

کنترل پیش بین مبدل های چندسطحی چندبخشی با بهره گیری از الگوریتم رمزگشایی کروی

حسین شفائیه هیق، رضا محبوبی اسفنجانی و محمد هجری

اغلب با روش های سلسله مراتبی کنترل می شوند. این روش ها حداقل دو حلقه کنترلی دارند که در حلقه اول، کنترل جریان بار و در حلقه دوم، کنترل تعادل ولتاژ خازن ها و جریان های گردشی صورت می پذیرد [۳] و [۴]. پیاده سازی این روش ها بر مبنای چندین کنترل کننده تناسبی-انتگرالی (PI) انجام می شود که تنظیم پارامترهای آنها به طور هم زمان و با لحاظ قیود مداری بسیار دشوار است [۵].

مزایای کنترل پیش بین نظیر امکان استفاده سراسر آن برای سیستم های چندمتغیره، تعریف هم زمان اهداف چندگانه کنترلی و قابلیت اعمال قیود مداری، سبب محبوبیت آن در کنترل مبدل های چندسطحی شده است [۶] و [۷]. بر خلاف اغلب کنترل کننده های متداول که برای اعمال ورودی کنترل بر سوئیچ های مبدل از استراتژی های مختلف مدولاسیون پهنای پالس استفاده می کنند، در کنترل پیش بین، فرمان های کنترلی لازم برای سوئیچ های مبدل به طور مستقیم توسط کنترل کننده تولید می شوند [۸] و [۹]. اما علی رغم مزیت های فراوان کنترل پیش بین، حجم بسیار بالای محاسبات، کاربرد عملی آن را دشوار می کند.

کنترل پیش بین مبتنی بر مدل با مجموعه کنترلی متناهی (FCS-MPC)، یک روش کارآمد برای کنترل مبدل های چندسطحی است که در آن به دلیل محدود بودن تعداد حالات کلیدزنی، بار محاسباتی کاهش می یابد [۱۰] و [۱۱]. با این وجود در این روش هم، افزایش طول افق پیش بینی یا افزایش تعداد سطوح ولتاژ مبدل، حجم بالای محاسبات را به دنبال دارد که چالش مهمی در پیاده سازی عملی این الگوریتم برای مبدل های چندسطحی است. کنترل پیش بین مدل مستقیم جریان (MPDCC) از روش های پیشنهادی اخیر است [۱۲] که در آن برای غلبه بر بار سنگین بهینه سازی، مدل دینامیکی کلی مبدل، مشابه [۱۳] به دو قسمت تفکیک شده و با لحاظ برخی مفروضات محاسبات به صورت سلسله مراتبی انجام می شود.

با توجه به این که حجم بالای محاسبات الگوریتم کنترل پیش بین برای مبدل های چندسطحی، به ویژه به ازای افق پیش بینی طولانی و تعداد سطوح زیاد، مانع مهمی در پیاده سازی عملی آن می باشد، در این مقاله با هدف کاهش بار محاسبات، یک روش کارآمد در چارچوب FCS-MPC برای کنترل یکپارچه جریان بار، تعادل ولتاژ خازن ها و همچنین تنظیم جریان گردشی مبدل های چندسطحی چندبخشی به کار گرفته می شود. تمایز اساسی رویکرد پیشنهادی با روش های موجود در مقالات به قرار زیر است: نخست این که بر خلاف اغلب روش های FCS-MPC که برای تعیین استراتژی کلیدزنی در مبدل های چندسطحی چندبخشی استفاده شده اند با الهام از ایده های [۱۴]، از الگوریتم رمزگشایی کروی^۴ برای انجام محاسبات بهینه سازی استفاده می شود که نقش اساسی

کلیدزنی: در مبدل های چندسطحی چندبخشی با افزایش تعداد سطوح ولتاژ، کیفیت شکل موج خروجی بهبود می یابد و کلیدهای نیمه هادی قدرت، ولتاژ کمتری را تحمل می کنند؛ اما با افزایش تعداد اجزای مدار، تعیین استراتژی کلیدزنی بسیار پیچیده می شود. در این مقاله، در چارچوب روش کنترل پیش بین با مجموعه کنترل متناهی، یک روش کارا برای تنظیم جریان بار، تعادل ولتاژ خازن ها و همچنین کنترل جریان گردشی در مبدل های چندسطحی ارائه می شود که از الگوریتم رمزگشایی کروی برای انجام محاسبات بهینه سازی استفاده می کند. ویژگی مهم رویکرد مورد استفاده، کاهش قابل توجه حجم محاسبات لازم در الگوریتم کنترل است که امکان استفاده از آن را برای مبدل های چندبخشی با تعداد سطوح ولتاژ بالا و برای افق های پیش بینی طولانی فراهم می کند. روش پیشنهادی بر روی یک نوع مبدل سه سطحی، شبیه سازی و مزایای آن در مقایسه با روش های موجود نشان داده می شود.

کلیدواژه: بهینه سازی رمزگشایی کروی، کنترل پیش بین، مبدل چندسطحی چندبخشی.

۱- مقدمه

بر خلاف مبدل های قدرت توان پایین که بهبود کیفیت ولتاژ در آنها از طریق افزایش فرکانس کلیدزنی انجام می گیرد، در مبدل های توان بالا برای اجتناب از زیاد شدن تلفات کلیدزنی، کیفیت خروجی با ترکیب سطوح مختلف ولتاژ ارتقا می یابد. در مبدل چندسطحی چندبخشی^۱ که از اتصال سری چندین مبدل پایه (بخش) در هر فاز ساخته می شود، تعداد سطوح ولتاژ با افزایش تعداد بخش ها بیشتر و در نتیجه، موجب ارتقای عملکرد سیستم می شود [۱]. در این نوع مبدل ها، ولتاژ DC در هر بخش به مراتب کمتر از ولتاژ DC کل می باشد و بنابراین می توان از ادوات نیمه هادی ارزان تر استفاده نمود.

برای دستیابی به عملکرد مطلوب، علاوه بر طراحی مناسب ساختار مدار، لازم است که سیستم کنترل به نحوی طراحی شود که اولاً ردیابی سیگنال مرجع در خروجی با کمترین خطا انجام گیرد. ثانیاً ولتاژ خازن های بخش ها در محدوده نامی آنها حفظ شود یا به عبارتی، ولتاژ تمامی خازن ها متعادل گردد. ثالثاً جریان مزاحم گردشی که در اثر تغییرات ولتاژ خازن ها تولید می شود تا حد ممکن کمینه گردد [۲]. مبدل های چندبخشی سنتی

این مقاله در تاریخ ۲۳ اسفند ماه ۱۳۹۵ دریافت و در تاریخ ۱۹ مهر ماه ۱۳۹۶ بازنگری شد.

