

# مدل سازی و کنترل هیبرید سرتاسری مبدل DC-DC باک- بوست به وسیله سیستم‌های دینامیکی- منطقی مخلوط

محمد هجری

MOSFET<sup>۳</sup>ها منشأ کلیدزنی کنترل شده و دیودها عامل کلیدزنی کنترل نشده هستند.

روش کلاسیک برای مدل سازی و کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت مبتنی بر روش متوسط‌گیری است که بر اساس آن پدیده‌های سوئیچینگ در مبدل الکترونیک قدرت توسط تکنیک‌های متوسط‌گیری حذف گردیده و در نتیجه، دینامیک مبدل، تنها با متغیرهای پیوسته توصیف می‌شود [۳]. فرض اساسی حاکم برای استخراج مدل‌های متوسط‌گیری شده این است که در آن فرکانس کلیدزنی در قیاس با دینامیک کند مبدل باید بالا باشد. همین عامل باعث می‌شود مدل‌های متوسط‌گیری شده، مدل‌هایی تقریبی باشند که تنها دینامیک کند مبدل را مدل کرده و از دینامیک‌های فرکانس بالای مبدل صرف نظر کنند. چنین تقریب‌هایی باعث محدود شدن فضای جستجو برای کنترل کننده‌هایی می‌شود که بر مبنای مدل‌های متوسط‌گیری شده طراحی می‌گردند [۴]. علاوه بر کاهش دقت مدل سازی در اثر حذف پدیده‌های سوئیچینگ، محدودیت دیگر این روش مدل سازی این است که تنها قادر به مدل سازی رفتار مبدل در مد کاری پیوسته و یا ناپیوسته است. در نتیجه هر گونه تحلیل برای اثبات پایداری و مقاوم بودن<sup>۴</sup> کنترل کننده‌های طراحی شده بر اساس مدل‌های متوسط‌گیری شده، تنها برای یک مد کاری پیوسته و یا ناپیوسته معتبر خواهد بود.

روش‌های مختلفی برای مدل سازی و کنترل متوسط‌گیری نشده و یا هیبرید مبدل‌های الکترونیک قدرت ارائه شده است. اکثر این روش‌ها دارای این اشکال عمده هستند که روش مدل سازی و کنترلی آنها تنها قابل اعمال بر یک مد کاری مبدل، اعم از مد کاری پیوسته<sup>۵</sup> (CCM) و یا مد کاری ناپیوسته<sup>۶</sup> (DCM) هستند. از دیدگاه نظریه سیستم‌های هیبرید این امر متناظر با پرداختن به مدل سازی و کنترل سیستم‌های هیبریدی است که تنها دارای پدیده‌های سوئیچینگ کنترل شده و یا فقط از نوع کنترل نشده هستند. در برخی موارد از قبیل [۵] و [۶] اگرچه مدل‌های دقیقی با در نظر گرفتن کلیه دینامیک‌های مبدل ارائه شده، ولی کنترل کننده‌ای که بتواند بر مبنای چنین مدل‌هایی طراحی شود مطرح نشده است. در [۷] و [۸] پایدارسازی مبدل‌های رزونانسی سری بر مبنای مدل خطی تبارتکه‌ای<sup>۷</sup> ارائه گردیده ولی تنها مد کاری پیوسته مبدل در نظر گرفته شده است. در [۹] و [۱۰] مدل مبدل بوست در قالب یک اتوماتای هیبرید گسسته-زمان<sup>۸</sup> (DHA) استخراج و کنترل پیش‌بین برای آن طراحی شده است. روش بهینه‌سازی مورد استفاده در کنترل کننده طراحی شده مبتنی بر شمارش کلیه حالات ممکن متناظر با تمام متغیرهای

