

شبیه‌سازی روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل مبدل AFE با بهره‌گیری از مراجع دینامیکی و مقایسه با کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین مبتنی بر مدل

ایوب کشوری پاپی، محمدرضا علیزاده پهلوانی و آرش دهستانی کلاگر

به منظور کنترل مناسب مبدل‌های توان، کنترل‌های خطی با تکنیک مدولاسیون پهنای پالس (PWM) مانند مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و مدولاسیون بردار فضایی (SVM) به طور گسترده استفاده شده‌اند. اگرچه روش‌های ذکرشده، تکنولوژی‌های جذابی هستند اما مؤسسات تحقیقاتی مختلف همچنان در حال توسعه استراتژی‌های کنترلی جدید برای بهبود بیشتر عملکرد کنترل مبدل‌های توان چندسطحی هستند [۲] و [۳].

اخیراً کنترل دیجیتال یکسوسازهای سه‌فاز به منظور بهبود عملکرد دینامیکی و حفظ پایداری مبدل مطالعه شده است. با توجه به مزایای اصل عملکرد ساده، پاسخ سریع و توانایی مدیریت متغیرهای متعدد و محدودیت‌های غیرخطی، کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با مجموعه متناهی (FCS-MPC) زمانی که مدل یکسوساز مشخص و پارامترها دقیق هستند، بسیار کارآمد است. FCS-MPC از یک مدل ریاضی زمان گسسته مبدل توان برای پیش‌بینی رفتار سیستم و بهینه‌سازی عمل کنترل استفاده می‌کند. بر اساس تابع هزینه از پیش طراحی شده، بردار ولتاژ بهینه، انتخاب و به مبدل‌های توان اعمال می‌شود. از سوی دیگر، FCS-MPC رفتار جداسازی ذاتی را نشان می‌دهد و قادر به مدیریت اهداف کنترلی پیچیده و چندگانه است. این روش همچنین می‌تواند به عملکرد حالت پایدار رضایت‌بخش دست یابد و برای سیستم‌هایی با پاسخ دینامیکی بالا مناسب است. بنابراین MPC به عنوان یک روش کنترل قدرتمند برای مبدل‌های توان، ظهور کرده است [۴] و [۵].

مسئله کلیدی در کنترل مبدل‌های AFE این است که به ناچار، ولتاژ DC و توان اکتیو با هم مرتبط شده‌اند. بنابراین لازم است که مراجع مناسب برای این متغیرها پیدا کرد. با این هدف در [۶] مطابق با کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPDPC) از یک کنترل‌کننده PI^۶ خارجی برای به دست آوردن مرجع توان اکتیو و جبران خطای DC استفاده شده است. سپس کنترل پیش‌بین، الگوی کلیدزنی مناسب برای ردیابی مراجع توان اکتیو و راکتیو ورودی را ایجاد می‌کند. با این حال، مشکل اصلی کنترل‌کننده PI حساسیت آن به عدم قطعیت‌های سیستم و دشواری در تنظیم ضرایب PI می‌باشد [۷].

چکیده: در این مقاله، کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با مجموعه متناهی (FCS-MPC) برای کنترل حلقه‌بسته یکسوساز AFE معرفی شده است. روش پیشنهادی به صورت زمان گسسته عمل می‌کند و نیاز به کنترل‌کننده PI خارجی ندارد. نکته جدید در الگوریتم کنترلی پیشنهادی، نحوه کنترل مراجع دینامیکی می‌باشد. استراتژی کنترل قادر است که مراجع مناسبی را برای توان اکتیو منبع و ولتاژ یکسوساز بر اساس ویژگی‌های ذاتی ساختار AFE، بدون نیاز به کنترل‌کننده PI به صورت فرموله ارائه دهد. در ادامه برای درک بهتر عملکرد، روش کنترل پیشنهادی با کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPDPC) مقایسه شده است. نتایج به دست آمده با استفاده از نرم‌افزار Matlab/Simulink گویای این است که روش پیشنهادی، ضمن داشتن تمام قابلیت‌های روش MPDPC از جمله ردیابی توان اکتیو و ولتاژ DC و THD جریان پایین، با حذف کنترل‌کننده PI بدون تأثیر بر عملکرد از پایداری بهتر و پاسخ گذرای سریع‌تری برخوردار می‌باشد.

کلیدواژه: کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل، کنترل مستقیم توان، مراجع دینامیکی، یکسوساز AFE.

۱- مقدمه

امروزه مبدل‌های AFE به طور گسترده‌ای در کاربردهای مختلف صنعتی مانند درایوهای سرعت قابل تنظیم با کارایی بالا، منابع انرژی تجدیدپذیر، سیستم‌های ذخیره انرژی، فناوری‌های ریزشبکه‌های DC و غیره استفاده شده‌اند. این مبدل‌ها یکی از بهترین گزینه‌ها برای جایگزینی یکسوسازهای دیودی در آن دسته از کاربردهایی هستند که در آن بازیابی توان یا جریان ورودی با کیفیت توان مناسب مورد نظر است. علاوه بر این، مبدل‌های AFE از ویژگی یک مدار بوست بهره می‌گیرند و می‌توانند ولتاژ باس DC را به طور خودکار تنظیم کنند. همه این ویژگی‌ها، یکسوسازهای AFE را به انتخابی ایده‌آل در کاربردهای درایو صنعتی ولتاژ پایین تبدیل می‌کند [۸].

این مقاله در تاریخ ۳۰ بهمن ماه ۱۴۰۰ دریافت و در تاریخ ۱۸ مهر ماه ۱۴۰۱ بازنگری شد.

ایوب کشوری پاپی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: ayyoub60234@gmail.com).

محمدرضا علیزاده پهلوانی (نویسنده مسئول)، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: Mr_Alizadehp@mut.ac.ir).

آرش دهستانی کلاگر، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، (email: a_dehestani@mut.ac.ir).

1. Active Front End

2. Pulse Width Modulation

3. Space Vector Modulation

4. Finite Control Set-Model Predictive Control

5. Model Predictive Direct Power Control

6. Proportional-Integral Controller

فیلتر از سلف L_s و مقاومت R_s تشکیل شده و نقطه خنثی به طور الکتریکی شناور است.

۱-۲ مدل زمان پیوسته

همان طور که در [۱۰] ارائه شده است، یک قاب abc در نظر گرفته می‌شود و فرض بر این است که ولتاژهای فاز v_{sa} ، v_{sb} و v_{sc} متعادل هستند؛ بنابراین

$$v_{sa}(t) + v_{sb}(t) + v_{sc}(t) = 0 \quad (۱)$$

$$i_{sa}(t) + i_{sb}(t) + i_{sc}(t) = 0 \quad (۲)$$

با در نظر گرفتن مدار نشان داده شده در شکل ۱، معادلات هر فاز را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$v_{sa}(t) = L_s \frac{di_{sa}(t)}{dt} + R_s i_{sa}(t) + v_{aN}(t) - v_{nN}(t) \quad (۳)$$

$$v_{sb}(t) = L_s \frac{di_{sb}(t)}{dt} + R_s i_{sb}(t) + v_{bN}(t) - v_{nN}(t) \quad (۴)$$

$$v_{sc}(t) = L_s \frac{di_{sc}(t)}{dt} + R_s i_{sc}(t) + v_{cN}(t) - v_{nN}(t) \quad (۵)$$

که در آن، ولتاژهای ورودی یکسوساز برابر هستند با

$$v_{aN}(t) = S_1(t)V_{dc}(t) \quad (۶)$$

$$v_{bN}(t) = S_2(t)V_{dc}(t) \quad (۷)$$

$$v_{cN}(t) = S_3(t)V_{dc}(t) \quad (۸)$$

متغیرهای کلیدزنی $S_1(t)$ ، $S_2(t)$ و $S_3(t)$ برابر با ۱ می‌باشند اگر کلید مربوطه، هدایت کند و برابر با صفر هستند اگر کلید، جریان را قطع کند. با توجه به فرض متعادل بودن منبع نتیجه می‌شود

$$v_{nN}(t) = \frac{v_{aN}(t) + v_{bN}(t) + v_{cN}(t)}{3} \quad (۹)$$

با جایگزینی (۹) در (۳) برای فاز a به دست می‌آید

$$v_{sa}(t) = L_s \frac{di_{sa}(t)}{dt} + R_s i_{sa}(t) + \frac{2v_{aN}(t) - v_{bN}(t) - v_{cN}(t)}{3} \quad (۱۰)$$

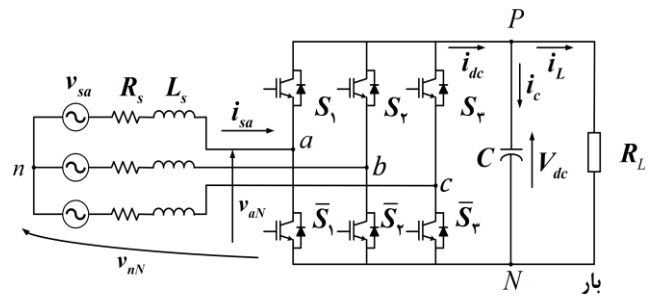
$$\frac{di_{sa}(t)}{dt} = \frac{1}{L_s} v_{sa}(t) - \frac{R_s}{L_s} i_{sa}(t) - \frac{1}{3L_s} (2S_1(t) - S_2(t) - S_3(t))V_{dc}(t) \quad (۱۱)$$

و به همین صورت برای فاز b نتیجه می‌شود

$$\frac{di_{sb}(t)}{dt} = \frac{1}{L_s} v_{sb}(t) - \frac{R_s}{L_s} i_{sb}(t) - \frac{1}{3L_s} (-S_1(t) + 2S_2(t) - S_3(t))V_{dc}(t) \quad (۱۲)$$

در نتیجه توان اکتیو و راکتیو منبع را می‌توان به صورت زیر بیان کرد

$$P_s(t) = i_{sa}(t)v_{sa}(t) + i_{sb}(t)v_{sb}(t) + i_{sc}(t)v_{sc}(t) = \frac{2}{3} [i_{sa}(t)v_{sa}(t) + i_{sb}(t)v_{sb}(t)] + i_{sa}(t)v_{sb}(t) + i_{sb}(t)v_{sa}(t) \quad (۱۳)$$



شکل ۱: یکسوساز AFE با نقطه خنثی شناور.

کنترل کننده‌های PI برای مدت طولانی در کاربردهای کنترل صنعتی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. این کنترل کننده‌ها برای بسیاری از مشکلات کنترلی و سیستم‌های خطی از کارایی کافی برخوردار هستند؛ به‌ویژه زمانی که دینامیک معتدل و الزامات عملکرد متوسط مورد نیاز باشد. با این حال، مدل‌ها دارای اشباع (حداکثر ولتاژ و جریان) هستند که یک شرایط غیر خطی است و معمولاً بر الگوریتم‌های مقابله با خطای اشباع کنترل کننده، غلبه می‌کند. برای یک سیستم کنترل با محدوده وسیع عملکرد، خطای اشباع کنترل کننده زمانی پدیدار می‌شود که متغیر کنترل به حد بیشینه محرک آبرسد. در این صورت حلقه بازخورد شکسته می‌شود و سیستم به عنوان یک سیستم حلقه باز عمل می‌کند؛ زیرا محرک، مستقل از خروجی فرایند در حد بیشینه خود باقی می‌ماند. اگر از یک کنترل کننده همراه با عمل انتگرالی استفاده شود، از خطا به صورت مداوم انتگرال گرفته می‌شود؛ در نتیجه عبارت انتگرالی ممکن است بسیار بزرگ شود [۸]. علاوه بر این، استفاده از کنترل کننده PI به دلیل تنظیم بهره‌های تناسبی و انتگرالی سبب کندشدن پاسخ دینامیکی سیستم می‌شود [۹].

