



جمهوری اسلامی ایران
وزارت نیرو

Ref. No:

Date:

شماره : ۱۱۸۱/۳۴۴۴/۱۸۳۱ تاریخ : ۹۳/۲/۲۸

گواهی می شود:

جناب آقای دکتر محمد منفرد در بیست و هشتمین کنفرانس بین المللی برق که از تاریخ ۱۱ لغایت ۱۳ آبانماه ۱۳۹۲ در تهران برگزار گردید حضور داشته اند. ایشان نویسنده دوم مقاله با عنوان :
"ارایه روشی ساده و موثر برای کنترل دیجیتال جریان مبدل تک فاز متصل به شبکه"

هستند که با شماره 13-F-PQA-1831 در بیست و هشتمین کنفرانس بین المللی برق ایران پذیرفته و فقط چاپ شد .
این گواهی بنا به درخواست نامبرده صادر و فاقد هرگونه ارزش دیگری می باشد.

حیدر خنده کنفرانس بین المللی برق - پژوهشگاه نیرو
تهران - شهرک قدس، فاز ششم، انتهای بلوار شهید دادمان (پنج خندی)
مندوق پستی: ۱۴۶۶۵-۵۱۷
تلفن: ۹-۹۴۰۰۰۰، ۸۸۰۷ ۴۶۳۲، ۸۸۳۶
پست الکترونیک: psc@psc-ir.com
تلفکس: ۸۸۳۶ ۴۶۳۱
اینترنت: www.psc-ir.com



PSC Secretariat - Niroo Research Institute
P.O. BOX: 14665-517, Tehran, Iran
Tel: (+98-21) 8836 4632, 8807 9400-9
FAX: (+98-21) 8836 4631
www.psc-ir.com, psc@psc-ir.com



ارایه روشی ساده و موثر برای کنترل دیجیتال جریان مبدل تک‌فاز متصل به شبکه

مهدی علومى بايگى

دفتر تحقیقات

شرکت برق منطقه‌ای خراسان

مشهد، ایران

me_oloomi@yahoo.com

مجید صنعت‌کار چایجانی، محمد منفرد

گروه برق

دانشگاه فردوسی مشهد

مشهد، ایران

sanatkar.majid@gmail.com, m.monfared@um.ac.ir

کنترلی می‌توان به کنترل هیستریزیس جریان [۶]، کنترل مبتنی بر ولتاژ (VOC) [۷]، [۸] و روش مبتنی بر کنترلر تناسبی-رزناسی (PR) [۹] به عنوان روش‌های مرسوم اشاره کرد. از طرف دیگر پیشرفت‌های اخیر در تکنولوژی ساخت پردازنده‌های سیگنال دیجیتال باعث شده تا استفاده از روش‌های کنترل دیجیتال مثل deadbeat [۱۰]، تکراری [۱۱] و پیش‌بین [۱۲] به سرعت افزایش پیدا کند. بهره‌بینهایت مقایسه‌گر هیستریزیس پاسخ دینامیکی بسیار سریعی را برای روش CHC فراهم می‌کند. پیاده‌سازی ساده و پایداری مناسب از مزایا و فرکانس سوئیچینگ متغیر مهم‌ترین عیب این روش کنترلی می‌باشند [۶]. در روش VOC از قاب مرجع سنکرون و مجزا کردن جریان AC به مؤلفه‌های اکتیو و راکتیو استفاده می‌شود. این مؤلفه‌های اکتیو و راکتیو جریان در قاب مرجع سنکرون به صورت کمپت‌های DC بوده و در نتیجه با استفاده از کنترلرهای تناسبی-انتگرالی (PI) می‌توان به خطای حالت دایم صفر دست یافت. وجود حلقه‌های داخلی کنترل جریان در این روش، عملکرد مناسب دینامیکی و استاتیکی سیستم را تضمین می‌کند. عملکرد نهایی روش VOC وابسته به تنظیم پارامترهای کنترلرهای PI می‌باشد [۷]، [۸]. در سیستم‌های تک‌فاز انتقال سیگنال‌های الکتریکی از قاب مرجع ساکن به سنکرون نیازمند دو سیگنال عمود بر هم می‌باشد، بنابراین استفاده از قاب مرجع سنکرون در یک سیستم تک‌فاز نیازمند تولید یک فاز مجازی می‌باشد. برای تولید این فاز مجازی روش‌های متفاوتی از جمله جابجا کننده فاز ۹۰ درجه [۱۳]، فیلتر تمام گذر [۱۴] و انتگرال‌گیر مرتبه دو (SOGI) [۱۵] ارایه شده‌اند. برخلاف روش VOC کنترل مبتنی بر PR می‌تواند یک سیگنال مرجع سینوسی را در قاب مرجع ساکن با خطای

چکیده — این مقاله روشی ساده برای کنترل جریان مبدل تک‌فاز منبع ولتاژی متصل به شبکه به صورت دیجیتال ارایه می‌کند. روش پیشنهادی برخلاف روش‌های مرسوم نیازمند تولید فاز مجازی و تبدیل قاب مرجع نمی‌باشد. خطای حالت دایم صفر و پایداری حلقه بسته در روش پیشنهادی به صورت تحلیلی اثبات می‌شود. نتایج پیاده‌سازی عملی نیز تعقیب سریع و دقیق جریان با حداقل اعوجاج را در روش پیشنهادی تایید می‌کند.