حسین شفائیه هیق، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، (email: h_shafaiyeh@sut.ac.ir)

رضا محبوبی اسفنجانی، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، (email: mahboobi@sut.ac.ir)

محمد هجری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، (email: hejri@sut.ac.ir)

2. Finite Control Set-Model Predictive Control

3. Model Predictive Direct Current Control

4. Sphere Decoding Algorithm

1. Modular Multi-Level Converters

که در آن $v_{c,m}$ نشان دهنده ولتاژ خازن بخش است. خازن هر بخش با توجه به حالت کلیدزنی (۰ یا ۱) توسط جریان بازوی مربوطه i_{rq} که در آن $q \in \{T, B\}$ می باشد، شارژ یا تخلیه می شود.

در ادامه، معادلات فضای حالت مبدل که با استفاده از روابط مداری به دست می آیند از [۱۳] بازخوانی می شوند. جریان های مستقل به همراه ولتاژهای شبکه به عنوان متغیرهای حالت برای زیرمدل اول انتخاب شده اند. بردار حالت برای زیرمدل اول به صورت (۲) تعریف می شود

$$x_i = [i_{aT}, i_{aB}, i_{bT}, i_{bB}, i_{DC}, v_{g,\alpha}, v_{g,\beta}]^T \quad (2)$$

بردار ورودی نیز متشکل از حالات کلیدزنی بخش ها به صورت (۳) است

$$u = [u_{a1}, u_{aT}, u_{aB}, \dots, u_{c,2N}]^T \in \{0, 1\}^{2N} \quad (3)$$

ولتاژ خازن ها در سیستم آلفا-بتا، متغیرهای حالت زیرمدل دوم در نظر گرفته شده اند. بردار حالت زیرمدل دوم به صورت (۴) است

$$x_c = [v_{c,a1}, v_{c,aT}, v_{c,aB}, \dots, v_{c,c,2N}]^T \quad (4)$$

بردار ورودی برای زیرمدل دوم، همان بردار تعریف شده برای زیرمدل اول در (۳) می باشد. جریان های خروجی در فازهای a ، b و c از (۵) تا (۷) محاسبه می شوند

$$i_a = i_{aT} - i_{aB} \quad (5)$$

$$i_b = i_{bT} - i_{bB} \quad (6)$$

$$i_c = -i_{aT} + i_{aB} - i_{bT} + i_{bB} \quad (7)$$

جریان های گردشی نیز از (۸) به دست می آیند

$$i_{cir,r} = \frac{i_{rT} + i_{rB}}{2} \quad (8)$$

معادلات فضای حالت زمان گسسته سیستم برای زیرمدل اول به صورت (۹) و (۱۰) است

$$x_i(k+1) = A_i x_i(k) + B_i u(k) + V_i \quad (9)$$

$$y_i(k+1) = C_i x_i(k+1) \quad (10)$$

که در آن بردار خروجی زیرمدل اول به صورت (۱۱) تعریف می شود

$$y_i = [i_a, i_b, i_c, i_{cir,a}, i_{cir,b}, i_{cir,c}]^T \quad (11)$$

مدل گسسته برای زیرمدل دوم نیز به صورت (۱۲) و (۱۳) می باشد

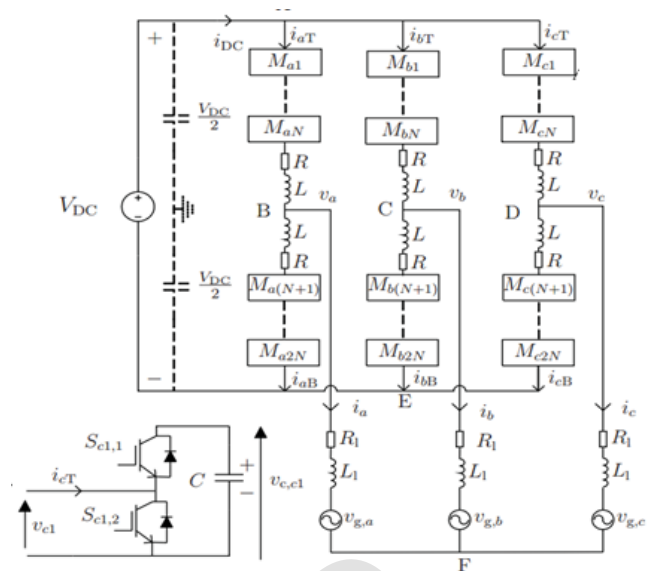
$$x_c(k+1) = A_c x_c(k) + B_c u(k) \quad (12)$$

$$y_c(k+1) = C_c x_c(k+1) \quad (13)$$

به طور خلاصه، مدل دینامیکی فضای حالت که سیستم مبدل را توصیف می کند متشکل از (۹) تا (۱۳) است که ماتریس های ثابت موجود در آنها در پیوست مقاله در (پ-۱) تا (پ-۷) آورده شده اند.

۳- طراحی کنترل کننده پیش بین

برای فرمول بندی کنترل پیش بین لازم است که نخست، مدل دقیقی از سیستم برای پیش بینی رفتار آتی آن فراهم شود و سپس اهداف کنترلی به فرم تابع هزینه و قیود بیان می شوند. در رویکرد پیشنهادی برای پیش بینی رفتار آینده سیستم، از مدل جامع (۱۴) و (۱۵) که ترکیب دو زیرمدل ذکر شده در (۹) تا (۱۳) است استفاده می شود. با توجه به این که حالت های x_c و x_i بر همدیگر تأثیر متقابل دارند، افزونه کردن آنها در قالب یک بردار حالت کامل بر دقت پیش بینی مدل می افزاید



شکل ۱: شمای مبدل های چندسطحی چندبخشی همراه با یک بخش نیمپل [۱۳].

را در کاهش بار محاسبات ایفا می کند. دوم این که در مقایسه با استراتژی MPDCC [۱۲]، در اینجا از مدل یکپارچه ای که همه متغیرها را در بر دارد و درهمکنش آنها را در نظر می گیرد، برای پیش بینی استفاده می شود. لازم به ذکر است که ایده های [۱۴] در [۱۵] برای کنترل پیش بین نوع خاصی از اینورترها به کار برده شده که در آن مسئله کنترل پیش بین، نامقید و معیار عملکرد آن نیز دارای افق ثابت واحد است که بر مبنای مدل دینامیک ساده ای از سیستم عمل می کند. در نهایت با انجام شبیه سازی نشان داده می شود که در مقایسه با روش های رقیب، سرعت محاسبات به طور قابل توجهی افزایش می یابد.