در این مقاله یک فرمول MPC برای کنترل حلقه بسته یکسوسازهای AFE پیشنهاد شده است. نکته جدید در روش پیشنهادی این است که قادر است بدون نیاز به حلقه کنترلی اضافی، مراجع مناسب برای توان اکتیو منبع و ولتاژ یکسوساز تولید کند. همان طور که توسط نتایج شبیه‌سازی مشخص خواهد شد، فرمولاسیون اجازه می‌دهد تا زمان مرده^۳، زمان تأخیر محاسبات^۴ و کاهش تلفات کلیدزنی^۵ در نظر گرفته شود. همچنین محدودیت‌هایی در سطوح حداکثر توان اعمال شود، بدون این که خطای اشباع کنترل کننده که در حلقه‌های کنترل PI متداول است، مشکلی در عملکرد ایجاد کند [۸].

در ادامه مقاله و در بخش ۲، یک مدل دینامیکی برای یکسوساز AFE معرفی می‌شود. در بخش ۳، کنترل پیش‌بین با مراجع دینامیکی، چگونگی ایجاد مراجع مناسب و بهینه‌سازی تابع هزینه نشان داده می‌شود. در بخش ۴، روش MPDPC آمده و در بخش‌های بعد مقایسه و نتیجه‌گیری بیان می‌شود.

۲- ساختار مبدل AFE

یکسوساز AFE در شکل ۱ نشان داده شده است. مطابق با شکل، یکسوساز یک پل سه‌فاز کاملاً کنترل شده که از ۶ ترانزیستور قدرت تشکیل گردیده که از طریق فیلتر به منبع توان سه‌فاز v_s وصل شده‌اند.

1. Wind up Issue
2. Actuator Limit
3. Dead Time
4. Delay Compensation
5. Reduction of Switching Losses

$$V_{dc}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{CR_L}\right)V_{dc}(k) + \frac{T_s}{C}[(s(k))^T \begin{pmatrix} 1 & \cdot \\ \cdot & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} i_s(k)] \quad (24)$$

که در آن

$$i_s(k) = \begin{pmatrix} i_{sa}(k) \\ i_{sb}(k) \end{pmatrix} \quad (25)$$

$$v_s(k) = \begin{pmatrix} v_{sa}(k) \\ v_{sb}(k) \end{pmatrix}$$

$$s(k) = \begin{pmatrix} S_\lambda(k) \\ S_r(k) \\ S_r(k) \end{pmatrix}$$

همچنین بردار حالت یکسوساز AFE به صورت زیر تعریف می‌شود

$$x(k) = \begin{pmatrix} i_s(k) \\ V_{dc}(k) \end{pmatrix} \quad (26)$$

شایان ذکر است که هر کدام از متغیرهای کلید در زمان k یعنی هر $s(k)$ ، فقط می‌توانند مقادیر محدود داشته باشند

$$S(k) = \left\{ \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{pmatrix} \right\} \quad (27)$$

۳- کنترل پیش‌بین یکسوساز AFE با مراجع دینامیکی

از دیدگاه الکتریکی، هدف اصلی AFE، فراهم کردن ولتاژ DC برای بار است؛ در حالی که هم‌زمان تعادلی مطلوب بین توان اکتیو و توان راکتیو برقرار شود. اگر در زمان k برای یک حالت سیستم معین، کلیدهای S_λ ، S_r و S_r روی $S \in S$ تنظیم شوند، حالت سیستم، $x(k)$ ، به صورت (۲۳) و (۲۴) به دست می‌آید. با تقریب، $v_s(k+1) = v_s(k)$ ، توان اکتیو و راکتیو پیش‌بینی شده به صورت زیر به دست می‌آیند

$$P_s(k+1) = v_s^T(k) \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix} i_s(k+1) \quad (28)$$

$$= v_s^T(k) \begin{pmatrix} 2 & 1 & \cdot \\ 1 & 2 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{pmatrix} x(k+1)$$

$$Q_s(k+1) = v_s^T(k) \sqrt{3} \begin{pmatrix} \cdot & 1 \\ -1 & \cdot \end{pmatrix} i_s(k+1) \quad (29)$$

$$= v_s^T(k) \begin{pmatrix} \cdot & \sqrt{3} & \cdot \\ -\sqrt{3} & \cdot & \cdot \end{pmatrix} x(k+1)$$

و ولتاژ DC پیش‌بینی شده نیز به صورت زیر به دست می‌آید

$$V_{dc}(k+1) = (0 \quad \cdot \quad 1)x(k+1) \quad (30)$$

عامل اصلی کنترل در یکسوساز AFE، انتقال توان اکتیو از منبع به بار DC است. برای انجام این کار در یک استراتژی مبتنی بر مدولاسیون که شاخص، ورودی کنترل است، رایج است که میانگین توان اکتیو منبع $P_s(t)$ را با میانگین توان سمت DC یکسوساز $P_{dc}(t)$ ، برابر در نظر می‌گیرند. این روند منجر به یک رابطه بین $P_s(t)$ و ولتاژ DC می‌شود.

$$Q_s(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sb}(t) - v_{sc}(t))i_{sa}(t) + (v_{sc}(t) - v_{sa}(t))i_{sb}(t) + (v_{sa}(t) - v_{sb}(t))i_{sc}(t)] \quad (14)$$

$$= \sqrt{3}v_{sb}(t)i_{sa}(t) - \sqrt{3}v_{sa}(t)i_{sb}(t)$$

برای به دست آوردن یک مدل دینامیکی برای ولتاژ یکسوساز، جریان در سمت DC یکسوساز به صورت زیر توصیف می‌شود

$$i_{dc}(t) = S_\lambda(t)i_{sa}(t) + S_r(t)i_{sb}(t) + S_r(t)i_{sc}(t) \quad (15)$$

$$= (S_\lambda(t) - S_r(t))i_{sa}(t) + (S_r(t) - S_r(t))i_{sb}(t)$$

با در نظر گرفتن قانون جریان کیرشهف در نقطه P

$$i_c(t) = i_{dc}(t) - i_L(t) = i_{dc}(t) - \frac{V_{dc}(t)}{R_L} \quad (16)$$

$$C \frac{dV_{dc}(t)}{dt} = (S_\lambda(t) - S_r(t))i_{sa}(t) + (S_r(t) - S_r(t))i_{sb}(t) - \frac{1}{R_L}V_{dc}(t) \quad (17)$$

بنابراین معادله دینامیکی $V_{dc}(t)$ به صورت زیر مشخص می‌شود

$$\frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} [(S_\lambda(t) - S_r(t))i_{sa}(t) + (S_r(t) - S_r(t))i_{sb}(t) - \frac{1}{R_L}V_{dc}(t)] \quad (18)$$

توان اکتیو در سمت DC یکسوساز نیز به صورت زیر است

$$P_{dc}(t) = [(S_\lambda(t) - S_r(t))i_{sa}(t) + (S_r(t) - S_r(t))i_{sb}(t)]V_{dc}(t) \quad (19)$$

۲-۲ مدل زمان گسسته

الگوریتم MPC در حالت زمان گسسته با دوره نمونه‌برداری ثابت T_s کار می‌کند. با تقریب اولیو از مدل زمان پیوسته که در (۱۱)، (۱۲) و (۱۸) نشان داده شده است

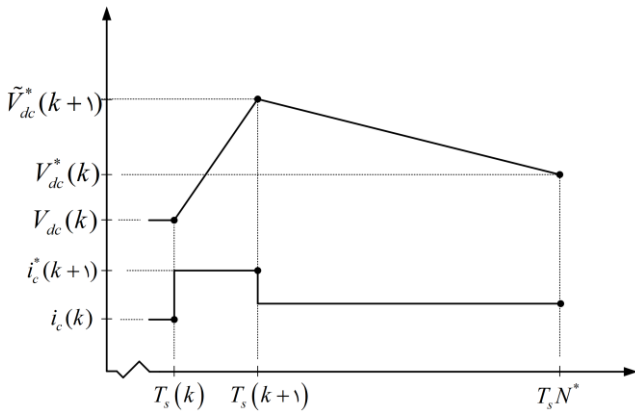
$$i_{sa}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right)i_{sa}(k) + \frac{T_s}{L_s} [v_{sa}(k) - \frac{1}{3}(2S_\lambda(k) - S_r(k) - S_r(k))V_{dc}(k)] \quad (20)$$

$$i_{sb}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right)i_{sb}(k) + \frac{T_s}{L_s} [v_{sb}(k) - \frac{1}{3}(-S_\lambda(k) + 2S_r(k) - S_r(k))V_{dc}(k)] \quad (21)$$

$$V_{dc}(k+1) = V_{dc}(k) \left(1 - \frac{T_s}{CR_L}\right) + \frac{T_s}{C} [(S_\lambda(k) - S_r(k))i_{sa}(k) + (S_r(k) - S_r(k))i_{sb}(k)] \quad (22)$$

که k مربوط به زمان‌های نمونه‌برداری kT_s است. به بیان ماتریسی می‌توان نوشت

$$i_s(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right)i_s(k) + \frac{T_s}{L_s} (v_s(k) - \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{pmatrix} s(k)V_{dc}(k)) \quad (23)$$



شکل ۳: طراحی مرجع دینامیکی. لازم است که جریان خازن i_c ولتاژ خازن را افزایش دهد تا V_{dc} در N^* گام به V_{dc}^* برسد.

۳-۱ طراحی مراجع

همان گونه که در مقدمه ذکر گردید، مشکل اساسی هنگام کنترل یکسوساز AFE، ردیابی موفق مراجع توان و ولتاژ است که نمی‌توان آنها را به طور دلخواه انتخاب کرد. در واقع توان اکتیو، $P_s(t)$ و ولتاژ DC، $V_{dc}(t)$ ، به طور اجتناب‌ناپذیری با هم مرتبط شده‌اند. این ارتباط هم به پارامترهای الکتریکی سیستم و هم به نحوه کلیدزنی وابسته است.

یکی از راه‌های به دست آوردن مرجع مناسب (همان طور که در بخش‌های بعد توضیح داده خواهد شد) در روش MPDPC ارائه گردیده که برای به دست آوردن مرجع توان اکتیو، از اختلاف ولتاژ لینک DC و مقدار مرجع آن و یک کنترل کننده PI استفاده شده است. به نظر می‌رسد که کنترل کننده PI، ردیابی کاملی از مرجع ثابت را در حالت ماندگار انجام می‌دهد؛ اما به هر حال استفاده از یک کنترل کننده خارجی، کاری دشوار است زیرا AFE یک سیستم کلیدزنی زمان‌گسسته دارد.