واژه‌های کلیدی — مبدل منبع ولتاژی؛ شبکه تک‌فاز؛ کنترل دیجیتال جریان؛

۱. مقدمه

امروزه مبدل‌های منبع ولتاژی^۱ تک‌فاز در کاربردهای متصل به شبکه همچون فیلترهای فعال قدرت [۱]، مدارهای اصلاح ضریب توان [۲]، منابع تغذیه بدون وقفه [۳]، سیستم‌های فتوولتیک [۴] و ... به طور وسیعی مورد استفاده قرار می‌گیرند. در تمامی این کاربردها علاوه بر اهمیت کیفیت تبادل توان با شبکه، جذب یا تزریق یک جریان سینوسی با حداقل مؤلفه‌های هارمونیک نیز از اهمیت بالایی برخوردار است [۵].

روش‌های کنترل متفاوتی برای دستیابی به تبادل توان مناسب و کاهش مؤلفه‌های هارمونیک جریان در این مبدل‌ها ارایه شده‌اند. از این روش‌های

¹ Voltage Source Converters (VSCs)

۲.۱. حالت‌های سوئیچینگ

در مدار شکل ۱ شانزده ترکیب متفاوت برای وضعیت سوئیچ‌ها وجود دارد. از بین این حالت‌ها، به منظور جلوگیری از اتصال کوتاه شدن سمت DC و یا مدار باز شدن سمت AC تنها چهار حالت سوئیچینگ مجاز می‌باشند. از نظر ولتاژ خروجی مبدل (v) سه حالت مجزا زیر ایجاد می‌شود:

I روشن بودن سوئیچ‌های S_1 و S_3 یا S_2 و S_4 که منجر به $v = 0$ می‌شود.

II روشن بودن سوئیچ‌های S_1 و S_4 که منجر به $v = V_{dc}$ می‌شود.

III روشن بودن سوئیچ‌های S_2 و S_3 که منجر به $v = -V_{dc}$ می‌شود.

که V_{dc} ولتاژ لینک DC می‌باشد. تغییرات جریان در این سه حالت سوئیچینگ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{cases} \Delta I_I = \frac{1}{L} \int_t^{t+\Delta t} (v_s(t') - r_L i(t')) dt' \\ \Delta I_{II} = \frac{1}{L} \int_t^{t+\Delta t} (v_s(t') - r_L i(t') - V_{dc}) dt' \\ \Delta I_{III} = \frac{1}{L} \int_t^{t+\Delta t} (v_s(t') - r_L i(t') + V_{dc}) dt' \end{cases} \quad (2)$$

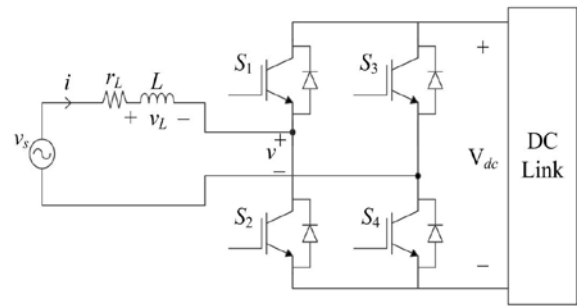
که r_L مقاومت سری معادل فیلتر سلفی و v_s ولتاژ شبکه می‌باشند. با فرض فرکانس نمونه‌برداری کوچک، می‌توان ولتاژ شبکه و جریان را در یک پریود نمونه‌برداری ثابت در نظر گرفت. بنابراین تغییرات جریان را می‌توان به صورت (۳) گسسته سازی نمود.

$$\begin{cases} \Delta I_I = \frac{\Delta t_I}{L} (v_s[n] - r_L i[n]) \\ \Delta I_{II} = \frac{\Delta t_{II}}{L} (v_s[n] - r_L i[n] - V_{dc}) \\ \Delta I_{III} = \frac{\Delta t_{III}}{L} (v_s[n] - r_L i[n] + V_{dc}) \end{cases} \quad (3)$$

که Δt_I ، Δt_{II} و Δt_{III} بازه‌های زمانی اعمال هر یک از حالت‌های سوئیچینگ می‌باشند.

۲.۲. مدولاسیون پهنای پالس سینوسی تک‌قطبی

مدولاسیون سینوسی تک‌قطبی به علت سادگی در پیاده‌سازی و هارمونیک‌های تولیدی اندک در مبدل‌های تکفاز مورد استفاده قرار می‌گیرد. نحوه تولید پالس‌های گیت در این مدولاسیون در شکل ۲ نشان داده شده



شکل ۱: ساختار مبدل منبع ولتاژی تکفاز

حالت دایم صفر دنبال کند. در مقابل مزایایی همچون سادگی و عدم استفاده از تبدیل قاب مرجع، این روش دارای معایبی از جمله حساسیت به تغییر در فرکانس شبکه، پاسخ‌نمایی به تغییرات پله و احتمال بروز ناپایداری در حضور جابجایی فاز در جریان اندازه‌گیری شده می‌باشد.