بخش های بعدی مقاله به صورت زیر می باشند. در بخش دوم، مدل دینامیکی مبدل مد نظر تشریح می شود. در بخش سوم، اهداف کنترلی مبدل به صورت مسئله کنترل پیش بین فرمول بندی شده و به دنبال آن، کنترل کننده FCS-MPC با الگوریتم بهینه سازی رمزگشایی کروی برای مبدل چندسطحی ارائه می گردد. در بخش چهارم، روش پیشنهادی بر روی یک مبدل سه سطحی شبیه سازی و عملکرد آن در حالات گذرا و ماندگار با روش های رقیب موجود مقایسه می شود. در نهایت، جمع بندی و پیشنهادات برای ادامه کار ارائه می شود.

۲- مدل سازی دینامیکی مبدل چندسطحی چندبخشی

شمای کلی مبدل چندسطحی چندبخشی در شکل ۱ نشان داده شده است. مبدل از ترکیب چندین بخش به صورت سری تشکیل یافته که در آن هر بخش، یک مبدل ولتاژ نیمپل دوسطحی است. هر فاز از مبدل به دو بازو تقسیم بندی شده است که هر یک از این بازوها شامل N بخش می باشد. این بخش ها به صورت M_m نام گذاری شده اند که در آن $m \in \{1, 2, \dots, 2N\}$ و $r \in \{a, b, c\}$ است. مقاومت R به عنوان تلفات هدایتی و القاگر L ، خاصیت سلفی هر بازو را مدل سازی می کند و خروجی های مبدل چندسطحی به بار متصل شده اند. ترکیب سری القاگر L_i و مقاومت R_i به همراه ولتاژ شبکه $v_{g,r}$ به عنوان بار در نظر گرفته شده است که معادل یک شبکه سه فاز ac می باشد [۱۳]. چون بخش های مبدل از نوع نیمپل هستند، ولتاژ تولیدی بخش ها v_m به صورت (۱) خواهد بود

$$v_m = u_m v_{c,m}, \quad u_m \in \{0, 1\} \quad (1)$$

۳-۱ بازنویسی مسئله بهینه‌سازی به فرم ماتریسی

می‌توان خروجی (۱۴) و (۱۵) را بر حسب مقدار اولیه حالت، $x(k)$ و توالی کنترلی، $U(k)$ نوشت. خروجی به صورت (۲۶) بازتعریف می‌شود که بیانگر خروجی‌های سیستم در طول افق پیش‌بینی از لحظه $k+1$ تا $k+N_p$ می‌باشد [۱]

$$Y(k) = [y^T(k+1), \dots, y^T(k+N_p)]^T \quad (26)$$

با توجه به (۱۴) و (۱۵)، دنباله خروجی در حالت برداری را می‌توان به صورت (۲۷) نوشت

$$Y(k) = \Gamma x(k) + \Upsilon U(k) + ZM \quad (27)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} CA \\ CA^r \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}, \quad Z = \begin{bmatrix} CA^{N_p-1} \\ \vdots \\ CA^0 \end{bmatrix}$$

$$\Upsilon = \begin{bmatrix} CB & O & \dots & O \\ CAB & CB & \dots & O \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_p-1} & CA^{N_p-2} & \dots & CB \end{bmatrix}$$

بنابراین تابع هزینه (۲۲) را می‌توان به صورت (۲۸) بازنویسی نمود که در آن مقادیر فرمان در $Y^*(k)$ قرار دارند

$$J = (\Gamma x(k) + \Upsilon U(k) + ZM - Y^*(k))^T W \quad (28)$$

$$+ (\Gamma x(k) + \Upsilon U(k) + ZM - Y^*(k)) + \lambda_u \|S U(k) - E u(k-1)\|$$

$$S = \begin{bmatrix} I & O & \dots & O \\ -I & I & \dots & O \\ O & -I & \dots & O \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ O & O & \dots & I \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} I \\ O \\ O \\ \vdots \\ O \end{bmatrix}$$

جایی که ماتریس I یک ماتریس همسانی با بعد $6N \times 6N$ می‌باشد و W یک ماتریس وزن است. با تعریف $P = \Gamma x(k) + ZM$ تابع هزینه به صورت (۲۹) خلاصه می‌گردد

$$J = \theta(k) + \Upsilon \Theta(k) U(k) + \|U(k)\|_Q^2 \quad (29)$$

$$\theta(k) = \|P - Y^*(k)\|_W^2 + \lambda_u \|Eu(k-1)\|_r^2$$

$$\Theta(k) = ((P - Y^*(k))^T W \Upsilon - \lambda_u (Eu(k-1))^T S)^T$$

با تعریف $Q = \Upsilon^T W \Upsilon + \lambda_u S^T S$ می‌توان تابع هزینه را به صورت (۳۰) بازنویسی کرد

$$J = (U(k) + Q^{-1} \Theta(k))^T (U(k) + Q^{-1} \Theta(k)) \quad (30)$$

جواب مسئله بهینه‌سازی (۳۰) را بدون در نظر گرفتن قیود به راحتی می‌توان به صورت (۳۱) به دست آورد

$$U_{unc}(k) = -Q^{-1} \Theta(k) \quad (31)$$

لازم به ذکر است که مقدار U_{unc} لزوماً متعلق به \mathcal{U} نیست و فقط به عنوان مرکزی برای جستجوی کنترل بهینه استفاده خواهد شد. با توجه به (۳۰) و (۳۱) تابع هزینه به صورت (۳۲) بازنویسی می‌گردد

$$J = (U(k) - U_{unc}(k))^T (U(k) - U_{unc}(k)) \quad (32)$$

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + M \quad (14)$$

$$y(k+1) = Cx(k+1) \quad (15)$$

که در آن

$$x = [x_i^T, x_c^T]^T \quad (16)$$

$$y = [y_i^T, y_c^T]^T \quad (17)$$

ماتریس‌های A, B, C و M در (پ-۸) در پیوست مقاله تعریف شده‌اند. بردار خروجی (۱۷) برای مدل جامع به صورت (۱۸) است

$$y = [i_a, i_b, i_c, i_{cir,a}, i_{cir,b}, i_{cir,c}, v_{c,a1}, v_{c,a2}, \dots, v_{c,cN}]^T \quad (18)$$

برای نمونه، مجموعه کنترلی متناهی برای مبدا سه‌سطحی چندبخشی تک‌فاز در (۱۹) نشان داده شده که هر عضو آن معرف یک حالت کلیدزنی مجاز می‌باشد

$$\mathcal{U} \triangleq \left\{ \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right\} \quad (19)$$