با توجه به این که مراجع $V_{dc}^*(k)$ و $Q_s^*(k)$ و حالت فعلی سیستم $x(k)$ داده شده‌اند، مشکل طراحی مرجع شامل یافتن مرجع مناسب برای $P_s(k+1)$ و مقدار مرجع واسط $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ می‌باشد؛ همان طور که در تابع هزینه (۳۱) استفاده شده است (شکل ۲). برای این منظور، بررسی برخی از خواص الکتریکی ذاتی ساختار AFE مناسب است.

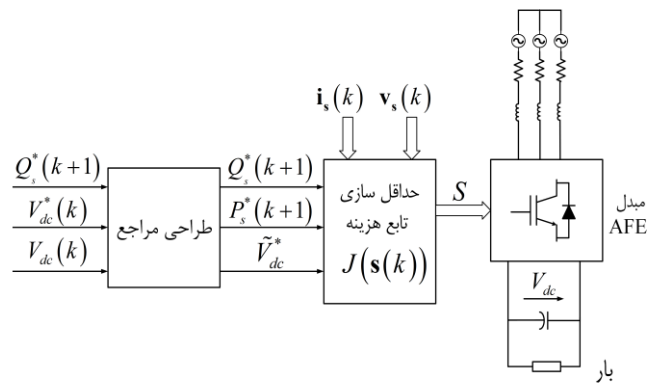
برای پیدا کردن مراجع مناسب، می‌توان برخی از خصوصیات ذاتی در ساختار AFE را بررسی کرد. در ابتدا باید توجه شود که ولتاژ خازن V_{dc} فقط می‌تواند با جریان خازن i_c تنظیم شود. از آنجا که V_{dc} نمی‌تواند به طور دلخواه بزرگ شود، افق پیش‌بین مرجع با پارامتر N^* تعریف شده است. این پارامتر طراحی می‌تواند مرجع $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ را تعیین کند. به طور ویژه نیز می‌توان $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ را از $V_{dc}^*(k+1)$ و $V_{dc}(k)$ با رابطه زیر به دست آورد

$$\tilde{V}_{dc}^*(k+1) = V_{dc}(k) + \frac{1}{N^*} (V_{dc}^*(k) - V_{dc}(k)) \quad (32)$$

که منجر به این می‌شود که $V_{dc}^*(k+1)$ به طور خطی در N^* گام به دست آید (شکل ۳).

با داشتن $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ ، در مرحله بعد باید به دنبال پیدا کردن مرجع مناسب برای توان اکتیو ورودی بود. برای به دست آوردن یک مقدار برای مرجع توان اکتیو، می‌توان به طور هم‌زمان تلفات توان P_f که در مقاومت فیلتر ورودی R_s رخ می‌دهد و تلفات توان سمت بار، P_{dc} ، را در نظر گرفت

$$P_s = P_f + P_{dc} \quad (33)$$



شکل ۲: روش MPC با مراجع دینامیکی.

به هر حال این ممکن نیست که در تمام لحظات $P_s(t) = P_{dc}(t)$ باشد. مثلاً وقتی کلیدها مقدار برابری دارند یعنی $S_r(t) = S_p(t) = S_q(t)$ ، ورودی و خروجی از هم جدا می‌شوند. در این حالت، همان طور که در (۱۹) نشان داده شده است، توان سمت DC صفر است $P_{dc}(t) = 0$ ، در صورتی که در همان زمان طبق (۱۳) توان منبع، مخالف صفر است $P_s(t) \neq 0$. با تعریف مرجع ولتاژ DC واسط \tilde{V}_{dc}^* می‌توان یک رابطه بین مقادیر میانگین این دو متغیر ایجاد کرد. در کنترل کننده معرفی شده در این مقاله، مدل پیش‌بین ذکر شده استفاده می‌شود. با انتخاب حالت فعلی کلیدزنی $s(k)$ ، می‌توان تابع هزینه را به شکل زیر کمینه کرد

$$J(s(k)) = \frac{1}{\bar{V}_{dc}} (\tilde{V}_{dc}^*(k+1) - V_{dc}(k+1))^2 + \frac{\lambda_p}{\bar{P}^*} (P_s^*(k+1) - P_s(k+1))^2 + \frac{\lambda_q}{\bar{P}^*} (Q_s^*(k+1) - Q_s(k+1))^2 \quad (31)$$

در (۳۱) بازنویس * به مقدار مرجع اشاره دارد و λ_p و λ_q پارامترهای تنظیم کننده هستند که به طراح اجازه می‌دهند انحراف ولتاژ مرجع خازن را با انحراف در توان اکتیو و راکتیو جابه‌جا کند. توجه به این نکته مهم است که در تابع هزینه، سه عبارت با ضرایب \bar{V}_{dc} و \bar{P} نرمالیزه می‌شوند. در این مقاله $\lambda_p = \lambda_q = 1$ انتخاب شده تا به همه مؤلفه‌های انحراف، وزن یکسان داده شود. تابع هزینه در (۳۱) از $P_s^*(k+1)$ ، $Q_s^*(k+1)$ و مرجع ولتاژ DC واسط یعنی $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ استفاده می‌کند. با فرض این که مقادیر $Q_s^*(k+1)$ و $V_{dc}^*(k+1)$ به ما داده شده‌اند، می‌توان از روی آنها مقادیر $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ و $P_s^*(k+1)$ را به دست آورد. هدف، طراحی مراجع پایدار و مناسب از نظر الکتریکی است که با وجود محدودیت‌های سیستم، عملکرد کنترل کننده پیش‌بین را بهبود بخشد.

با توجه به این حقیقت که ولتاژ DC، $V_{dc}(t)$ ، به میانگین توان اکتیو منبع $P_s(t)$ مرتبط شده است، در فرمول‌های کنترل استاندارد برای یکسوسازهای AFE، رایج است که فقط میانگین توان راکتیو $Q_s(t)$ و ولتاژ DC، $V_{dc}(t)$ کنترل شوند. زیرا همان طور که در بالا مشخص شد، ولتاژ DC و میانگین توان اکتیو منبع با هم مرتبط می‌شوند اما در عوض، در این مقاله ردیابی مرجع واسط دینامیکی از مقادیر آنی متغیرهای حالت سیستم مورد توجه قرار گرفته است. برای این هدف در این مقاله مطابق (۳۱)، توان اکتیو منبع در تابع هزینه قرار داده شده است. همچنین این امکان فراهم می‌شود که با اعمال قید ایمنی $P_s(k) \leq P_s^{\max}$ از اضافه جریان در سمت AC جلوگیری شود.

$$i_{dc}^*(k+1) = i_c^*(k+1) + \frac{1}{2R_L} (V_{dc}(k) + \tilde{V}_{dc}^*(k+1)) \quad (39)$$

بنابراین در (37)، توان کلی سمت DC یکسوساز برای دنبال‌کردن $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ برابر است با

$$\begin{aligned} P_{dc}^*(k+1) &= \tilde{V}_{dc}^*(k+1) i_{dc}^*(k+1) \\ &= \left(\frac{1}{2R_L} + \frac{C}{T_s} \right) \tilde{V}_{dc}^*(k+1)^2 \\ &+ \left(\frac{1}{2R_L} - \frac{C}{T_s} \right) \tilde{V}_{dc}^*(k+1) V_{dc}(k) \end{aligned} \quad (40)$$

شایان ذکر است که مقادیر مرجع $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ و $P_s^*(k+1)$ در هر لحظه k برای یک حالت سیستم معین $x(k)$ و مراجع $V_{dc}^*(k)$ و $Q_s^*(k)$ محاسبه می‌شوند. این به کنترل‌کننده اجازه می‌دهد تا مراجع دینامیکی را ردیابی کند. افق پیش‌بین مرجع N^* به کار رفته در (32) با محدودکردن افزایش کلی در جریان خازن، i_c ، همان‌طور که در (38) ارائه شده است، به عنوان تنظیم‌کننده زمان پاسخ در مقابل تلاش کنترلی عمل می‌کند. در واقع اگر پاسخ ردیابی سریع‌تر مورد نظر باشد، N^* باید کوچک انتخاب شود. با این حال، این به طور کلی منجر به جریان‌های بزرگ برای مبدل می‌شود. برای گنجاندن محدودیت‌های جریان، می‌توان از روش بیان‌شده در بخش 3-2 استفاده کرد.

3-2 بهینه‌سازی تابع هزینه

3-2-1 کاهش تلفات کلیدزنی

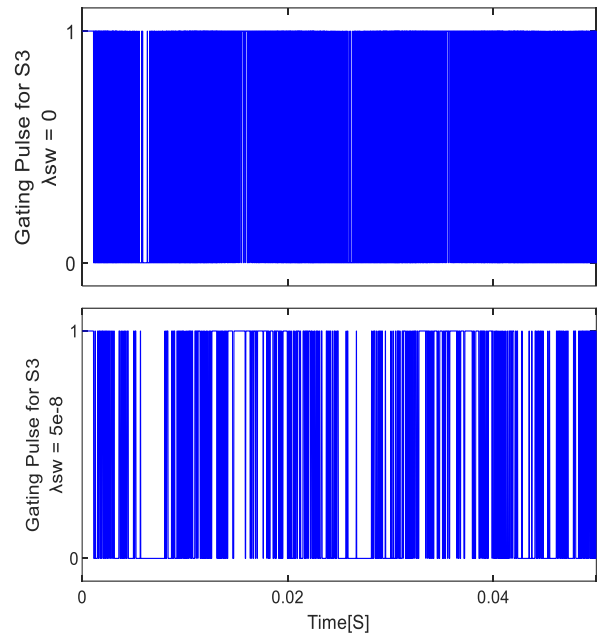
به منظور کنترل فرکانس کلیدزنی، عبارت فرکانس کلیدزنی n در تابع هزینه (41) اعمال گردیده که این کار با افزودن عبارت $n\lambda_{sw}$ به تابع هزینه انجام شده است. عبارت n ، اولویت حالت کلیدزنی را مشخص می‌کند و λ_{sw} به عنوان ضریب فرکانس کلیدزنی استفاده شده است. اگر در یک دوره نمونه‌برداری، هیچ تغییری در وضعیت کلیدها در سه ساق مبدل نباشد، این حالت دارای بالاترین اولویت برای انتخاب خواهد بود و چنانچه در هر سه ساق مبدل حالت کلیدها عوض شود، این حالت دارای کمترین اولویت است

$$\begin{aligned} J(s(k)) &= \frac{1}{V_{dc}^*} (\tilde{V}_{dc}^*(k+1) - V_{dc}(k+1))^2 \\ &+ \frac{\lambda_p}{P^*} (P_s^*(k+1) - P_s(k+1))^2 \\ &+ \frac{\lambda_q}{Q^*} (Q_s^*(k+1) - Q_s(k+1))^2 + n\lambda_{sw} \end{aligned} \quad (41)$$

به طوری که n برابر است با

$$\begin{aligned} n &= |S_\gamma(k) - S_\gamma(k-1)| + |S_\gamma(k) - S_\gamma(k-1)| \\ &+ |S_\gamma(k) - S_\gamma(k-1)| \end{aligned} \quad (42)$$

شکل 4 تأثیر دو متفاوت را در زمان روشن و خاموش شدن کلید ساق مبدل نشان می‌دهد. زمانی که $\lambda_{sw} = 0$ است فرکانس کلیدزنی برابر با 15209 بار در هر ثانیه می‌باشد در حالی که با $\lambda_{sw} = 5e^{-7}$ ، فرکانس کلیدزنی به 4538 کاهش پیدا می‌کند. این سبب می‌شود که متوسط فرکانس کلیدزنی به طور قابل توجهی کاهش یابد (حدود 70٪) که کاهش تلفات توان را نیز در پی دارد.