در این مقاله یک روش کنترل دیجیتال جریان برای مبدل‌های منبع ولتاژی تکفاز متصل به شبکه ارائه می‌شود. روش پیشنهادی دارای مفاهیم و طراحی ساده بوده و به سادگی قابل پیاده‌سازی در پردازنده‌های دیجیتال معمول می‌باشد. در ادامه نشان داده خواهد شد که در این روش بدون استفاده از کنترلرهای PI، تولید فاز مجازی و تبدیل قاب مرجع، خطای حالت دایم صفر و THD جریان لپین حاصل می‌شود. برای اثبات عملکرد مناسب روش پیشنهادی، این روش با روش VOC در شرایط کاری متفاوت مقایسه می‌شود.

۲. ساختار مبدل منبع ولتاژی تکفاز

ساختار متداول مبدل منبع ولتاژی تکفاز با یک فیلتر سلفی در سمت AC و یک ذخیره‌کننده انرژی خازنی در سمت DC که به عنوان مبدل تمام پله نیز شناخته می‌شود در شکل ۱ نشان داده شده است. این ساختار علاوه بر قابلیت کنترل ضریب توان و جریان سمت AC با اعوجاج کم، توانایی انتقال توان در هر دو سمت را نیز دارد. جریان عبوری از فیلتر در لحظه $t + \Delta t$ را می‌توان به صورت زیر تعیین کرد:

$$i(t + \Delta t) = i(t) + \frac{1}{L} \int_t^{t+\Delta t} v_L(t') dt' = i(t) + \Delta I \quad (1)$$

که v_L افت ولتاژ روی فیلتر سلفی، Δt نشان دهنده بازه زمانی اعمال هر یک از حالت‌های سوئیچینگ و ΔI تغییرات جریان در بازه Δt می‌باشند.

که T_s دوره تناوب سوئیچینگ می‌باشد. با جایگذاری (۴) و (۵) در (۳)، تغییرات جریان در هر یک از حالت‌های سوئیچینگ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{cases} \Delta I_{\text{I}} = \frac{T_s}{L} \left(1 - \frac{v_{\text{ref}}[n]}{V_{\text{dc}}} \right) (v_s[n] - r_L i[n]) \\ \Delta I_{\text{II}} = \frac{T_s}{L} \frac{v_{\text{ref}}[n]}{V_{\text{dc}}} (v_s[n] - r_L i[n] - V_{\text{dc}}) \end{cases} \quad v_{\text{ref}}[n] > 0 \quad (۶)$$

$$\begin{cases} \Delta I_{\text{I}} = \frac{T_s}{L} \left(1 + \frac{v_{\text{ref}}[n]}{V_{\text{dc}}} \right) (v_s[n] - r_L i[n]) \\ \Delta I_{\text{III}} = -\frac{T_s}{L} \frac{v_{\text{ref}}[n]}{V_{\text{dc}}} (v_s[n] - r_L i[n] + V_{\text{dc}}) \end{cases} \quad v_{\text{ref}}[n] < 0 \quad (۷)$$

با استفاده از (۶) و (۷)، تغییرات جریان در یک دوره تناوب سوئیچینگ به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{cases} \Delta I = \Delta I_{\text{I}} + \Delta I_{\text{II}} = \frac{T_s}{L} (v_s[n] - r_L i[n] - v_{\text{ref}}[n]) \quad v_{\text{ref}}[n] > 0 \\ \Delta I = \Delta I_{\text{I}} + \Delta I_{\text{III}} = \frac{T_s}{L} (v_s[n] - r_L i[n] - v_{\text{ref}}[n]) \quad v_{\text{ref}}[n] < 0 \end{cases} \quad (۸)$$

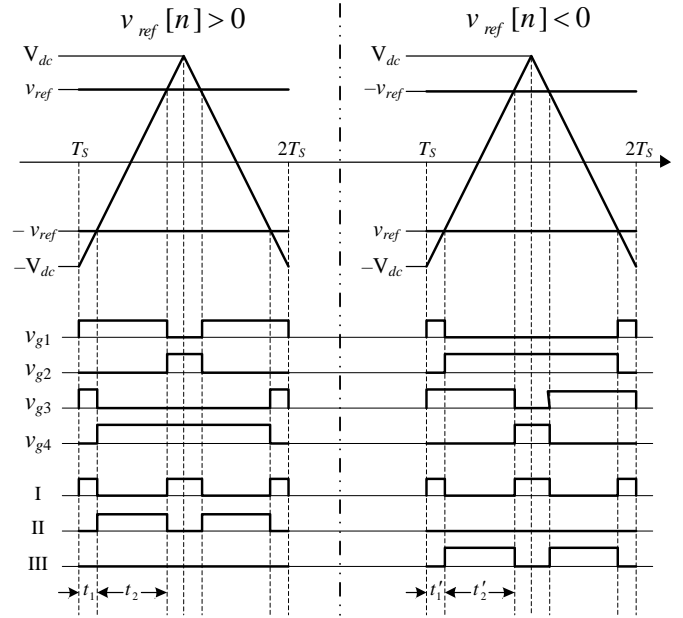
همان‌طور که در (۸) دیده می‌شود، تغییرات جریان مشابهی برای ولتاژهای مرجع مثبت و منفی در یک دوره تناوب سوئیچینگ حاصل شده است. از نتایج این بخش برای روش پیشنهادی استفاده خواهد شد.

