(k) + P(k) - T_{sp}\omega Q(k)] + \frac{L(1-aLC\omega^2)v_{sd}(k)}{T_{sp}} - \frac{aL\omega Q(k)}{v_{sd}(k)} \quad (24)$$

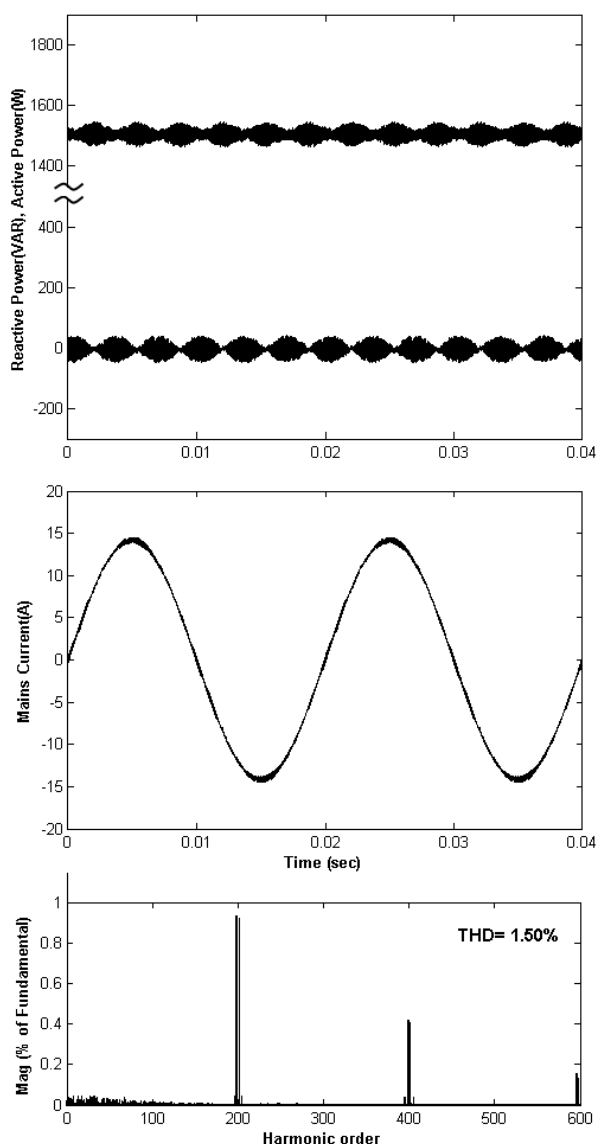
$$v_q(k) = \frac{L(1-aLC\omega^2)}{T_{sp}v_{sd}(k)} [Q_{ref}(k) - Q(k) - T_{sp}\omega P(k)] - \frac{aL\omega P(k)}{v_{sd}(k)} \quad (25)$$

معادلات فوق اجزای v_d و v_q در قاب مرجع دوار dq بوده که شرایط کنترلی ($P_{ref}(k) = P(k+1)$ ، $Q_{ref}(k) = Q(k+1)$) را برآورده می‌سازند. معادلات (۲۴) و (۲۵) نشان می‌دهند که اجزای dq ولتاژ مبدل می‌توانند بطور مستقیم و با توجه به

بیست و پنجمین کنفرانس بین‌المللی برق

سه سیستم تحت مطالعه در شکل‌های (۳)، (۴) و (۵) نشان داده شده‌اند.