شکل 4: کنترل فرکانس کلیدزنی کلید ساق C مبدل با دو λ_{sw} متفاوت.

طبق فرض سیستم سه‌فاز متعادل و عملکرد ضریب توان واحد

$$P_s = \frac{3}{2} \hat{V}_s \hat{I}_s(k+1) \quad (34)$$

$$P_f = \frac{3}{2} R_s \hat{I}_s^2(k+1) \quad (35)$$

که در آن $\hat{V}_s(k+1)$ و $\hat{I}_s(k+1)$ به ترتیب دامنه ولتاژ و جریان پیش‌بینی شده منبع هستند.

با جایگزینی (34) و (35) در (33)، دامنه ولتاژها و جریان‌های پیش‌بینی شده شبکه با استفاده از معادله زمان گسسته نشان داده شده است

$$\hat{I}_s^*(k+1) - \frac{\hat{V}_s}{R_s} \hat{I}_s^*(k+1) + \frac{2P_{dc}(k+1)}{3\hat{V}_s^*} = 0 \quad (36)$$

با حل (36) برای $\hat{I}_s^*(k+1)$ و ضرب در \hat{V}_s ، مرجع توان اکتیو به دست می‌آید

$$P_s^*(k+1) = \frac{3\hat{V}_s^*}{4R_s} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{\lambda R_s}{3\hat{V}_s^*} P_{dc}^*(k+1)} \right) \quad (37)$$

لازم به یادآوری است که جریان خازن i_c در نهایت توسط منبع AC تأمین می‌گردد و از این طریق بر توان ورودی اکتیو اثر می‌گذارد. به بیان دقیق‌تر مرجع واسط $\tilde{V}_{dc}^*(k+1)$ در (32) به یک جریان خازن با مقدار زیر نیاز دارد

$$\begin{aligned} i_c^*(k+1) &= \frac{C}{T_s} (\tilde{V}_{dc}^*(k+1) - V_{dc}(k)) \\ &= \frac{1}{N^*} \left(\frac{C}{T_s} (V_{dc}^*(k+1)) - V_{dc}(k) \right) \end{aligned} \quad (38)$$

بنابراین جریان خازن به مقدار $(100/N^*)\%$ جریان کلی مورد نیاز برای هدایت ولتاژ DC به مرجع مطلوبش، $V_{dc}^*(k)$ ، محدود می‌شود. جریان خازن در نهایت توسط جریان مبدل $i_{dc}^*(k+1)$ به صورت زیر به دست می‌آید

یک گام به جلو برای بردار جریان ورودی شبکه $i_s(k+1)$ و ولتاژ DC یکسوساز $V_{dc}(k+1)$ را می‌توان با استفاده از (۲۳) و (۲۴) به دست آورد. شکل ۵ روندنمای جبران‌سازی زمان تأخیر را نشان می‌دهد.

۳-۲-۳ اعمال محدودیت‌های جریان

برای جلوگیری از ایجاد مقادیر مراجع با جریان‌های زیاد، یک راه این است که $P_s^*(k+1)$ در (۳۷) محدود شود

$$|P_s^*(k+1)| \leq P^{\max}(k+1) \quad (45)$$

به طوری که

$$P^{\max}(k+1) = \sqrt{\left(\frac{3\hat{V}_s \hat{I}_s^{\max}}{2}\right)^2 - (Q_s^*(k+1))^2} \quad (46)$$

و جریان \hat{I}_s^{\max} یک محدودیت برای مؤلفه‌های $i_s(k)$ است.

۳-۲-۴ در نظر گرفتن زمان مرده کلیدها

با توجه به زمان روشن و خاموش شدن محدود کلیدهای قدرت مورد استفاده در مبدل‌ها، در نظر گرفتن زمان مرده در سیگنال گیت کلیدزنی برای جلوگیری از اتصال کوتاه بین کلیدهای بالایی و پایینی حائز اهمیت است؛ هرچند این منجر به اثرات منفی بسیاری بر عملکرد سیستم از جمله کاهش ولتاژ پایه خروجی، اعوجاج عبور از صفر جریان و اعوجاج هارمونیک ولتاژ و جریان می‌شود [۱۱]. از این رو در طول زمان مرده $2\mu s$ ولتاژ v_s^{DT} اعمال خواهد شد. لذا ولتاژ واقعی که در یک دوره کلیدزنی اعمال می‌شود از معادله زیر حاصل می‌شود

$$\bar{v}_s = \frac{t_d}{T_s} v_s^{DT} + \frac{T_s - t_d}{T_s} v_s(k) \quad (47)$$

در معادله بالا v_s^{DT} از [۱۲] به دست می‌آید. تأثیر در نظر گرفتن زمان مرده در بخش نتایج نشان داده خواهد شد.

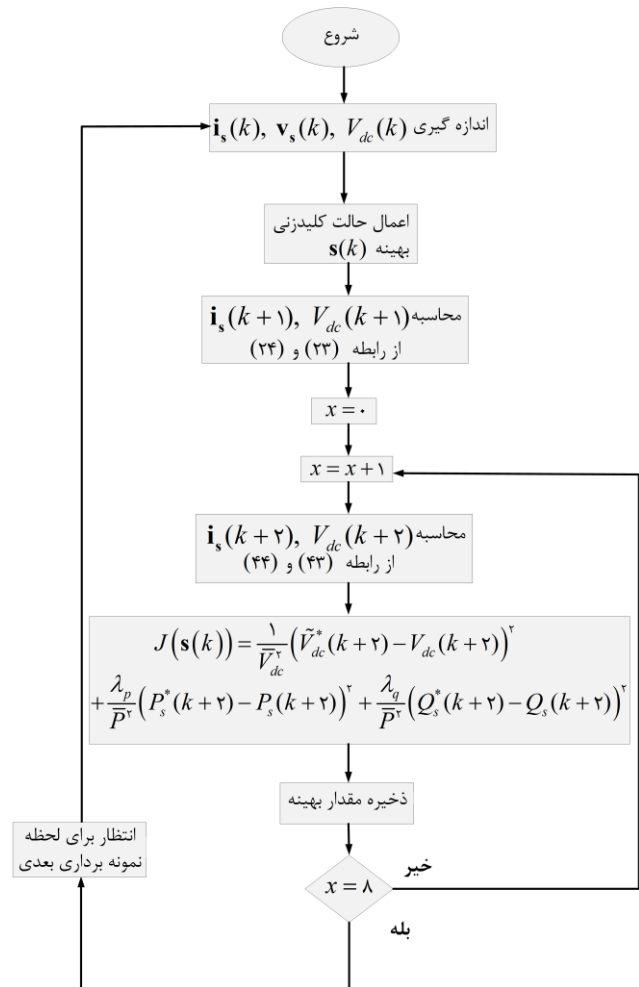
۳-۲-۳ نتایج روش MPC با مراجع دینامیکی

برای تأیید عملکرد روش MPC با مراجع دینامیکی و روش MPDPC ارائه شده در این مقاله، شبیه‌سازی مطابق با شکل ۶ با استفاده از نرم‌افزار Matlab/Simulink صورت گرفته است. مدار AFE، یک ماژول شامل شش ترانزیستور دوقطبی است که گیت‌های آنها از هم جدا می‌باشد و در شکل ۱ نشان داده شده است. پارامترهای الکتریکی سیستم عبارتند از: شکل ۱ نشان داده شده است. پارامترهای الکتریکی سیستم عبارتند از: $R_L = 100\ \Omega$ و $C = 470\ \mu F$ ، $L_s = 2\ mH$ ، $R_s = 0.1\ \Omega$ برای محافظت از قطعات مدار یک مقدار ماکسیمم برابر $\hat{I}_s^{\max} = 28\ A$ در نظر گرفته می‌شود. علاوه بر این، ولتاژ منبع نیز $\hat{V}_s = 100\ V$ با فرکانس $f = 50\ Hz$ انتخاب شده است. همچنین دوره نمونه‌برداری $T_s = 20\ \mu s$ ، ضرایب وزن‌دهی در تابع هزینه $\lambda_p = \lambda_q = 1$ و $N^* = 500$ در نظر گرفته شده است.

۳-۳-۱ ردیابی ولتاژ DC

ابتدا ردیابی ولتاژ DC بررسی می‌شود. نتایج حاصل از الگوریتم پیش‌بین پیشنه‌های در شکل ۷ برای وقتی که تغییری در مرجع ولتاژ DC ایجاد می‌شود، نشان داده شده است.

ولتاژ DC اولیه $V_{dc} = 520\ V$ در نظر گرفته می‌شود. مطلوب است که ضریب توان مقدار واحد داشته باشد که نتیجه آن توان راکتیو صفر است $Q_s^* = 0\ var$ در لحظه $t = 0.05\ s$ مرجع ولتاژ DC تا $V_{dc}^* = 580\ V$ افزایش می‌یابد. این افزایش ولتاژ، توان اکتیو از منبع دریافت می‌کند و توان اکتیو به $P_{\max} = 4220\ W$ محدود می‌شود. حدود $20\ ms$ طول



شکل ۵: روندنمای کنترل پیش‌بین با جبران‌سازی زمان تأخیر.