۳. روش کنترل دیجیتال جریان پیشنهادی

تمامی روش‌های کنترل جریان مبدل‌های منبع ولتاژی نیازمند جریان مرجع می‌باشند. در این روش‌ها با استفاده از این جریان مرجع، ولتاژ مرجع به نحوی که جریان مبدل این جریان مرجع را دنبال کند تعیین می‌شود. بنابراین تعیین جریان مرجع نقش مهمی در ضریب توان، اعوجاج جریان و پایداری سیستم حلقه بسته ایفا می‌کند.

۳.۱. محاسبه جریان مرجع

تنظیم تبادل توان مبدل و شبکه به سادگی با استفاده از کنترل دامنه و فاز جریان مبدل حاصل می‌شود. با فرض ولتاژ شبکه $v_s = V_s \sin(\omega t)$ و جریان مبدل $i = I \sin(\omega t - \theta_i)$ می‌توان راکتیو مبدل را می‌توان با استفاده از (۹) به دست آورد. با جایگذاری توان‌های اکتیو و راکتیو با مقادیر



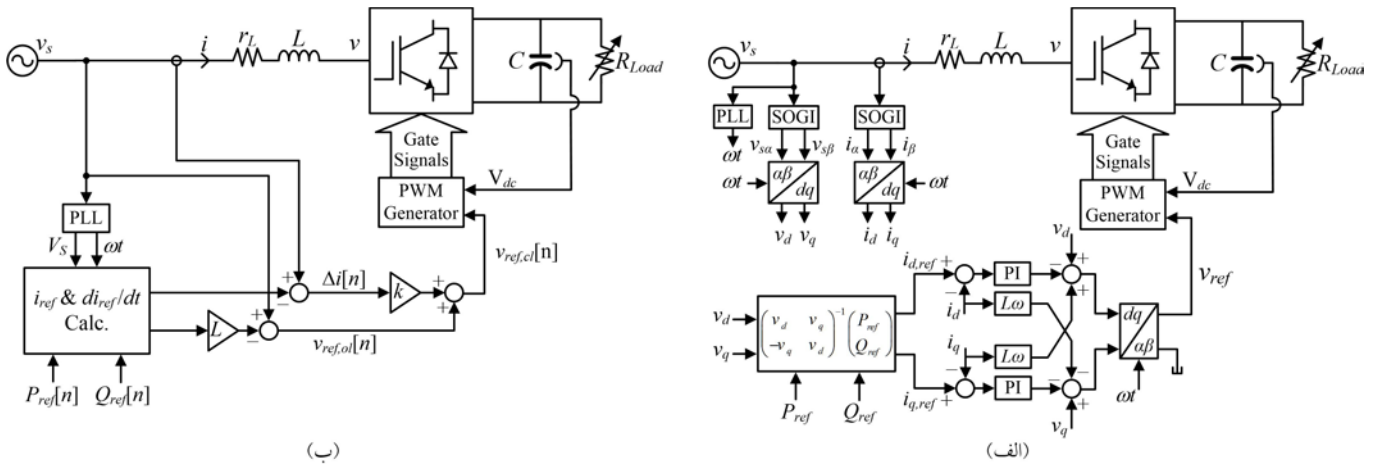
شکل ۲: نحوه تولید پالس‌های گیت توسط مدولاسیون تک‌قطبی

است. پالس‌های گیت از مقایسه ولتاژ مرجع با یک شکل موج حامل مثلثی فرکانس بالا حاصل می‌شوند. در مدولاسیون تک‌قطبی از v_{ref} برای تولید پالس‌های گیت S_1 و S_2 و از $-v_{\text{ref}}$ برای تولید پالس‌های گیت S_3 و S_4 استفاده می‌شود. در شکل ۲ فرض شده که فرکانس سوئیچینگ و نمونه‌برداری یکسان بوده و ولتاژ مرجع در لحظه قعر شکل موج حامل نمونه‌برداری می‌شود.

با توجه به شکل ۲ می‌توان بیان داشت که برای ولتاژ مرجع مثبت حالت‌های سوئیچینگ I و II و برای ولتاژ مرجع منفی حالت‌های سوئیچینگ I و III به مبدل اعمال می‌شوند. بازه‌های زمانی سوئیچینگ برای هر دو ولتاژ مرجع مثبت و منفی به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\begin{cases} \Delta t_{\text{I}} = 4t_1 = \left(1 - \frac{v_{\text{ref}}[n]}{V_{\text{dc}}} \right) T_s \\ \Delta t_{\text{II}} = 2t_2 = \frac{v_{\text{ref}}[n]}{V_{\text{dc}}} T_s \\ \Delta t_{\text{III}} = 0 \end{cases} \quad v_{\text{ref}}[n] > 0 \quad (۴)$$

$$\begin{cases} \Delta t_{\text{I}} = 4t_1' = \left(1 + \frac{v_{\text{ref}}[n]}{V_{\text{dc}}} \right) T_s \\ \Delta t_{\text{II}} = 0 \\ \Delta t_{\text{III}} = 2t_2' = -\frac{v_{\text{ref}}[n]}{V_{\text{dc}}} T_s \end{cases} \quad v_{\text{ref}}[n] < 0 \quad (۵)$$