در نتیجه، مجموعه حالت‌های کلیدزنی برای حالت مبدا سه‌سطحی چندبخشی سه‌فاز در یک لحظه خاص به صورت (۲۰) است

$$\mathcal{U} = \mathcal{U} \times \mathcal{U} \times \mathcal{U} \quad (20)$$

برای یک افق پیش‌بینی مشخص، مجموعه حالت‌های کلیدزنی، \mathcal{U} با اعمال ضرب کارتیزین به مجموعه \mathcal{U} به تعداد گام‌های افق پیش‌بینی، N_p به صورت (۲۱) محاسبه می‌شود

$$\mathcal{U} = \mathcal{U} \times \dots \times \mathcal{U} \quad (21)$$

تعیین ورودی کنترل با کمینه کردن تابع هزینه (۲۲) انجام می‌شود

$$J = \sum_{l=k}^{k+N_p-1} \lambda_{i_e} \|i_e(l+1)\|_r^2 + \lambda_c \|v_{c,var}(l+1)\|_r^2 + \sum_{l=k}^{k+N_p-1} \lambda_{i_{cir}} \|i_{cir}(l+1)\|_r^2 + \lambda_u \|\Delta u(l)\|_r^2 \quad (22)$$

$$v_{c,var}(k) = \begin{bmatrix} v_{c,a1} - v_{c,nom} \\ v_{c,a2} - v_{c,nom} \\ \vdots \\ v_{c,cN} - v_{c,nom} \end{bmatrix}, \quad i_e = i_s^* - i_{s,p}$$

که در (۲۲) ولتاژ نامی خازن‌ها، $v_{c,nom}$ برابر v_{dc}/n می‌باشد و $\Delta u(l) = u(l) - u(l-1)$ است. توجه کنید که کمینه‌سازی (۲۲) موجب رسیدن جریان بار به مقدار مرجع خود، حفظ تعادل ولتاژی خازن‌ها و کنترل جریان گردشی می‌شود. با تنظیم وزن‌ها در تابع هزینه، مصالحه‌ای بین دقت ردیابی و تلاش کنترلی ایجاد می‌شود [۱۶].

با تعریف کنترل در افق پیش‌بینی به فرم، مسئله بهینه‌سازی به صورت (۲۳) تا (۲۵) فرمول‌بندی می‌شود

$$U_{opt}(k) = \arg \min_{U(k)} J \quad (23)$$

$$\text{s.t. } U(k) \in \mathcal{U} \quad (24)$$

$$\Delta u(l)_i \leq N, \quad \forall l = k, \dots, k+N_p-1 \quad (25)$$

قید (۲۵) با هدف کاهش تلفات کلیدزنی، از درگیر شدن تمام سوئیچ‌ها در طی یک بازه جلوگیری می‌کند [۱۴].

برای انتخاب شعاع اولیه، حالت بهینه کلیدزنی قبلی $U_{opt}(k-1)$ به اندازه یک واحد زمان شیفت می‌یابد و آخرین حالت کلیدزنی دو بار تکرار می‌شود

$$U_{ini}(k) = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & I & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & I \\ 0 & \dots & \dots & 0 & I \end{bmatrix} U_{opt}(k-1) \quad (36)$$

این امر با اصل افق کنترل برگشتی موافق است به دلیل این که حالت کلیدزنی قبلی قیود (۲۴) و (۲۵) را برآورده ساخته است حالت شیفت داده شده آن نیز این قیود را برآورده خواهند ساخت. بنابراین (۳۶) یک جواب ممکن برای (۳۴) است. می‌توان شعاع اولیه را به صورت (۳۷) به دست آورد

$$\rho(k) = \|\bar{U}_{unc}(k) - HU_{ini}(k)\|_r \quad (37)$$

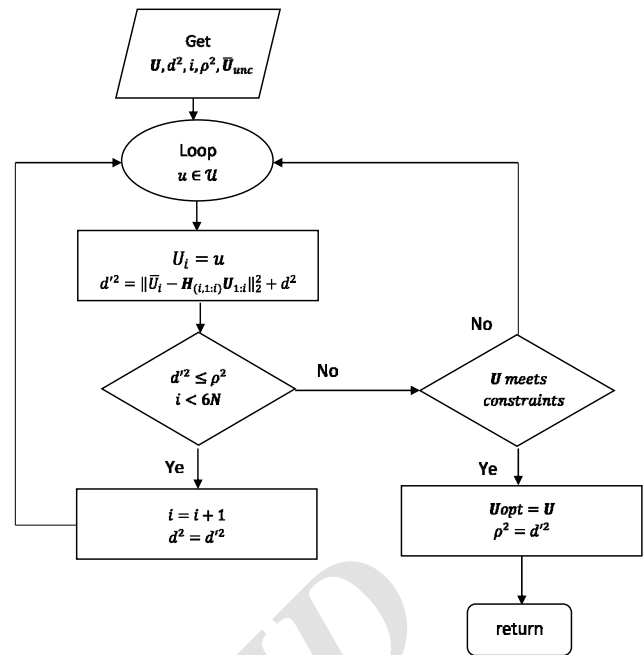
در هر لحظه، کنترل‌کننده برای اجرای الگوریتم با استفاده از متغیرهای حالت در زمان k ، مقادیر فرمان در زمان بعدی $Y^*(k+1)$ ، حالت‌های کلیدزنی زمان قبل $u(k-1)$ و توالی کنترلی بهینه در زمان قبلی $U_{opt}(k-1)$ به محاسبه و تعیین $U_{ini}(k)$ ، $\rho(k)$ و \bar{U}_{unc} می‌پردازد. توالی کنترلی بهینه با استفاده از الگوریتمی به دست می‌آید که در [۱۴] تشریح شده و در شکل ۲ خلاصه شده که در آن $H(i, j)$ عنصر i ام ماتریس H ، \bar{U}_i بیانگر i مین عنصر از \bar{U}_{unc} و U_i بیانگر i مین عنصر از توالی کنترلی U می‌باشد.