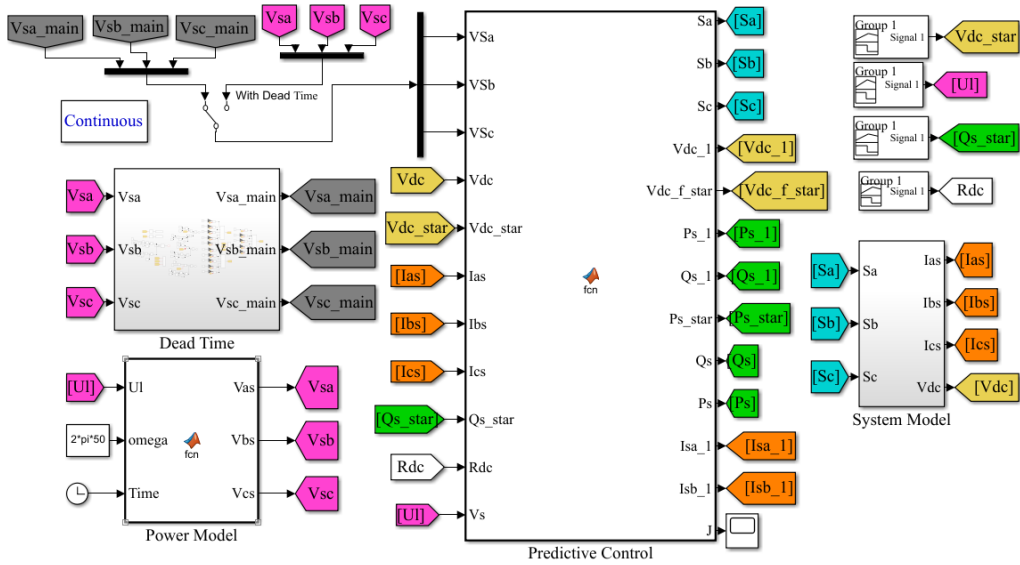
۳-۲-۲ جبران‌سازی زمان تأخیر محاسبات

هنگام پیاده‌سازی کنترل‌کننده پیش‌بین در یک سیستم واقعی، باید برخی از ملاحظات را با توجه به زمان محاسبه در نظر گرفت. همان طور که در (۲۳) و (۲۴) ارائه شد، جریان و ولتاژ DC پیش‌بینی شده $i_s(k+1)$ و $V_{dc}(k+1)$ با استفاده از جریان اندازه‌گیری شده $i_s(k)$ و ولتاژ DC، $V_{dc}(k)$ در لحظه اعمال می‌شوند. اما به دلیل زمان مورد نیاز برای انجام تمامی محاسبات الگوریتم کنترل، این فرض امکان‌پذیر نیست و در هنگام اجرا منجر به بروز خطا در پیش‌بینی می‌شود. این مشکل با در نظر گرفتن این تأخیر در مدل پیش‌بین قابل حل است. با در نظر گرفتن تغییر زمان یک گام به جلو در معادلات، نتیجه می‌شود که

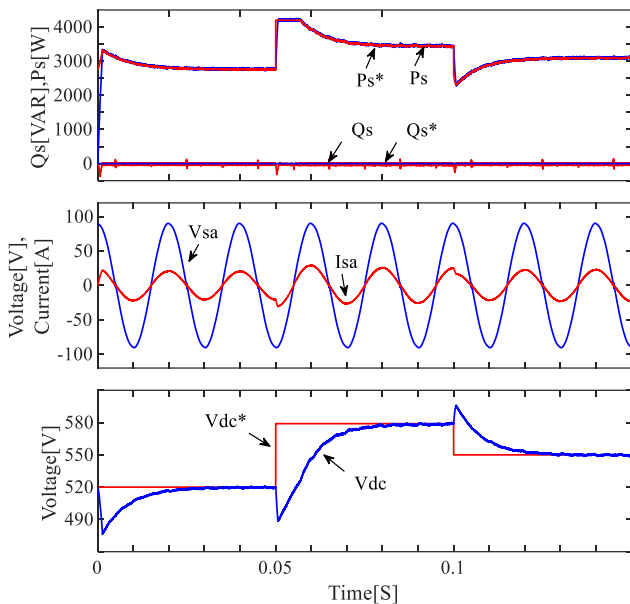
$$i_s(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_s(k+1) + \frac{T_s}{L_s} (v_s(k+1) - \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{pmatrix} s(k+1) V_{dc}(k+1)) \quad (43)$$

$$V_{dc}(k+2) = \left(1 - \frac{T_s}{CR_L}\right) V_{dc}(k+1) + \frac{T_s}{C} (s(k+1))^T - \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} i_s(k+1) \quad (44)$$

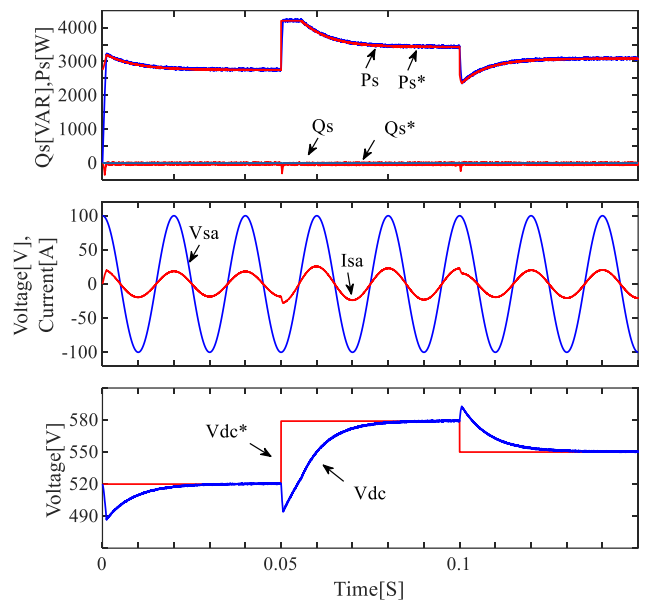
به طوری که $i_s(k+2)$ و $V_{dc}(k+2)$ به ترتیب بردار جریان ورودی شبکه و ولتاژ DC یکسوساز در دو گام جلوتر را نشان می‌دهند. مقادیر



شکل ۶: مدل شبیه‌سازی کنترل پیش‌بین با مراجع دینامیکی.



شکل ۸: عملکرد الگوریتم MPC پیشنهادی با در نظر گرفتن زمان مرده $2\mu s$.



شکل ۷: عملکرد الگوریتم MPC پیشنهادی. اعمال تابع پله در ولتاژ DC، V_{dc}^* .

مقدار 1.05% در شکل ۷ به مقدار قابل قبول 1.65% در شکل ۸ رسیده است.

۳-۲-۳ ردیابی مرجع توان راکتیو دینامیکی

یکی از کاربردهای اصلی مبدل AFE، جبران کمبود توان راکتیو شبکه می‌باشد؛ بنابراین مهم است که کنترل‌کننده پیشنهادی بتواند حتی در ضریب توان‌های متفاوت، ولتاژ یکسوسده را پایدار نگه دارد. برای بررسی قابلیت‌های ردیابی سیستم مطابق با شکل ۹ در زمان $t = 0.05s$ و $t = 0.1s$ ، به ترتیب تغییر گام از $Q_s = 1000 \text{ var}$ تا $Q_s = -1000 \text{ var}$ و سپس به $Q_s = 0 \text{ var}$ در مرجع توان راکتیو ایجاد می‌شود. می‌توان دریافت که کنترل‌کننده سبب می‌شود تا AFE ردیابی این تغییر گام را سریع انجام دهد و توان اکتیو P_s یا ولتاژ DC خازن، تأثیر چندانی نمی‌پذیرند. در حالت ماندگار برای $Q_s = -1000 \text{ var}$ ، ضریب توان منفی می‌شود ($PF = -0.938$) و جریان منبع نسبت به ولتاژ منبع $20/21^\circ$ جلو می‌افتد.

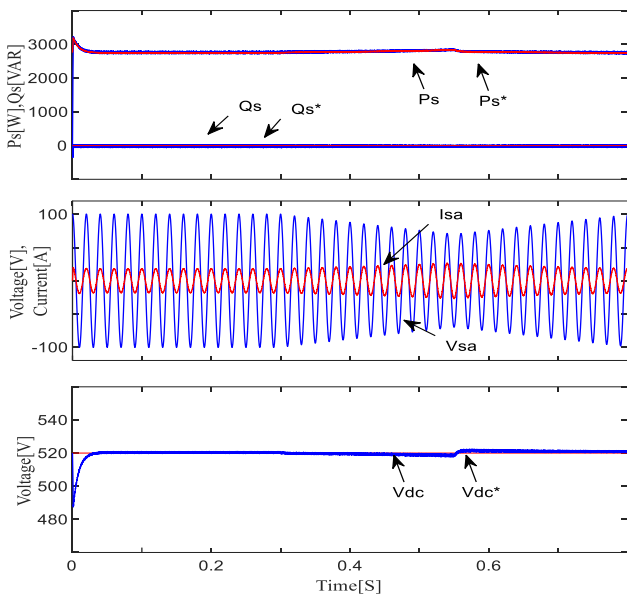
۳-۳-۳ تغییرات بار

در کاربردهای عملی، ممکن است بار متغیر با زمان وجود داشته باشد.

می‌کشد تا سیستم به مقدار مرجع ولتاژ DC جدید برسد. قابل توجه است که در حالت گذرا در جایی که اشباع صورت می‌گیرد، توان راکتیو Q_s تقریباً صفر می‌شود که در این حالت جریان منبع با ولتاژ هم‌فاز است. برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده تحت تغییرات مختلف در ولتاژ DC، در لحظه $t = 0.1s$ یک تغییر پله کاهشی به $V_{dc}^* = 550 \text{ V}$ اعمال شده است. توان اکتیو کاهش از $P_s = 3430 \text{ W}$ به $P_s = 3090 \text{ W}$ را ارائه می‌دهد تا تغییرات را جبران کند و سبب می‌شود تا ولتاژ DC در مرجع آن ثابت بماند.

به منظور جلوگیری از اتصال کوتاه کلیدهای قدرت، زمان مرده $2\mu s$ در شکل ۸ لحاظ شده است. همچنین زمان‌های روشن و خاموش شدن کلیدهای قدرت به ترتیب برابر با $1\mu s$ و $2\mu s$ می‌باشد.

مقادیر در نظر گرفته شده برای پارامترها در بخش قبل برای این آزمایش نیز صادق هستند. همان طور که ملاحظه می‌شود، در نظر گرفتن زمان مرده باعث ایجاد اعوجاج در ولتاژ DC و توان اکتیو و راکتیو و کاهش ولتاژ پایه می‌شود اما این پایداری یکسوساز را تحت تأثیر قرار نمی‌دهد. مقادیر مرجع همچنان دنبال می‌شوند و ولتاژ و جریان به صورت سینوسی و هم‌فاز می‌باشند. همچنین THD جریان در حالت ماندگار از



شکل ۱۱: عملکرد الگوریتم MPC پیشنهادی. تغییرات در ولتاژ منبع.

افزایش می‌یابد.

۴- کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین مبتنی بر مدل (MPDPC)

استفاده از روش‌های کنترل پیش‌بین در یکسوسازهای AFE سه‌فاز، سبب فائق‌آمدن بر مشکلات روش DPC و از بین رفتن جدول از پیش تعیین شده DPC می‌گردد، چنان‌که کنترل پیش‌بین مزایای متعددی از جمله پاسخ‌گذاری سریع، گنجاندن قیود و غیر خطی‌ها در سیستم کنترل، درک آسان و قابلیت تعمیم به سیستم‌های مختلف را دارا است. در روش از مدل یکسوساز و تئوری توان لحظه‌ای کمک گرفته و رفتار توان اکتیو و راکتیو در ورودی یکسوساز AFE پیش‌بینی می‌شود [۱۳]. سپس با تعریف یک تابع هزینه مناسب مستقیماً گردش توان بین مبدل و شبکه کنترل می‌شود. کنترل پیش‌بین مبتنی بر توان نیاز به حلقه کنترل داخلی و مدولاتورهای خارجی ندارد و جریان‌ها با کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو هدایت می‌شوند. حالت کلیدزنی مبدل در لحظه‌های زمانی مساوی تغییر می‌کند و در طول یک بازه نمونه‌برداری کامل، ثابت است. در هر بازه نمونه‌برداری، استراتژی کنترل حالت کلیدزنی را انتخاب می‌کند که با حداقل کردن یک تابع هزینه اعمال می‌شود.