شکل ۳: بلوک دیاگرام (الف) VOC (ب) روش پیشنهادی

$$v_{ref,ol}[n] = v_s[n] - L \frac{di_{ref}[n]}{dt} \quad (12)$$

برای سادگی می‌توان از تقریب مرتبه اول مشتق در رابطه (۱۲) استفاده کرد ولی استفاده از این تقریب باعث ایجاد خطا به خصوص در هنگام گذرها مثل تغییرات بار می‌شود. برای رفع این مشکل، با توجه به اینکه جریلن مرجع مطابق با (۱۰) یک سیگنال سینوسی می‌باشد، ابتدا از این رابطه مشتق‌گیری و سپس به حالت گسسته زیر تبدیلی می‌کنیم:

$$v_{ref,ol}[n] = v_s[n] - \omega L I_{ref} \cos(\omega n T_s - \theta_{ref}) \quad (13)$$

این کنترل حلقه باز جریلن منجر به خطای دامنه و فاز در جریلن مبدل می‌شود. این خطاها به علت عدم قطعیت‌ها و ساده‌سازی‌های مدل‌سازی مثل صرف‌نظر کردن از r_L و تأخیرهای ایجاد شده از تبدیل سیگنال‌های آنالوگ به دیجیتال، محاسبات برنامه‌کنندگی و مدولاتور PWM می‌باشد. بنابراین برای دستیابی به خطای حالت دایم صفر، استفاده از یک سیستم حلقه بسته ضروری است. یک سیگنال مناسب برای پسخور، جریلن مبدل می‌باشد. برای تعیین تأثیر تغییرات ولتاژ مرجع روی جریلن مبدل، مشتق (۸) نسبت به ولتاژ مرجع به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{\partial \Delta I}{\partial v_{ref}} = -\frac{T_s}{L} \quad (14)$$

با توجه به این رابطه می‌توان بیان کرد که تحت هر شرایطی از ولتاژ شبکه و ولتاژ مرجع، تغییرات ولتاژ مرجع با تغییرات جریلن در یک بازه سوئیچینگ رابطه عکس دارد. به عبارت دیگر افزایش مقدار ولتاژ مرجع باعث کاهش و کاهش ولتاژ مرجع باعث افزایش تغییرات جریلن در یک بازه

مرجع، جریلن مرجع به صورت (۱۰) حاصل می‌شود. در این رابطه ωt و V_s توسط یک حلقه قفل شونده فاز (PLL) به دست می‌آیند.

$$\begin{cases} P = \frac{V_s I}{2} \cos(\theta_i) \\ Q = \frac{V_s I}{2} \sin(\theta_i) \end{cases} \quad (9)$$

$$i_{ref}(t) = \frac{2\sqrt{P_{ref}^2 + Q_{ref}^2}}{V_s} \sin(\omega t - \arctan(Q_{ref}, P_{ref})) \quad (10)$$

$$= I_{ref} \sin(\omega t - \theta_{ref})$$

در کنار سادگی، این روش محاسبه جریلن مرجع دارای مزایای سینوسی بودن جریلن مرجع و عدم ظاهر شدن اعوجاج ولتاژ شبکه در این جریلن نیز می‌باشد.

۳.۲ تعیین ولتاژ مرجع

ولتاژ مرجع مبدل باید به نحوی تعیین شود که جریلن مبدل با سرعت و دقت مناسب مقدار مرجع خود را دنبال کند. در ساده‌ترین حالت، یعنی به صورت حلقه باز، ولتاژ مرجع را می‌توان به صورت مستقیم و با استفاده از معادله ولتاژ فیلتر (۱۱) به دست آورد. با جایگذاری جریلن مبدل با مقدار مرجع و صرف‌نظر از مقاومت فیلتر r_L ، ولتاژ مرجع در حالت گسسته به صورت (۱۲) به دست می‌آید. که اندیس ol نشان دهنده حلقه باز بودن می‌باشد.

$$v_s[n] - v[n] = r_L i[n] + L \frac{di[n]}{dt} \quad (11)$$

جریان مرجع در دو نمونه متوالی در (۱۸) نشان داده شده است. با این فرض که ωT_s مقدار بسیار کوچکی است، اختلاف بین دو نمونه متوالی جریان را می‌توان به صورت (۱۹) تخمین زد.

$$\begin{cases} i_{ref}[n] = I_{ref} \sin(\omega n T_s - \theta_{ref}) \\ i_{ref}[n+1] = I_{ref} \sin(\omega(n+1)T_s - \theta_{ref}) \end{cases} \quad (18)$$

$$i_{ref}[n+1] - i_{ref}[n] \cong T_s \omega I_{ref} \cos(\omega n T_s - \theta_{ref}) \quad (19)$$

از طرف دیگر با جایگذاری (۸) در (۱۷) و صرف نظر از r_L ، جریان تخمینی به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$i[n+1] = i[n] + \frac{T_s}{L} (v_s[n] - v_{ref}[n]) \quad (20)$$