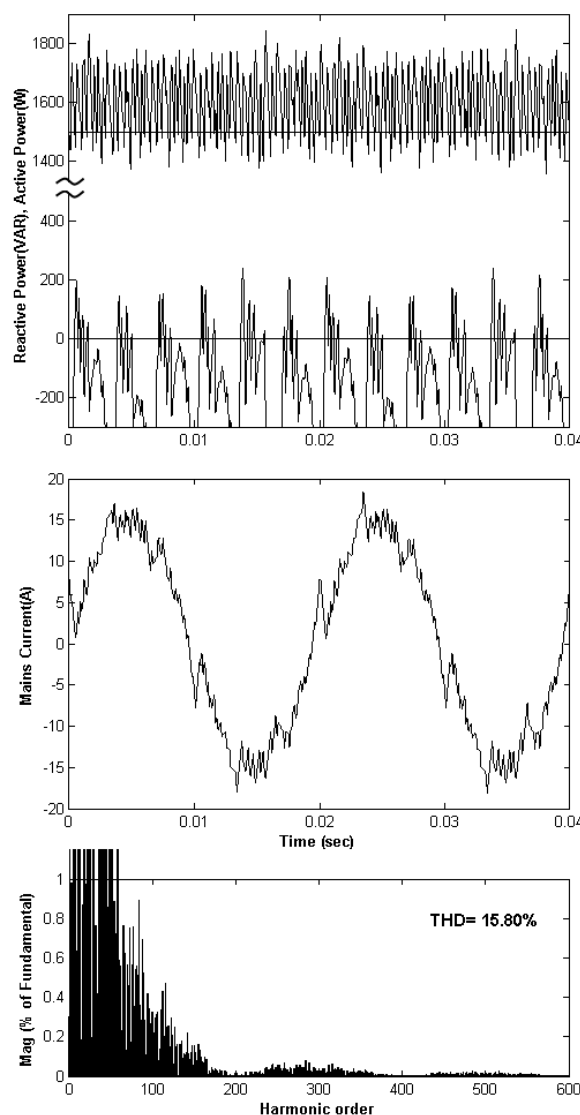
شکل (۳) بطور آشکار نشان می‌دهد که روش DPC متداول با مقادیر ذکر شده فرکانس نمونه برداری (10 kHz) و اندوکتانس فیلتر (2.5 mH) نمی‌تواند عملکرد قابل قبولی ارائه نماید. در حقیقت DPC مبتنی بر جدول کلیدزنی تنها در شرایط فرکانس نمونه برداری و اندوکتانس فیلتر بزرگ می‌تواند عملکرد مناسبی داشته باشد که عموماً این شرایط در کاربردهای توان بالا امکان پذیر نمی‌باشند.



شکل (۴) نتایج شبیه‌سازی برای DPC پیشنهادی

با فیلتر سلفی (L=2.5 mH) [۱۲]

[۱۲] مقایسه شده است. مشخصات سیستم برای کلیه حالات مطالعه یکسان بوده و اندوکتانس کل فیلتر 2.5 mH انتخاب شده است. فرکانس نمونه برداری و کلیدزنی 10 kHz انتخاب شده‌اند. فیلتر LCL از طریق یک فرایند گام به گام متداول طراحی می‌گردد؛ در این روش ریپل جریان AC و بطور همزمان توان راکتیو خازن حداقل شده، بعلاوه حاشیه پایداری کافی و تضعیف مناسب پدیده رزونانس فراهم می‌گردد [۹-۷].



شکل (۳) نتایج شبیه‌سازی برای DPC

مبتنی بر جدول کلیدزنی (L=2.5 mH) [۲]

پارامترهای فیلتر بصورت $L_1 = 0.9 \text{ mH}$, C_f , $L_2 = 1.6 \text{ mH}$

$R_f = 4 \Omega$ و $60 \mu\text{F}$ انتخاب شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی برای

بیست و پنجمین کنفرانس بین‌المللی برق

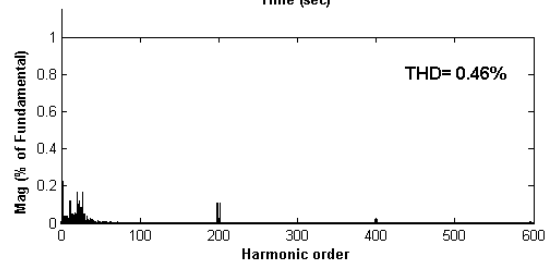
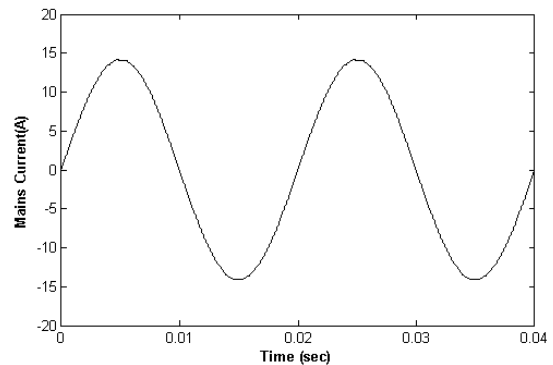
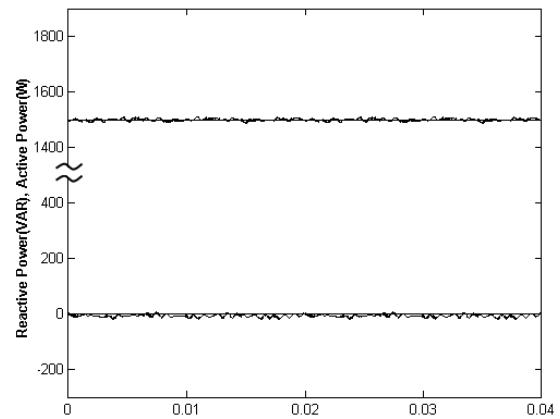
از سوی دیگر، مقادیر اعوجاج هارمونیکی کل (THD) در شکل های (۴) و (۵) اثبات می نماید که عملکرد هارمونیکی فیلتر مرتبه سوم LCL به جای فیلتر سلفی ساده در شرایط مقادیر یکسان اندوکتانس کل و فرکانس نمونه برداری و کلیدزنی، بسیار مناسب تر می باشد.