با استفاده از شکل ۱، معادله دینامیکی جریان ورودی را می‌توان به صورت معادله برداری زیر در نظر گرفت

$$L_s \frac{dI_s}{dt} = V_s - V_{afe} - R_s I_s \quad (48)$$

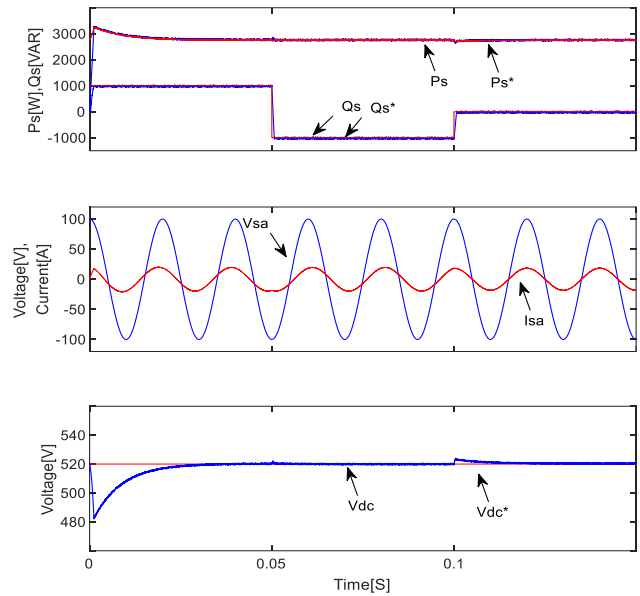
که در آن I_s بردار جریان ورودی، V_s ولتاژ شبکه و V_{afe} ولتاژ تولیدشده توسط مبدل است

$$I_s = \frac{2}{3} (i_{sa}(t) + ai_{sb}(t) + a^2 i_{sc}(t)) \quad (49)$$

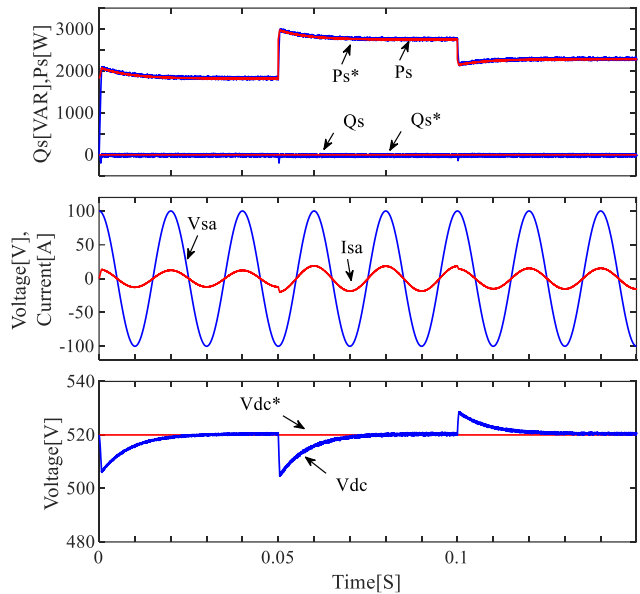
$$V_s = \frac{2}{3} (v_{sa}(t) + av_{sb}(t) + a^2 v_{sc}(t)) \quad (50)$$

که $a = e^{j2\pi/3}$ می‌باشد. همچنین V_{afe} از طریق حالت کلیدزنی مبدل و ولتاژ لینک DC تعیین می‌شود و می‌توان آن را به صورت زیر بیان کرد

$$V_{afe} = S_{afe} V_{dc} \quad (51)$$



شکل ۹: عملکرد الگوریتم MPC. تابع پله در مرجع توان راکتیو Q_s^* .

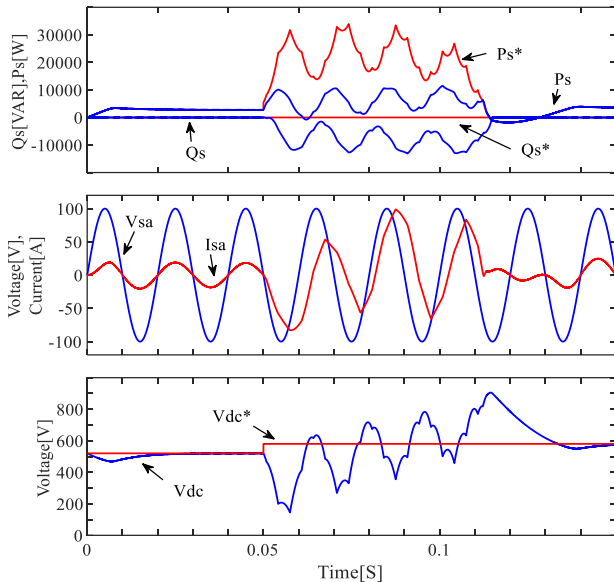


شکل ۱۰: عملکرد الگوریتم MPC پیشنهادی. تابع پله در مقاومت بار R_L .

در اینجا شرط اولیه $Q_s = 0 \text{ var}$ و $V_{dc} = 520 \text{ v}$ انتخاب شده که برابر با توان اکتیو حدود $P_s = 1820 \text{ w}$ است. در لحظه $t = 0.1 \text{ s}$ و $t = 0.05 \text{ s}$ دو تغییر در بار مقاومتی از $R_L = 150 \Omega$ به $R_L = 100 \Omega$ و سپس به $R_L = 120 \Omega$ ایجاد می‌شود. در شکل ۱۰ مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده پیش‌بین قادر است ولتاژ DC را در نزدیکی مقدار مرجع علی‌رغم اختلال بار، نگه دارد و حدود ۲۰ ms طول می‌کشد تا توان اکتیو پس از تغییرات به حالت پایدار برسد.

۴-۳-۳ تغییرات ولتاژ منبع

عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی برای تغییرات ولتاژ منبع نیز بررسی می‌شود. شکل ۱۱ پاسخ سیستم هنگام کاهش ولتاژ منبع به میزان ۳۰٪ را نشان می‌دهد. مقادیر $Q_s = 0 \text{ var}$ و $V_{dc} = 520 \text{ v}$ هستند. در اینجا کاهش ملایم ولتاژ منبع از $v_s = 100 \text{ v}$ به $v_s = 70 \text{ v}$ اعمال شده است. توان اکتیو از $P_s = 2760 \text{ w}$ به $P_s = 2840 \text{ w}$ افزایش می‌یابد تا تغییرات را جبران کند و ولتاژ DC را در مرجع آن ثابت نگه دارد. جریان ورودی بر این اساس از $I_s = 13.08 \text{ [A] rms}$ به $I_s = 19.09 \text{ [A] rms}$



شکل ۱۳: عملکرد الگوریتم MPDPC. ایجاد تابع پله ۵۲۰ v تا ۵۸۰ v در ولتاژ DC.

آینده $I_s(k+1)$ برای هر یک از هفت بردار ولتاژ ممکن تولید شده V_{afe} توسط AFE ایجاد می‌شود. این پیش‌بینی‌ها برای محاسبه توان اکتیو و راکتیو ورودی آینده، $P_{in}(k+1)$ و $Q_{in}(k+1)$ ، با استفاده از (۵۴) و (۵۵) استفاده می‌شوند. هر پیش‌بینی $P_{in}(k+1)$ و $Q_{in}(k+1)$ توسط تابع هزینه ارزیابی می‌گردد.

تابع هزینه J_{DPC} رفتار مطلوب یکسوکنده را خلاصه می‌کند: خطای توان راکتیو را به حداقل می‌رساند و توان اکتیو P_{in} را کنترل می‌کند تا با مقدار مرجع P_{in}^* برابر شود

$$J_{DPC} = |Q_{in}^* - Q_{in}(k+1)| + |P_{in}^* - P_{in}(k+1)| \quad (56)$$

برای تنظیم ولتاژ لینک DC از یک کنترل کننده PI استفاده می‌شود. خروجی PI مطابق با توان مورد نیاز برای جبران خطا در ولتاژ لینک DC است. این متغیر به عنوان مرجع توان اکتیو، P_{in}^* ، تعیین شده است.

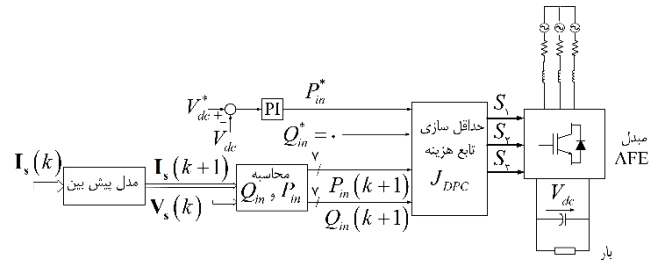
۲-۴ نتایج روش MPDPC

برای آزمایش روش MPDPC، مقادیر پارامترهای الکتریکی که در روش MPC با مراجع دینامیکی استفاده شدند، در اینجا نیز به کار برده می‌شوند تا دو آزمایش در شرایط یکسان انجام گردند.

۲-۴-۱ ردیابی ولتاژ DC

مطابق با روش قبلی، ابتدا ردیابی ولتاژ DC بررسی می‌شود. برای آزمایش ردیابی ولتاژ DC، تابع پله $V_{dc} = 520$ v به $V_{dc} = 580$ v در زمان $t = 0.05$ s اعمال شده است. با توجه به شکل ۱۳ در زمان ایجاد تغییر، جریان ورودی، توان اکتیو و راکتیو و ولتاژ DC دچار ریب‌هایی با مقادیر زیاد می‌شوند که ناشی از خطای اشباع کنترل کننده است. این خطا حدود ۵۰ ms طول می‌کشد و سبب ناپایداری سیستم می‌شود؛ در حالی که روش MPC با مراجع دینامیکی در لحظه ایجاد تغییر در ولتاژ DC از پایداری دینامیکی مناسبی برخوردار می‌باشد.

لازم به ذکر است که مشابه با روش MPC با مراجع دینامیکی می‌توان با تعریف $\hat{I}_s^{\max} = 28$ A با ایجاد محدودیت برای مرجع توان اکتیو، P_{in}^* ، مانع از افزایش بیش از حد جریان و در پی آن افزایش توان اکتیو و ولتاژ DC شد اما در مقایسه با روش MPC با مراجع دینامیکی، پاسخ‌گذاری سیستم به دلیل استفاده از کنترل کننده PI سرعت و دقت کمتری دارد (شکل ۱۴).



شکل ۱۴: روش MPDPC برای یکسوساز AFE.

جدول ۱: بردارهای ولتاژ و حالت‌های کلیدزنی.