با جایگذاری ولتاژ مرجع از (۱۶) در (۲۰):

$$i[n+1] = i[n] + \frac{T_s}{L} (\omega L I_{ref} \cos(\omega n T_s - \theta_{ref}) - k \Delta i[n]) \quad (21)$$

با جایگذاری (۱۹) در عبارت دوم سمت راست (۲۱)، رابطه تخمینی زیر برای خطای جریان در دو نمونه متوالی به دست می‌آید:

$$\Delta i[n+1] \cong \left(1 - k \frac{T_s}{L}\right) \Delta i[n] \quad (22)$$

که $\Delta i[n+1] = i[n+1] - i_{ref}[n+1]$ می‌باشد. این رابطه نشان می‌دهد که چگونه k مرتبط با پهنای‌های T_s ، L و همچنین خطای جریان دو نمونه متوالی می‌باشد. در ادامه و با استفاده از (۲۲) محدوده پهنای k به صورت تحلیلی به منظور دستیابی به سیستم حلقه بسته پهنای و خطای حالت دایم صفر تعیین می‌شود.

۴.۱. خطای حالت دایم صفر

برای دستیابی به خطای حالت دایم صفر جریان مبدل باید حول مقدار مرجع خود نوسان (ناشی از محدود بودن فرکانس سوئیچینگ) کند. یعنی خطای جریان در دو نمونه متوالی باید علامت مخالف داشته باشند. با اعمال به رابطه (۲۲) محدوده $k > L/T_s$ برای داشتن خطای حالت دایم صفر حاصل می‌شود.

سوئیچینگ می‌شود. از سوی دیگر خطای جریان مبدل به صورت زیر تعیین می‌شود:

$$\Delta i[n] = i[n] - i_{ref}[n] \quad (15)$$

علامت خطای جریان نشان دهنده بزرگ‌تر یا کوچک‌تر بودن جریان اندازه‌گیری شده از جریان مرجع می‌باشد. به عبارتی وقتی خطای جریان مثبت باشد یعنی ولتاژ به کاهش جریان و وقتی خطای جریان منفی باشد ولتاژ به افزایش جریان می‌باشد. از طرفی همان‌طور که در بالا ذکر شد، افزایش ولتاژ مرجع باعث کاهش جریان و کاهش آن باعث افزایش جریان می‌شود. در نتیجه ولتاژ مرجع با اضافه کردن عبارت شامل خطای جریان به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\begin{aligned} v_{ref,cl}[n] &= v_{ref,ol}[n] + k \Delta i[n] \\ &= v_s[n] - \omega L I_{ref} \cos(\omega n T_s - \theta_{ref}) + k \Delta i[n] \end{aligned} \quad (16)$$

که k بهره کنترلر حلقه بسته بوده و برای داشتن پایداری و خطای حالت دایم صفر باید به دقت انتخاب شود. در رابطه کنترلی پیشنهادی از علامت و دامنه خطای جریان برای تنظیم ولتاژ مرجع حلقه باز استفاده شده است. به عنوان مثال، وقتی جریان مبدل از مقدار مرجع بزرگ‌تر است، خطای جریان مثبت بوده عبارت $k \Delta i$ ولتاژ مرجع را افزایش می‌دهد و در نتیجه جریان مبدل کاهش می‌یابد. بلوک دیاگرام روش پیشنهادی و روش مرسوم VOC در شکل ۳ نشان داده شده است. در کنترل VOC از روش SOGI برای تولید فاز مجازی استفاده شده است و در پیاده‌سازی عملی، روش VOC با استفاده از تخمین دو جهتی^۲ به فرم دیجیتال تبدیل شده است.

۴. تحلیل خطای حالت دایم و پایداری

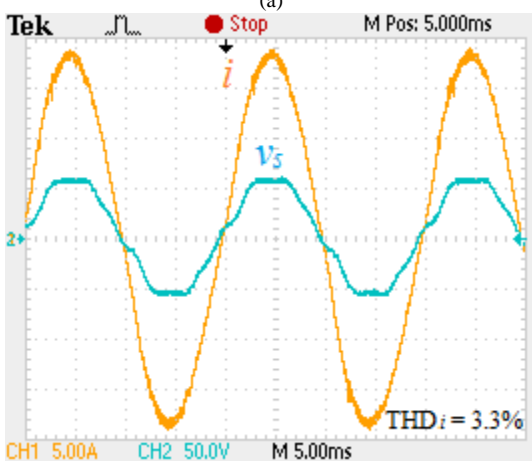
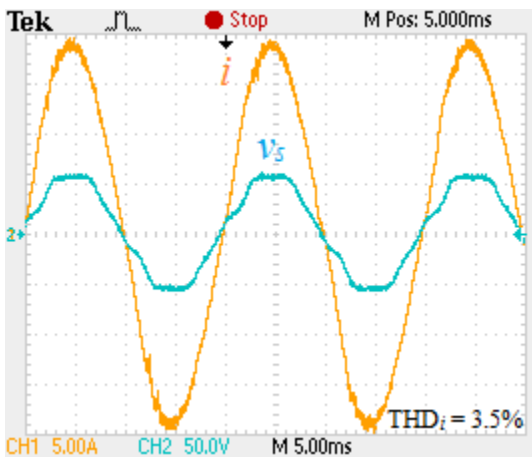
در این بخش محدوده پهنای k به نحوی که خطای حالت دایم صفر و پایداری سیستم تضمین شود، تعیین می‌شود. فرکانس سوئیچینگ مبدل‌های الکترونیک قدرت به علت استرس و تلفات سوئیچینگ محدود می‌شود. در نتیجه حضور نوسانات حول مقدار مرجع برای کمپیت‌های کنترل شده مثل جریان مبدل اجتناب ناپذیر است. جریان مبدل در لحظه نمونه‌برداری $[n+1]$ را می‌توان به صورت زیر تخمین زد:

$$i[n+1] = i[n] + \Delta I \quad (17)$$

² Bilinear

جدول ۱: پلیمترهای سیستم

پلیمترها	نماد	واحد	مقدار
اندوکتانس فیلتر	L	mH	۴
مقاومت فیلتر	r_L	Ω	۰/۲۵
خازن لینک DC	C	μF	۶۰۰۰
ولتاژ لینک DC	V_{dc}	V	۱۲۰
دامنه ولتاژ شبکه	V_s	V	۶۰
فرکانس ولتاژ شبکه	$f(\omega/2\pi)$	Hz	۵۰
فرکانس نمونه‌برداری و سوئیچینگ	$f_s (1/T_s)$	kHz	۵



(b)

شکل ۴: شکل موج‌های ولتاژ شبکه و جریان مبدل در حالت دائم (الف) VOC (ب) روش پیشنهادی

استفاده شده است. با استفاده از (۲۳) و کمیت‌های سیستم آورده شده در جدول ۲ محدوده $20 < k < 40$ به دست می‌آید که در این بخش مقدار میانی این رنج یعنی ۳۰ برای k انتخاب می‌شود.

شکل ۴ شکل موج‌های حالت دائم روش‌های VOC و پیشنهادی را برای توان‌های مرجع 500 W و 0 VAr را نشان می‌دهد. با توجه به این شکل می‌توان بیان کرد که با وجود حضور مؤلفه‌های هارمونیک مرتبه پایین در ولتاژ شبکه، جریان سینوسی با THD پایین (۳/۵٪ برای VOC و ۳/۳٪ برای روش پیشنهادی) از شبکه جذب می‌شود. بعلاوه کیفیت شکل موج‌های حالت دائم عملکرد مناسب‌تر روش پیشنهادی در مقابل روش VOC را نیز نشان می‌دهد.

برای نشان دادن سرعت پاسخ سیستم چند تغییر پله در مقادیر مرجع توان‌های اکتیو و راکتیو ایجاد شده است. شکل‌های ۵ و ۶ عملکرد مبدل را

۴.۲. پایداری حلقه بسته

این سیستم حلقه بسته را می‌توان پلیدار در نظر گرفت اگر متغیرهای کنترلی (جریان مبدل) همواره به سمت مقدار مرجع خود در تعداد محدودی از دوره تناوب سوئیچینگ همگرا شوند. به عبارت دیگر می‌توان گفت اندازه خطای جریان در لحظه نمونه برداری $[n+1]$ باید از لحظه $[n]$ کمتر باشد. با استفاده از (۲۲) محدوده $k < 2L/T_s$ حاصل می‌شود.

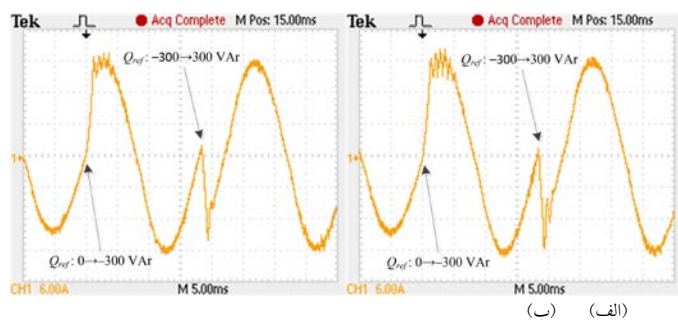
از ترکیب دو محدوده به دست آمده برای دستیابی به خطای حالت دائم صفر و پایداری حلقه بسته، محدوده پلیمتر k به صورت زیر تعیین می‌شود:

$$\frac{L}{T_s} < k < 2\frac{L}{T_s} \quad (23)$$

با توجه به این رابطه می‌توان بیان داشت که محدوده مجاز k مستقل از شرایط بار بوده و تنها وابسته به فرکانس سوئیچینگ و مقدار اندوکتانس فیلتر می‌باشد. هر چه مقدار سلف بزرگ‌تر و دوره تناوب سوئیچینگ کوچک‌تر باشند، محدوده انتخابی k وسیع‌تر خواهد بود. بعلاوه با کاهش دوره تناوب سوئیچینگ (افزایش فرکانس سوئیچینگ) حساسیت سیستم کنترل نسبت به عدم قطعیت در تعیین مقدار دقیق اندوکتانس کاهش می‌یابد.