۴- نتیجه گیری

یک استراتژی جدید مبتنی بر مدل به منظور کنترل مستقیم توان مبدل های مدولاسیون عرض پالس سه فاز که از طریق یک فیلتر LCL به شبکه متصل می گردند، پیشنهاد شده است. در کنار بکارگیری فیلتر LCL بجای فیلتر سلفی و سادگی، شبیه سازی ها عملکرد بهتر روش پیشنهادی را در مقایسه با DPC کلاسیک مبتنی بر جدول کلیدزنی تایید می نماید.

مراجع:

- [1] S. Buso, and P. Mattavelli, "Digital Control in Power Electronics", Morgan & Claypool, USA, 2006.
- [2] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 473-479, 1998.
- [3] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, 2004.
- [4] P. Cortes, J. Rodriguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an AFE using predictive control," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516-2523, 2008.
- [5] J. Restrepo, J. C. Viola, J. M. Aller, and A. Bueno, "Algorithm evaluation for the optimal selection of the space vector voltage using DPC in power systems," in *Proc. European Conf. Power Electronics and Applications*, pp. 1-9, 2007.
- [6] A. Bouafia, F. Krim, and J. P. Gaubert, "Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation," *Energy Conversion and Management*, vol. 50, no. 1, pp. 6-13, 2009.
- [7] T. C. Wang, Z. Ye, G. Sinha, and X. Yuan, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter," in *Proc. 34th Annu. IEEE Conf. Power Electronics Specialists*, pp. 779-784, 2003.
- [8] S. V. Araujo, A. Engler, and F. L. M. Antunes, "LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines," in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electronics*, Daegu, pp. 1133-1138, 2007.



شکل (۵) نتایج شبیه سازی برای DPC پیشنهادی با فیلتر LCL ($L1+L2=2.5$ mH)

شکل (۵) که عملکرد روش DPC پیشنهادی با فیلتر خروجی LCL را نشان می دهد، برتری این روش را در کنترل دقیق تر جریان با حداقل اعوجاج و نویز هارمونیکی (THD)، همزمان با رگولاسیون دقیق تر و اعوجاج کمتر در توانهای اکتیو و راکتیو خروجی تایید می نماید.

طیف هارمونیکی جریان های AC نیز در شکل های (۳) تا (۵) نمایش داده شده است. از شکل (۳) ملاحظه می گردد که روش کلاسیک، دارای طیف هارمونیکی وسیعی بوده که در محدوده گسترده ای از فرکانسهای پائین گسترش یافته است. به علت وجود این هارمونیکیهای فرکانس پائین، طراحی فیلتر LCL برای جلوگیری از رزونانس، عملاً غیر ممکن می باشد.

بیست و پنجمین کنفرانس بین‌المللی برق

- [9] B. C. Parikshith, and J. Vinod, "Higher order output filter design for grid connected power converters," in *Proc. 15th National Conf. Power Systems*, Bombay, pp. 614-619, 2008.
- [10] E. Wu, and P. W. Lehn, "Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 21, no. 5, pp. 1364-1373, Sep. 2006.
- [11] S. Y. Yang, X. Zhang, C. W. Zhang, and Z. Xie, "Study on active damping methods for voltage source converter with LCL input filter," in *Proc. 6th IEEE Int. Conf. Power Electronics and Motion Control*, pp. 975-979, 2009.
- [12] M. Monfared, H. Rastegar, and H. M. Kojabadi, "High performance DPC for PWM converters," in *Proc. 6th Int. Conf. Electrical and Electronics Engineering*, Bursa, 2009.