$S_r(t)$	$S_i(t)$	$S_j(t)$	بردار ولتاژ V
۰	۰	۰	$V_r = 0$
۱	۰	۰	$V_r = \frac{2}{3} V_{dc}$
۱	۱	۰	$V_r = \frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
۰	۱	۰	$V_r = -\frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
۰	۱	۱	$V_r = -\frac{2}{3} V_{dc}$
۰	۰	۱	$V_r = -\frac{1}{3} V_{dc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
۱	۰	۱	$V_r = \frac{1}{3} V_{dc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
۱	۱	۱	$V_r = 0$

V_{dc} ولتاژ لینک DC می‌باشد و S_{afe} بردار حالت کلیدزنی یکسوساز است که به صورت زیر تعریف می‌شود

$$S_{afe} = \frac{2}{3} (S_i(t) + a S_j(t) + a^2 S_r(t)) \quad (52)$$

با در نظر گرفتن تمام ترکیب‌های ممکن سیگنال‌های گیت $S_i(t)$ ، $S_j(t)$ و $S_r(t)$ ، هشت حالت کلیدزنی و در نتیجه هشت بردار ولتاژ به دست می‌آید. توجه داشته باشید که $V_r = V_s$ ، بنابراین یک مجموعه محدود از تنها هفت بردار ولتاژ مختلف در صفحه مختلط حاصل می‌شود (جدول ۱).

به منظور محاسبه جریان پیش‌بینی شده از معادله زمان گسسته استفاده می‌شود

$$I_s(k+1) = (1 - \frac{R_s T_s}{L_s}) I_s(k) + \frac{T_s}{L_s} [V_s(k) - V_{afe}(k)] \quad (53)$$

با در نظر گرفتن بردارهای ولتاژ و جریان ورودی در مختصات متعامد، توان اکتیو و راکتیو ورودی لحظه‌ای پیش‌بینی شده را می‌توان با معادلات زیر بیان کرد

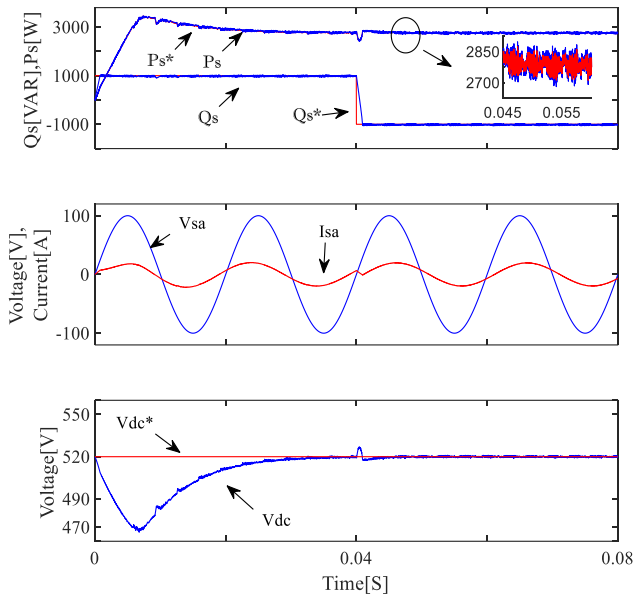
$$P_{in}(k+1) = \text{Re}\{V_s(k+1) \bar{I}_s(k+1)\} = v_{sa} i_{sa} + v_{s\beta} i_{s\beta} \quad (54)$$

$$Q_{in}(k+1) = \text{Im}\{V_s(k+1) \bar{I}_s(k+1)\} = v_{s\beta} i_{sa} - v_{sa} i_{s\beta} \quad (55)$$

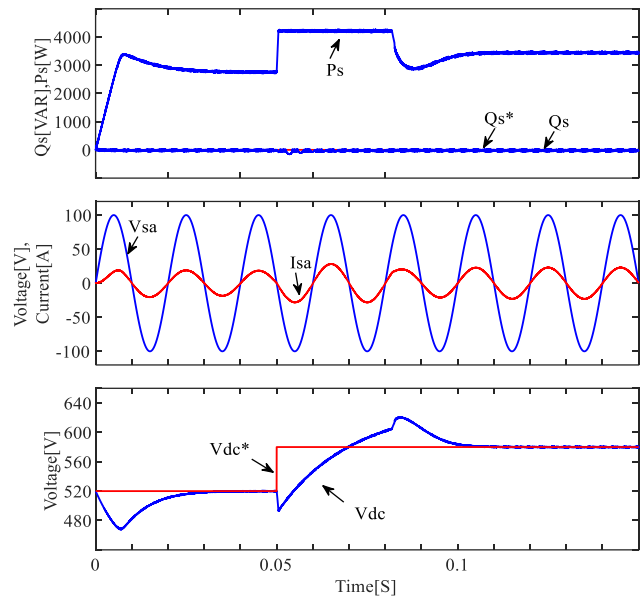
به طوری که $\bar{I}_s(k+1)$ مزدوج مختلط بردار جریان ورودی پیش‌بینی شده برای بردار ولتاژ معین تولید شده توسط یکسوساز V_{afe} می‌باشد.

۱-۴ روش کنترل و تابع هزینه

بلوک دیاگرام استراتژی کنترل در شکل ۱۴ نشان داده شده است. جریان ورودی $I_s(k)$ ، اندازه‌گیری و جریان آینده $I_s(k+1)$ با استفاده از ولتاژ مبدل $V_{afe}(k)$ اعمال شده محاسبه می‌گردد. پیش‌بینی‌های جریان



شکل ۱۶: عملکرد الگوریتم MPDPC. اعمال تابع پله در مرجع توان راکتیو از ۱۰۰۰ var تا -۱۰۰۰ var



شکل ۱۴: عملکرد الگوریتم MPDPC. ردیابی ولتاژ DC با اعمال قید برای توان اکتیو.

جدول ۲: مقایسه روش MPC با مراجع دینامیکی و MPDPC.

MPDPC	MPC با مراجع دینامیکی	کمیت
۴۱٪/۱	۱۷٪/۵	ماکسیمم فراجش P_m
۲/۴۷۲ ms	۰/۷۰۷ ms	زمان برخاست
۹۸/۹ w	۱۰۲/۴ w	ریپل توان اکتیو
۹۹/۴ var	۱۰۲/۷ var	ریپل توان راکتیو
۰٪/۸۹	۰٪/۸۰	THD جریان در حالت ماندگار
۱/۴۹ v	۱/۵۵ v	ریپل ولتاژ DC
عدم ردیابی دقیق	ردیابی دقیق	ردیابی تغییرات در ولتاژ DC
متغیر	متغیر	فرکانس کلیدزنی
خیر	خیر	نیاز به مدولاتور

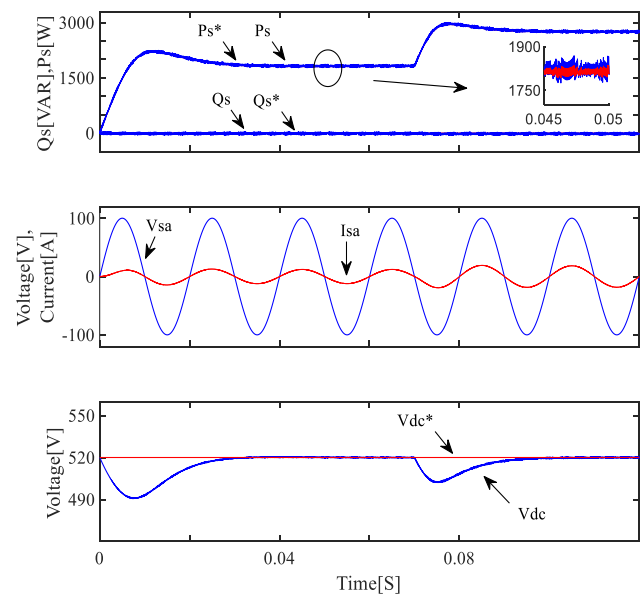
۵- مقایسه دو روش کنترل ارائه شده

باید توجه داشت که روش MPC با مراجع دینامیکی در واقع بهینه شده روش MPDPC است و از این رو، هر دو روش از نظر عملکرد مشابه یکدیگر هستند؛ به جز این که در نحوه ایجاد مراجع متفاوت می باشند که روش اول از فرمولاسیون و روش دوم از کنترل کننده PI برای این کار استفاده کرده است. روش MPC با مراجع دینامیکی با حذف کنترل کننده PI، معایب مربوط به این کنترل کننده شامل کندبودن سرعت پاسخ گذرای سیستم و ناپایداری در زمان ایجاد تغییر در ولتاژ DC را برطرف می کند. هر دو روش در ردیابی ولتاژ DC، مراجع توان اکتیو و راکتیو و تغییرات بار در حالت ماندگار از عملکرد مشابه و مناسبی برخوردار هستند (شکل های ۱۷ و ۱۸).

شکل های ۱۹ و ۲۰ نیز اعوجاج هارمونیک کل را برای جریان ورودی فاز b ، i_{sb} ، در حالت ماندگار نشان می دهند که از این نظر نیز هر دو روش مشابه یکدیگرند. مقایسه دو روش در جدول ۲ خلاصه شده است.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله دو روش کنترل پیش بین که اساساً مبتنی بر روش مرسوم کنترل مستقیم توان (DPC) هستند، برای کنترل یکسوساز AFE ارائه شده است. در روش MPDPC کنترل کننده با انتخاب حالت کلیدزنی



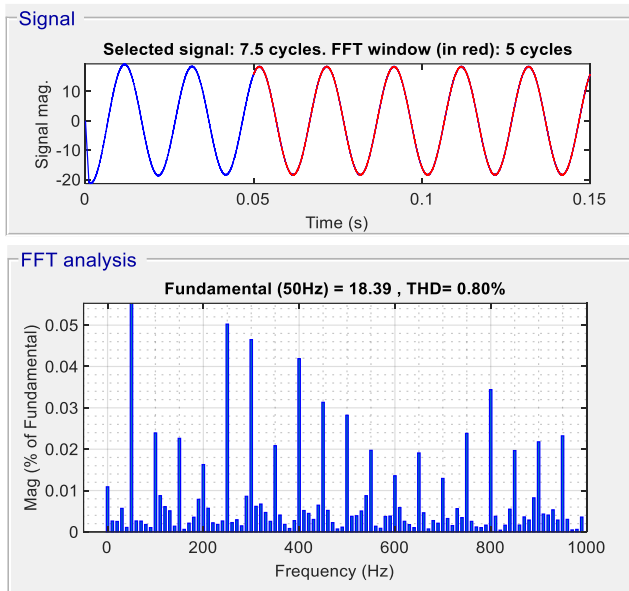
شکل ۱۵: عملکرد الگوریتم MPDPC.