در این روش، دنباله کنترلی U با شروع از عنصر اول به صورت عنصر به عنصر و با استفاده از حالات کلیدزنی مجاز \mathcal{U} تشکیل می‌گردد. اگر مجذور اختلاف (d^2) کوچک‌تر از مجذور شعاع گردد، الگوریتم به عنصر بعدی دنباله کنترلی U مراجعه خواهد کرد. هنگامی که الگوریتم به آخرین عنصر دنباله کنترلی U برسد به این معنی است که U از بعد کامل برخوردار بوده و می‌توان آن را یک کاندید برای توالی کنترلی بهینه تلقی کرد. اگر این توالی کنترلی قادر به برآورده ساختن قیود (۲۴) و (۲۵) باشد، این توالی کنترلی به عنوان توالی کنترلی بهینه انتخاب شده و مجذور اختلاف به عنوان شعاع جدید انتخاب می‌گردد. این انتخاب باعث کم‌تر شدن شعاع کره و در نتیجه خارج شدن تعدادی از توالی‌های کنترلی از درون کره می‌شود. اگر در طی اجرای الگوریتم بهینه‌سازی، جواب بهتری به دست آید شعاع کره، کوچک‌تر شده و تعداد توالی‌های کنترلی بیشتری از روند بررسی کنار خواهند رفت. هنگامی که تنها یک دنباله کنترلی درون کره به مرکزیت \bar{U}_{unc} وجود داشته باشد الگوریتم به پاسخ بهینه دست یافته است. در این زمان کار بهینه‌سازی الگوریتم در لحظه k ، تمام شده و می‌توان توالی کنترلی بهینه را به مبدل اعمال نمود.

۴- نتایج شبیه‌سازی

عملکرد کنترل‌کننده پیش‌بین پیشنهادی با حل عددی معادلات دینامیکی مبدل، یعنی (۱۴) و (۱۵) از طریق کدنویسی در نرم‌افزار Matlab شبیه‌سازی و با روش MPDCC مقایسه می‌شود. ساختار مداری مبدل مد نظر مطابق با شکل ۱ است که در آن تعداد سطوح ولتاژ برابر ۳ اختیار شده است. مقادیر پارامترهایی که از [۱۳] اقتباس گردیده است در جدول ۱ آمده‌اند.

شکل موج‌های جریان بار به ازای افق پیش‌بین ۳ در طی یک دوره



شکل ۲: روندنمای الگوریتم بهینه‌سازی.

با توجه به این که ماتریس Q یک ماتریس متقارن مثبت معین است، ماتریس پایین‌مثلثی معکوس‌پذیر یکتای H وجود دارد به طوری که $H^T H = Q$ برقرار باشد [۱۷]. با تعریف متغیر \bar{U}_{unc} به فرم

$$\bar{U}_{unc}(k) = -HQ^{-1}\Theta(k) \quad (33)$$

مسئله بهینه‌سازی (۲۳) به فرم (۳۴) تبدیل می‌شود

$$U_{opt}(k) = \arg \min_{U(k)} \|HU(k) - \bar{U}_{unc}(k)\|_r \quad (34)$$

که البته قیود (۲۴) و (۲۵) هم در آن اعمال می‌شوند.

۳-۲ حل مسئله بهینه‌سازی

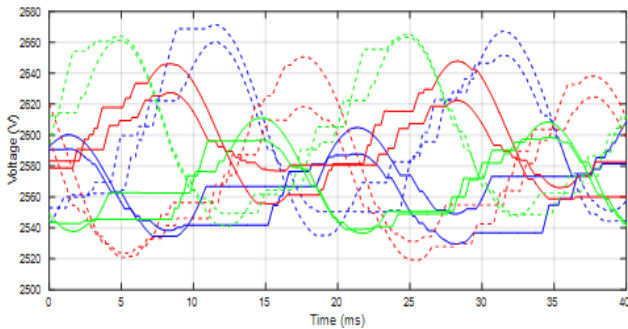
حل مسئله با روش جستجوی ساده، ظاهراً سراسرت به نظر می‌رسد. در این روش، تمامی حالت‌های کلیدزنی مجاز (مجموعه \mathcal{U})، یک به یک به سیستم کنترلی اعمال شده و توالی کنترلی که به ازای آن، تابع هزینه کمترین مقدار را داشته باشد به عنوان ورودی بهینه به مبدل اعمال می‌شود اما برای افق‌های پیش‌بینی بزرگ، کاربرد این روش بهینه‌سازی غیر عملی است. برای مثال در مبدل سه‌سطحی چندبخشی به ازای افق پیش‌بین ۳، برای تعیین یک دنباله کنترلی بهینه در هر بار بهینه‌سازی بایستی تعداد $6^2 \times 6^2 \times 6^2 = 10077696$ حالت کلیدزنی مورد بررسی قرار گیرد.

برای حل کارای مسئله بهینه‌سازی با حجم محاسبات پایین از الگوریتم بهینه‌سازی رمزگشایی‌کروی استفاده می‌شود [۱۸] و [۱۹]. ایده اساسی در الگوریتم بهینه‌سازی رمزگشایی‌کروی، تلاش برای پیدا کردن مجموعه‌ای از نقاط است که درون یک محدوده کروی به شعاع ρ و به مرکز \bar{U}_{unc} قرار دارند.

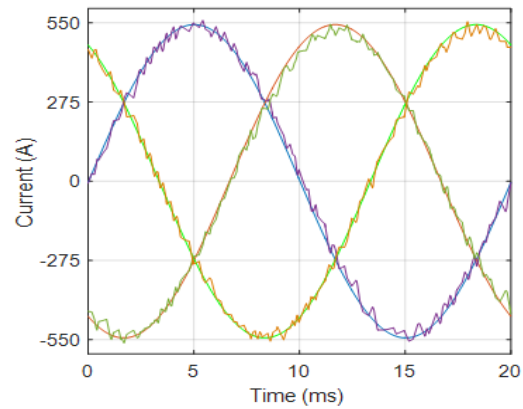
فرض کنید توالی کنترلی درون کره‌ای به شعاع $\rho(k)$ و به مرکز \bar{U}_{unc} به فرم (۳۵) قرار دارد

$$\|\bar{U}_{unc}(k) - HU\|_r \leq \rho(k) \quad (35)$$

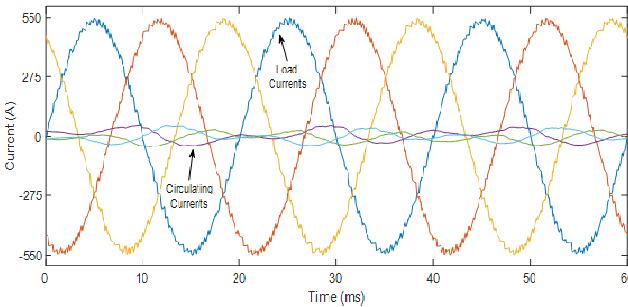
با توجه به این که ماتریس H دارای حالت مثلثی است، برای یک شعاع معین توالی‌های کنترلی که (۳۵) را برآورده سازند مشخص می‌شوند [۲۰].