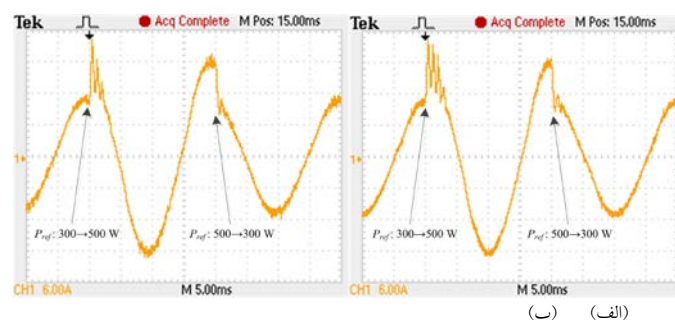
۵. پیاده‌سازی عملی

برای اثبات عملکرد موثر روش پیشنهادی یک نمونه آزمایشگاهی مبدل تکفاز منبع ولتاژی فراهم شده است. عملکرد روش پیشنهادی مورد آزمایش قرار گرفته و نتایج آن با روش مرسوم VOC مقایسه شده است. پلیمترهای نمونه آزمایشگاهی در جدول ۲ آورده شده است. همان‌طور که گفته شد در این مبدل از مدولاسیون PWM تک‌قطبی با فرکانس سوئیچینگ ۵ kHz



شکل ۶: جریان مبدل در هنگام تغییر پله در مقدار مرجع توان راکتیو

(الف) VOC (ب) روش پیشنهادی: $P_{ref} = 400 \text{ W}$



شکل ۵: جریان مبدل در هنگام تغییر پله در مقدار مرجع توان اکتیو

(الف) VOC (ب) روش پیشنهادی: $Q_{ref} = 400 \text{ VAr}$

- [6] P.A. Dahono, "New hysteresis current controller for single-phase full-bridge inverters," *Power Electronics, IET*, vol.2, no.5, pp.585-594, Sep. 2009.
- [7] B. Bahrani, A. Rufer, S. Kenzelmann, and L. A. C. Lopes, "Vector control of single-phase voltage-source converters based on fictive-axis emulation," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 47, no. 2, pp. 831-840, Mar/Apr 2011.
- [8] U. A. Miranda, L. G. B. Rolim, and M. Aredes, "A DQ synchronous reference current control for single-phase converters," in *Proc. IEEE 36th PESC*, 2005, pp. 1377-1381.
- [9] D. N. Zmood, and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 814-822, May 2003.
- [10] O. Kükrer, and H. Komurcugil, "Deadbeat control method for single-phase UPS inverters with compensation of computational delay," in *Proc. IEE—Elect. Power Applications*, 1999, pp. 123-128.
- [11] M. Rashed, C. Klumpner, and G. Asher, "Repetitive and resonant control for a single-phase grid-connected hybrid cascaded multilevel converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2224-2234, May. 2013.
- [12] D. G. Holmes, and D. A. Martin, "Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three-phase voltage source inverters," in *Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, San Diego*, 1996, pp. 906-913.
- [13] M. Gonzalez, V. Cardenas, and F. Pazos, "DQ transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power", 9th IEEE Int. Power Electron. Congress, 2004, pp. 177-182.
- [14] B. H. Kwon, J. H. Choi, and T. W. Kim, "Improved single-phase line interactive UPS," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 4, pp. 804-811, Aug. 2001.
- [15] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator," in *Proc. PESC*, 2006, pp. 1-6.

در شرایط گذرا نشان می‌دهند. شکل ۵ عملکرد گذرای مبدل را هنگام تغییر مقدار مرجع توان اکتیو از 300 W به 500 W و بالعکس را نشان می‌دهد. پلسخ سیستم به اعمال تغییر پله در توان راکتیو مرجع نیز در شکل ۶ نشان داده شده است. با توجه به این شکل‌ها می‌توان بیان داشت که هر دو روش از سرعت پلسخ مناسبی برخوردار هستند؛ در حالی که در روش پیشنهادی هنگام گذرها نوسانات کمتری ایجاد شده و سریع‌تر میرا می‌شود.

۶. نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش کنترل دیجیتال جریان برای مبدل‌های منبع ولتاژی تکفاز ارائه شده است. برخلاف روش‌های مرسوم، روش پیشنهادی نیازمند کنترلرهای PI و PR، تولید فاز مجازی و تبدیل قاب مرجع نمی‌باشد. آزمایش‌های عملی تحت شرایط حالت دایم و گذرا برای روش پیشنهادی و روش مرسوم VOC صورت گرفته است. نتایج این آزمایش‌ها عملکرد مناسب روش پیشنهادی را در مقابل روش مرسوم نشان می‌دهد.

منابع

- [1] H. Komurcugil, and O. Kukrer, "A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a Lyapunov function," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 305-312, Feb. 2006.
- [2] M. Narimani, and G. Moschopoulos, "A new single-phase single-stage three-level power factor correction ac-dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2888-2899, Jun. 2013.
- [3] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of single-phase improved power quality ac-dc converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 5, pp. 962-981, Oct. 2003.
- [4] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sep./Oct. 2005.
- [5] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.