۲-۲-۴ تغییرات بار

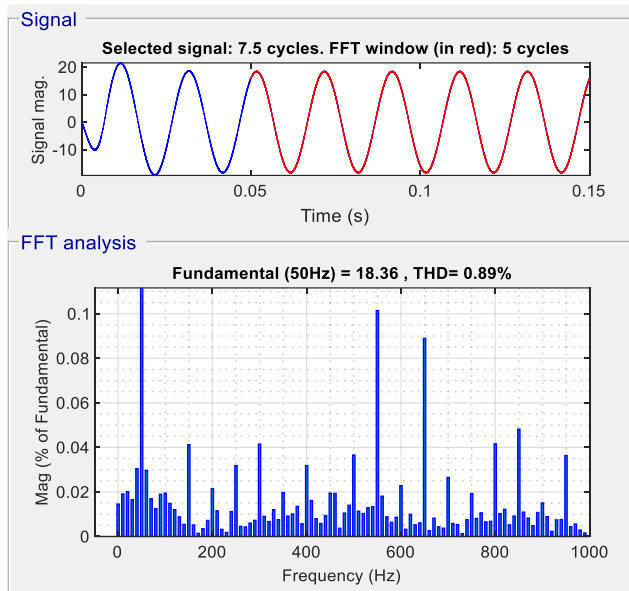
نتایج روش MPDPC برای یک تابع پله در بار DC در شکل ۱۵ آمده است. با کاهش بار مقاومتی، کنترل کننده سبب افزایش جریان و در پی آن افزایش توان اکتیو از $P_m = 1820 \text{ w}$ به $P_m = 2760 \text{ w}$ می شود. با این حال مشخص است که پاسخ گذرا نسبت به روش MPC با مراجع دینامیکی کندتر می باشد و توان اکتیو و ولتاژ DC پس از فراجش و تغییرات بزرگ تری به حالت پایدار می رسند. جریان ها و ولتاژهای ورودی برای این آزمایش نیز نشان داده شده اند.

۲-۳-۴ ردیابی توان راکتیو

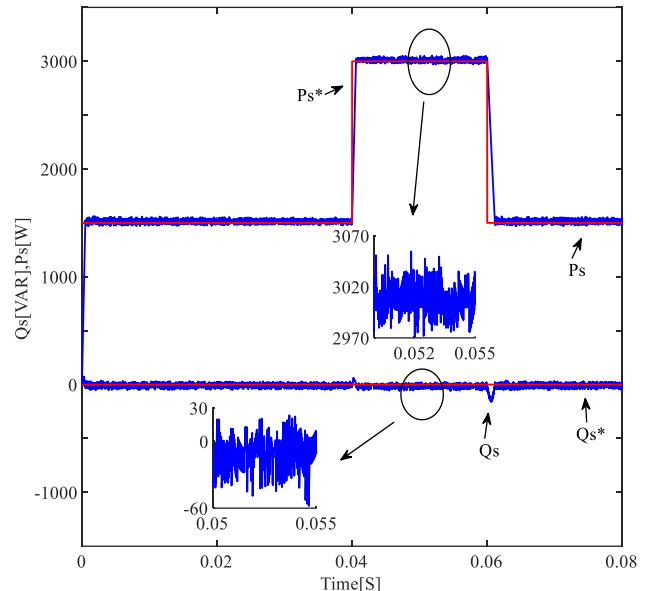
عملکرد در ضرایب قدرت جابه جایی مختلف شبکه در شکل ۱۶ نشان داده شده است. مرجع توان راکتیو یک تابع پله از $Q_p = 1000 \text{ var}$ به $Q_p = -1000 \text{ var}$ می باشد. مانند حالت های قبلی، پاسخ گذرای حاصل از این تغییر نیز نسبت به روش MPC با مراجع دینامیکی کندتر می باشد. تغییر فاز بین ولتاژ و جریان نیز برای این تغییر در توان راکتیو، نشان داده شده است.



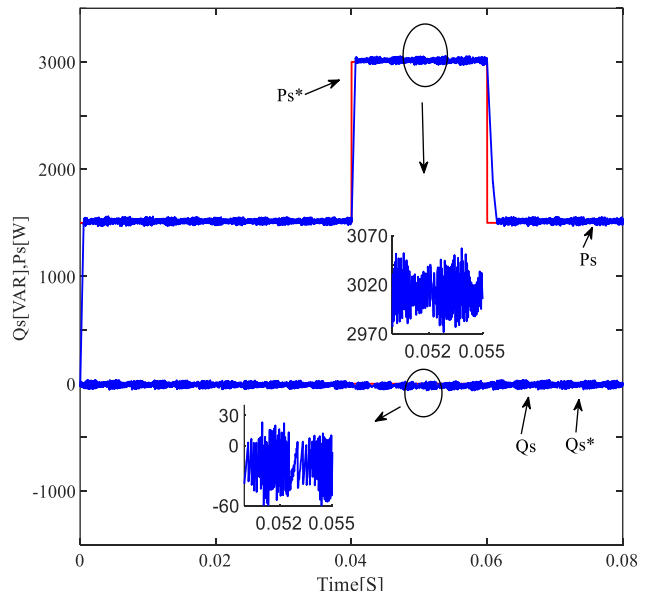
شکل ۱۹: THD جریان ورودی i_{sb} در حالت ماندگار، روش MPC با مراجع دینامیکی.



شکل ۲۰: THD جریان ورودی i_{sb} در حالت ماندگار، روش MPDPC.



شکل ۱۷: خطای توان در حالت ماندگار، روش MPC با مراجع دینامیکی.



شکل ۱۸: خطای توان در حالت ماندگار، روش MPDPC.

مراجع

- [1] F. Zare, P. Davari, and F. Blaabjerg, "A modular active front-end rectifier with electronic phase shifting for harmonic mitigation in motor drive applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5440-5450, Nov./Dec. 2017.
- [2] X. Q. Guo, B. Z. Wei, T. Y. Zhu, Z. G. Lu, L. C. Tan, X. F. Sun, and C. J. Zhang, "Leakage current suppression of three-phase flying capacitor PV inverter with new carrier modulation and logic function," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2127-2135, Mar. 2018.
- [3] X. Q. Guo, J. L. Zhou, R. He, X. Y. Jia, and C. A. Rojas, "Leakage current attenuation of a three-phase cascaded inverter for transformerless grid-connected PV systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 1, pp. 676-686, Jan. 2018.
- [4] H. Yang, Y. Zhang, J. Liang, J. Liu, N. Zhang, and P. D. Walker, "Robust deadbeat predictive power control with a discrete-time disturbance observer for PWM rectifiers under unbalanced grid conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 287-300, Jan. 2019.
- [5] Y. Zhang, J. Liu, H. Yang, and S. Fan, "New insights into model predictive control for three-phase power converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 2, pp. 1973-1982, Mar. 2019.

بهینه، خطا در توان اکتیو و راکتیو را کمینه می‌کند. مرجع توان اکتیو از تفاضل ولتاژ لینک DC و مقدار مرجع آن و یک کنترل‌کننده PI به دست می‌آید. در روش MPC با مراجع دینامیکی برای حذف این کنترل‌کننده تلاش شده و مرجع توان اکتیو با استفاده از خصوصیات ذاتی ساختار AFE به صورت فرموله درآمده است. روش پیشنهادی قادر است که مراجع مناسبی برای توان اکتیو منبع و ولتاژ یکسوسازده ایجاد کند.

ساختار کنترلی پیشنهادی امکان در نظر گرفتن زمان مرده، جریان‌سازی زمان تأخیر محاسبات و کاهش تلفات کلیدزنی را فراهم می‌کند. اشباع‌های احتمالی جریان‌های منبع به طور مستقیم در روش گنجانده شده که سبب عملکرد مطمئن مبدل می‌شود. همچنین نتایج حاصل از مقایسه روش پیشنهادی با روش MPDPC نشان می‌دهند که روش پیشنهادی با حذف کنترل‌کننده PI، معایب مربوط به این کنترل‌کننده شامل کندبودن سرعت پاسخ‌گویی سیستم و خطای اشباع کنترل‌کننده در اثر ایجاد تغییرات شدید در مرجع و عدم توانایی در ردیابی را برطرف می‌کند.

محمدرضا عزیزاده پهلوانی در سال ۱۳۷۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه شهید چمران اهواز و در سال ۱۳۸۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران دریافت نمود. از سال ۱۳۷۷ الی ۱۳۸۸ نامبرده به عنوان محقق سیستم‌های قدرت در مرکز تحقیقات کنترل دانشگاه صنعتی مالک اشتر مشغول به کار بود. در سال ۱۳۸۲ به دوره دکترای مهندسی برق در دانشگاه علم و صنعت ایران وارد گردید و در سال ۱۳۸۸ موفق به اخذ درجه دکترای مهندسی برق از دانشگاه مذکور گردید. ایشان از سال ۱۳۸۸ در مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز عضو هیأت علمی این دانشگاه با مرتبه استادی می باشد. زمینه های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند ماشین‌های الکتریکی و الکترونیک قدرت، سیستم پالسی، شبکه های الکتریکی و کنترل می‌باشد.

آرش دهستانی کلاگر در سال ۱۳۸۴ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه تهران و در سال ۱۳۸۶ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه اصفهان و مدرک دکترای خود را در سال ۱۳۹۲ از دانشگاه علم و صنعت ایران دریافت نمود. نامبرده از سال ۱۳۹۳ به‌عنوان عضو هیأت علمی در دانشگاه صنعتی مالک اشتر در تهران مشغول به فعالیت گردید. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: الکترونیک قدرت، مبدل‌های توان بالا، فیلترهای اکتیو، کوره‌های قوس الکتریکی و سیستم‌های مغناطیسی.

- [6] P. Cortes, J. Rodriguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an AFE using predictive control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516-2523, Sept. 2008.
- [7] X. Liu, D. Wang, and Z. Peng, "A simplified direct finite-control-set model predictive control for AFEs with DC-Link voltage dynamic reference design," in *Proc. 35th Chinese Control Conf., CCC'16*, pp. 1934-1768, Chengdu, China, 27-29 Jul. 2016.
- [8] K. J. Astrom and T. Haggglund, *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, 2nd Ed. Research Triangle Park, N.C Instrument Society of America, 1995.
- [9] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, John Wiley & Sons, 1st Edition, 2012.
- [10] R. P. Burgos, E. P. Wiechmann, and J. Holtz, "Complex state-space modeling and nonlinear control of active front-end converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 2, pp. 363-377, Feb. 2005.
- [11] A. N. Rahman, H. J. Chiu, and K. L. Lian, "Enhanced time average model of three phase voltage source converter taking dead-time distortion effect into account," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 23648-23659, 2021.
- [12] S. Hwang and J. Kim, "Dead time compensation method for voltage-fed PWM inverter," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 25, no. 1, pp. 1-10, Mar. 2010.
- [13] H. Akagi, E. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, IEEE Press Series on Power Engineering. John Wiley & Sons, Inc. 2007.

ایوب کشوری پاپی در سال ۱۳۹۸ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه دولتی لرستان و در سال ۱۴۰۱ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی مالک اشتر تهران دریافت نمود. زمینه‌های علمی و کاری مورد علاقه ایشان عبارتند از: تحلیل، مدل‌سازی، کنترل و طراحی مبدل‌های الکترونیک قدرت ولتاژ پایین و ولتاژ بالا، تحلیل و طراحی ماشین‌های الکتریکی.