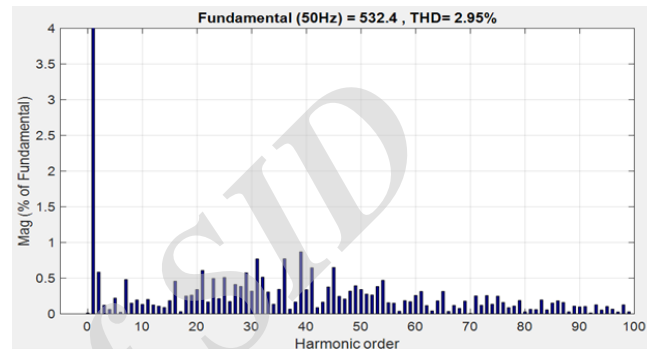
شکل ۵: شکل موج‌های ولتاژ خازن‌ها به ازای افق پیش‌بین ۳.



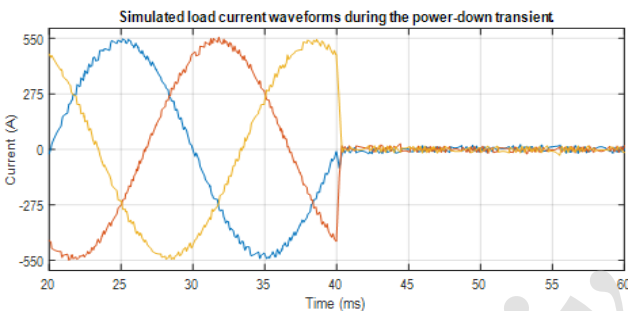
شکل ۳: شکل موج‌های جریان خروجی به ازای افق پیش‌بین ۳.



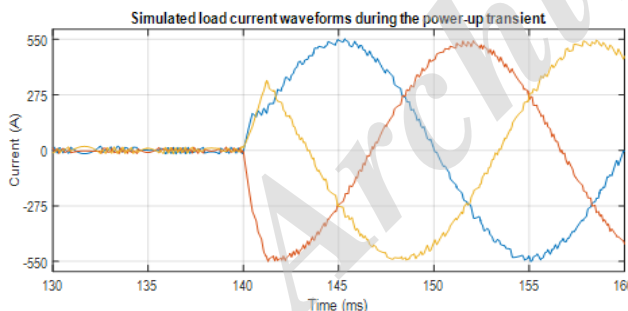
شکل ۶: جریان بار و جریان‌های گردش به ازای افق پیش‌بین ۳.



شکل ۴: طیف هارمونیک جریان بار به ازای افق پیش‌بین ۳.



شکل ۷: شکل موج‌های جریان بار، هنگام افت بارگیری.



شکل ۸: شکل موج‌های جریان بار، هنگام خیز بارگیری.

جدول ۱: مقادیر پارامترهای مبدل سه‌سطحی چندبخشی [۱۳].

مقدار	نماد	پارامتر
۵۰ Hz	f_o	فرکانس خروجی
۵٫۲ kV	V_{dc}	ولتاژ تغذیه
۳ kV	V_{ll}	ولتاژ شبکه
۳۸۵ A	i_r	جریان بار
۸ mF	C_{rn}	خازن بخش
۳۰۰ mΩ	R_l	مقاومت بار
۱۰۰ mΩ	R	مقاومت بازوها
۲۰ kΩ	R_{cap}	مقاومت خازن‌ها
۲٫۸۶ mH	L_l	اندوکتانس بار
۱ mH	L	اندوکتانس بازوها
۲۵ μs	t_s	زمان نمونه‌برداری

تناوب در شکل ۳ نشان داده شده است. شکل ۴ طیف هارمونیک جریان بار را نشان می‌دهد و مقدار THD در این حالت ۲٫۹۶ درصد می‌باشد که مقداری مطلوب است.

شکل موج‌های ولتاژ برای خازن‌های مبدل برای افق پیش‌بینی ۳ در شکل ۵ نشان داده شده‌اند. در این حالت نیز ولتاژ خازن‌ها در محدوده کمتر از ۵ درصد ولتاژ نامی در حال تغییر می‌باشد. شکل ۶ جریان‌های گردش و جریان بار را نشان می‌دهد. جریان‌های گردش تا حدود ۱۳٪ جریان خروجی، کمیته‌سازی شده‌اند.

به منظور ارزیابی عملکرد مبدل در حالت گذرا، در سناریوی اول در لحظه $t = ۴۰$ میلی‌ثانیه مقادیر مرجع جریان بار به یک باره به صفر تغییر می‌یابند که به عنوان شرایط افت بارگیری نامیده می‌شود. در

سناریوی دوم در زمان $t = ۱۴۰$ میلی‌ثانیه مقادیر مرجع جریان بار به مقادیر واقعیشان تغییر داده می‌شوند که به عنوان شرایط خیز بارگیری شناخته می‌شود. همان گونه که در شکل‌های ۷ و ۸ مشاهده می‌شود، الگوریتم کنترلی به سرعت به تغییرات به وجود آمده پاسخ داده است. در جدول ۲ کارایی روش‌های کنترلی پیشنهادی و رقیب بر مبنای مشخصات عملکردی مهم مبدل، شامل THD جریان بار، فرکانس کلیدزنی، تغییرات ولتاژ خازن‌ها و دامنه جریان گردش مقایسه می‌شود. با توجه به هدف مقاله، تعداد حالات کلیدزنی بررسی شده توسط الگوریتم بهینه‌سازی، مهم‌ترین معیار است که مزیت کنترل‌کننده پیشنهادی را

جدول ۲: مقایسه مشخصات عملکردی با شبیه‌سازی.

روش کنترل	THD جریان بار	فرکانس کلیدزنی	تغییرات ولتاژ خازن‌ها	دامنه جریان گردشی	تعداد حالات بررسی‌شده
جستجوی ساده ($N_p = 1$)	۲٫۴۳٪	۴۲۶ Hz	۴٪ ولتاژ نامی	۱۱٪ جریان بار	۲۱۶
MPDCC [۱۲] ($N_p = 1$)	۳٫۳۹٪	۳۹۶ Hz	۶٪ ولتاژ نامی	۱۵٪ جریان بار	۲۱۶
روش پیشنهادی ($N_p = 1$)	۲٫۵۴٪	۴۲۲ Hz	۵٪ ولتاژ نامی	۱۳٪ جریان بار	میانگین ۵، حداکثر ۴۹
روش پیشنهادی ($N_p = 3$)	۲٫۹۵٪	۴۰۸ Hz	۵٪ ولتاژ نامی	۱۳٪ جریان بار	میانگین ۹۳، حداکثر ۸۴۰۰

۵- نتیجه‌گیری

در مبدل‌های چندسطحی چندبخشی، کیفیت شکل موج خروجی با افزایش تعداد بخش‌ها بهتر می‌شود اما افزایش تعداد بخش‌ها، سبب پیچیدگی استراتژی کنترل کلیدزنی خواهد شد. بنابراین طراحی کنترل‌کننده‌ای که در عین سادگی پیاده‌سازی عملی، قابلیت کنترل جریان بار، تعادل ولتاژ خازن‌ها و کمینه‌سازی جریان گردشی را داشته باشد، حایز اهمیت است. در این مقاله، روش کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترل متناهی FCS-MPC که بخش بهینه‌سازی آن از الگوریتم رمزگشایی کروی استفاده می‌شود، برای مبدل‌های چندسطحی چندبخشی به کار گرفته شده است. مقایسه نتایج حاصل با روش‌های رقیب، نمایانگر این است که با استفاده از روش کنترلی پیشنهادی، علاوه بر رسیدن به عملکرد مطلوب، بار محاسباتی به طور چشم‌گیری کاهش یافته است. این امر موجب تسریع پاسخ‌دهی مدار می‌شود و برای پیاده‌سازی عملی آن نیازی به پردازنده‌های قوی که هزینه بالایی هم دارند نیست. در کارهای آینده می‌توان با در نظر گرفتن نامعینی‌ها و اغتشاشات، به بررسی عملکرد روش کنترلی در افق‌های پیش‌بین طولانی پرداخت.

پیوست

ماتریس‌های سیستم زمان گسسته (۹) تا (۱۳)، در ادامه از [۱۳] آمده‌اند که در آنها I_m یک ماتریس همانی $m \times m$ ، \cdot_N یک ماتریس $N \times N$ با درایه‌های صفر و I_s نشانگر بازه نمونه‌برداری می‌باشد

$$A_i = e^{T^{-1}F_i t_s} \quad (پ-۱)$$

$$T = \begin{bmatrix} L & L & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & L & L & \cdot & \cdot & \cdot \\ -L & -L & -L & -L & 2L & \cdot & \cdot \\ -L_l & L + L_l & L_l & -L - L_l & \cdot & \cdot & \cdot \\ 2L_l & -2L - 2L_l & L_l & -L - L_l & L & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 1 \end{bmatrix}$$

$$F_i = \begin{bmatrix} -R & -R & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & -R & -R & \cdot & \cdot & \cdot \\ R & R & R & R & -2R & \cdot & \cdot \\ R_l & -R - R_l & -R_l & R + R_l & \cdot & \frac{3}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ -2R_l & 2(R + R_l) & -R_l & R + R_l & -R & \frac{-3}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\omega \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \omega & \cdot \end{bmatrix} \quad (پ-۲)$$

$$B_i = F_i^{-1} T (A_i - I_v) T^{-1} G_i$$

تأیید می‌کند. روشن است که در اکثر شاخص‌ها نتایج به دست آمده برای روش پیشنهادی، برابر یا مطلوب‌تر از نتایج الگوریتم MPDCC می‌باشد. توجه کنید که فرکانس کلیدزنی با در نظر گرفتن تغییر حالات کلیدزنی هر فاز در بازه زمانی ۲۰۰ میلی‌ثانیه به صورت (۳۸) محاسبه شده است

$$n = \sum_{i=1}^l |S_i(k+1) - S_i(k)| \quad (۳۸)$$

که در آن $S_i(k+1)$ نشان‌دهنده حالت کلید در زمان نمونه‌برداری بعدی و $S_i(k)$ حالت کلید در زمان فعلی می‌باشد. در الگوریتم پیشنهادی، برای بازه زمانی ۲۰۰ میلی‌ثانیه، فرکانس کلیدزنی برای افق پیش‌بین ۳، برابر با ۴۰۸ هرتز می‌باشد.

همان‌طور که در جدول ۲ دیده می‌شود، فرکانس کلیدزنی مبدل با اعمال الگوریتم MPDCC اندکی کمتر از فرکانس کلیدزنی مبدل در الگوریتم پیشنهادی می‌باشد و البته لازم به ذکر است که در روش پیشنهادی با افزایش افق پیش‌بین، فرکانس کلیدزنی مبدل کاهش می‌یابد. به طور خلاصه برای افق‌های طولانی و همچنین برای مبدل‌های با تعداد سطوح زیاد، اجرای الگوریتم‌های MPDCC و جستجوی ساده، دشوار می‌باشد. اما در یک افق پیش‌بینی مشخص، تعداد حالات کلیدزنی مورد بررسی در فرایند بهینه‌سازی الگوریتم کنترل پیشنهادی، بسیار کمتر از روش‌های رقیب می‌باشد. لازم به ذکر است که چون MPDCC در ساخت مبدل به طور عملی اجرا شده و نتایج آزمایشگاهی حاصل در [۱۲] گزارش شده است روش پیشنهادی که مستلزم بار محاسباتی کمتری نسبت به آن است، قابلیت پیاده‌سازی واقعی را داراست.

[3] Z. Li, P. Wang, Z. Chu, H. Zhu, Y. Luo, and Y. Li, "An inner current suppressing method for modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 4873-4879, Nov. 2013.

[4] A. Hassanpoor, S. Norrga, H. Nee, and L. Angquist, "Evaluation of different carrierbased PWM methods for modular multilevel converters for HVDC application," in *Proc. 38th Ann. Conf. on IEEE Ind. Electron. Society, IECON'12*, pp. 388-393, Montreal, Canada, 25-28 Oct. 2012.

[5] M. Hagiwara and H. Akagi, "Control and experiment of pulsewidth modulated modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1737-1746, Jul. 2009.

[6] D. E. Quevedo, R. P. Aguilera, and T. Geyer, *Predictive Control in Power Electronics and Drives: Basic Concepts, Theory, and Methods*, Springer, 2014.

[7] F. Hassan and W. Crookes, "Direct model predictive control for medium voltage modular multi-level STATCOM with and without energy storage," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 932-937, Athens, Greece, 19-21 Mar. 2012.

[8] T. Geyer, "A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: emerging predictive control concepts versus PWM-based schemes," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1380-1389, May-Jun. 2011.

[9] J. Bocker, B. Freudenberg, A. The, and S. Dieckerhoff, "Experimental comparison of model predictive control and cascaded control of the modular multilevel converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 422-430, Jan. 2014.

[10] J. Rodriguez, *et al.*, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1003-1016, May 2013.

[11] L. F. Crispino and L. G. B. Rolim, "Model predictive control of a modular multilevel converter combined with sorting methods," in *Proc. 12th IEEE Int. Conf. on Ind. Applications, INDUSCON'16*, 6 pp., Curitiba, Brazil, 20-23 Nov. 2016.

[12] B. S. Riar, T. Geyer, and U. K. Madawala, "Model predictive direct current control of modular multilevel converters: modeling, analysis, and experimental evaluation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 431-439, Jan. 2015.

[13] B. S. Riar, *Design and Control of Modular Multilevel Converters*, Ph.D. Thesis, University of Auckland, 2015.

[14] T. Geyer and D. E. Quevedo, "Multistep finite control set model predictive control for power electronics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6836-6846, Dec. 2014.

[15] R. P. Aguilera, *et al.*, "Model predictive control of cascaded H-bridge inverters based on a fast-optimization algorithm," in *Proc. 41st IEEE Ann. Conf. of the Ind. Electron. Society, INDUSCON'15*, pp. 4003-4008, Curitiba, Brazil, 20-23 Nov. 2015.

[16] P. Cortes, *et al.*, "Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol., ICIT'09*, 7 pp., Gippsland, Australia, 10-13 Feb. 2009.

[17] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge, U. K.: Cambridge Univ. Press, 1985.

[18] L. G. Mitten, "Branch-and-bound methods: general formulation and properties," *Op. Res.*, vol. 18, no. 1, pp. 24-34, Jan.-Feb. 1970.

[19] B. Hassibi and H. Vikalo, "On the sphere-decoding algorithm I, expected complexity," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, no. 8, pp. 2806-2818, Aug. 2005.

[20] T. Geyer and D. E. Quevedo, "Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1633-1644, Mar. 2015.

حسین شفایه هیق مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را در سال ۱۳۹۲ از دانشگاه علمی کاربردی آذربایجان شرقی دریافت نمود و در سال ۱۳۹۵ موفق به اخذ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق در گرایش کنترل از دانشگاه صنعتی سهند تبریز گردید. زمینه‌های علمی مورد علاقه وی شامل کاربرد نظریه کنترل در مبدل‌های قدرت و سیستم‌های توزیع قدرت می‌باشد.

رضا محبوبی اسفنجانی در سال ۱۳۸۱ مدرک کارشناسی خود را از دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی سهند دریافت نمود و مدارک کارشناسی ارشد و دکتری خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۳ و ۱۳۸۸ از دانشگاه صنعتی امیرکبیر تهران اخذ نمود. وی از اواخر سال ۱۳۸۸ عضو هیأت علمی گروه کنترل دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی سهند در تبریز می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی وی شامل کنترل سیستم‌های شبکه‌شده، کنترل پیش‌بین و کنترل مبدل‌های قدرت می‌باشد.

$$G_i = \begin{bmatrix} V_{aT} & V_{aB} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & V_{bT} & V_{bB} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & V_{cT} & V_{cB} \\ \cdot & V_{aB} & \cdot & -V_{bB} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & -V_{aB} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & V_{cB} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (۳-پ)$$

$$V_{rT} = [-V_{c,r\gamma} \quad -V_{c,r\gamma} \quad \dots \quad -V_{c,rN}]$$

$$V_{rB} = [-V_{c,r(N+\gamma)} \quad -V_{c,r(N+\gamma)} \quad \dots \quad -V_{c,r\gamma N}]$$

$$V_i = F_i^{-1} T (A_i - I_\nu) T^{-1} V_{dc}$$

$$V_{dc} = [V_{dc} \quad V_{dc} \quad V_{dc} \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot]^T$$

$$C_i = \begin{bmatrix} 1 & -1 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 & -1 & \cdot & \cdot & \cdot \\ -1 & 1 & -1 & 1 & \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & 1 & \cdot & \cdot & -1 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 & 1 & -1 & \cdot & \cdot \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & \cdot & \cdot \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (۴-پ)$$

$$A_c = e^{F_c t_s} \quad (۵-پ)$$

$$F_c = -\frac{1}{CR_{cap}} I_{\gamma N}$$

$$B_c = F_c^{-1} (A_c - I_{\gamma N}) G_c \quad (۶-پ)$$

$$G_c = \frac{1}{C} \times$$

$$\begin{bmatrix} i_{aT} I_N & \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N \\ \cdot_N & i_{aB} I_N & \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N \\ \cdot_N & \cdot_N & i_{bT} I_N & \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N \\ \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N & i_{bB} I_N & \cdot_N & \cdot_N \\ \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N & i_{cT} I_N & \cdot_N \\ \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N & \cdot_N & i_{cB} I_N \end{bmatrix} \quad (۷-پ)$$

$$C_c = I_{\gamma N}$$

ماتریس‌های سیستم زمان گسسته افزونه شده در (۱۴) و (۱۵) عبارتند از

$$A = \begin{bmatrix} A_i & \cdot \\ \cdot & A_c \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_i \\ B_c \end{bmatrix} \quad (۸-پ)$$

$$C = \begin{bmatrix} C_i & \cdot \\ \cdot & C_c \end{bmatrix}, \quad M = \begin{bmatrix} V_i \\ \cdot \end{bmatrix}$$

مراجع

[1] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: a review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 37-53, Jan. 2014.

[2] M. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit topologies, modelling, control schemes and applications of modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 4-17, Jan. 2014.

محمد هجری مدارک کارشناسی و کارشناسی ارشد خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۹ و ۱۳۸۱ در مهندسی برق، گرایش قدرت از دانشگاه‌های تبریز و صنعتی شریف دریافت نمود. وی موفق به اخذ مدرک دکتری خود در سال ۱۳۸۹ در مهندسی برق و در قالب برنامه همکاری مشترک بین دانشگاه صنعتی شریف و دانشگاه کالیاری ایتالیا گردید. نام‌برده همکاری‌های متعددی با صنایع و مراکز تحقیقاتی مختلف من جمله شرکت ریخته‌گری تراکتورسازی ایران، شرکت فولاد خوزستان، شرکت برق منطقه ای آذربایجان، پالایشگاه تبریز و مرکز تحقیقات نیرو (متن) داشته است. همچنین وی در سال ۱۳۸۹ موفق به دریافت بورسیه دوره پسادکتری از دانشکده مهندسی برق دانشگاه KTH سوئد گردید. نام‌برده از سال ۱۳۹۱ تا کنون به عنوان عضو هیات علمی دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی سهند تبریز مشغول به فعالیت می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه وی مشتمل بر نظریه کنترل و کاربردهای آن در الکترونیک قدرت، انرژی‌های نو و سیستم‌های قدرت می‌باشد.

Archive of SID