چکیده: این مقاله به ارائه یک مدل جدید برای مبدل DC-DC باک- بوست با در نظر گرفتن پدیده‌های سوئیچینگ کنترل شده و کنترل نشده در دو مد هدایتی پیوسته و ناپیوسته می‌پردازد. این مدل بر اساس نظریه سیستم‌های هیبرید و با استفاده از مدل سیستم‌های دینامیکی- منطقی مخلوط (MLD) و یک نوع بهبود یافته این سیستم‌ها موسوم به سیستم‌های دینامیکی- منطقی مخلوط توسعه یافته (EMLD) ارائه می‌گردد. روش مدل سازی پیشنهادی در مقایسه با مدل‌های MLD و EMLD موجود از تعداد متغیرهای گسسته و نامساوی‌های کمتری برخوردار بوده و در نتیجه منجر به کاهش پیچیدگی در ساختار مسأله بهینه‌سازی مخلوط و زمان حل آن در کنترل کننده‌های پیش‌بین متناظر می‌شود. این برتری از طریق مقایسه روش پیشنهادی با کارهای مشابه قبلی و همچنین کنترل کننده‌های کلاسیک از نوع تناسبی- انتگرالی (PI) مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. مضاف بر این، چالش‌های اثبات پایداری برای سیستم حلقه بسته، مورد بحث قرار گرفته و در این ارتباط، چشم‌اندازهایی برای کارهای تحقیقاتی آینده مطرح شده است. رفتار حالت ماندگار و گذرای سیستم حلقه بسته در رنج وسیعی از نقاط کاری، نشان از عملکرد مطلوب این سبک از مدل سازی و کنترل برای مبدل باک- بوست دارد.

کلیدواژه: سیستم‌های هیبرید، سیستم‌های دینامیکی- منطقی مخلوط توسعه یافته (EMLD)، کنترل پیش‌بین، مبدل باک- بوست.

## ۱- مقدمه

نظریه سیستم‌های هیبرید<sup>۱</sup>، زمینه پژوهشی نوینی است که دربرگیرنده حوزه‌های تحقیقاتی دیگری از قبیل نظریه مدار، کنترل، سیستم‌های دینامیکی و کامپیوتر است. هدف اصلی این حوزه پژوهشی، ارائه روش‌هایی برای مدل سازی، کنترل و تحلیل دسته‌ای از سیستم‌هاست که دینامیک حاکم بر آنها از طریق سوئیچینگ بین چندین دینامیک پیوسته، حاصل شده و موسوم به سیستم‌های هیبریدی هستند [۱] و [۲]. در این ارتباط، مبدل‌های الکترونیک قدرت از بهترین نمونه‌های سیستم‌های هیبریدی می‌باشند که در آن دینامیک پیوسته مربوط به هر یک از توپولوژی‌های مدار با یک متغیر حالت گسسته نشان داده شده و توسط سوئیچینگ‌های کنترل شده و کنترل نشده متحول می‌گردد. در مبدل‌های الکترونیک قدرت، رفتار پیوسته مدار از قبیل تحول متغیرهای حالت جریان و ولتاژ، توسط المان‌های پسیو همچون سلف و خازن نشأت می‌گیرد. از طرف دیگر ادوات کلیدزنی از قبیل ترانزیستورهای دوقطبی با گیت عایق شده<sup>۲</sup> IGBTها و ترانزیستورهای اثر میدانی اکسید فلز

این مقاله در تاریخ ۱۹ شهریور ماه ۱۳۹۶ دریافت و در تاریخ ۲۱ تیر ماه ۱۳۹۷ بازنگری شد.

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

1. Hybrid Systems
2. Insulated-Gate Bipolar Transistor

3. Metal Oxide Field Effect Transistor
4. Robustness
5. Continuous Conduction Mode
6. Discontinuous Conduction Mode
7. Piecewise Affine Systems
8. Discrete-Time Hybrid Automata

می‌تواند منجر به افزایش راندمان کاری مبدل گردد چرا که قابلیت‌های دو مبدل باک و بوست با ساختار واحد مبدل باک- بوست فراهم می‌شود. البته در کنار این برتری‌ها باید توجه داشت که مبدل‌های باک- بوست دربرگیرنده پیچیدگی‌های هر دو نوع مبدل باک و بوست نیز هستند و در نتیجه کنترل آنها به مراتب مشکل‌تر از مبدل‌های باک و بوست به تنهایی می‌باشد. چالش‌های ذکر شده ایجاب می‌کند مبدل‌های الکترونیک قدرت در قالب سیستم‌های هیبرید باک و بوست گرفته‌شده توأم پدیده‌های سوئیچینگ کنترل‌شده و کنترل‌نشده مدل‌سازی و کنترل شوند. در این ارتباط، هدف از این مقاله مطرح کردن یک روش مدل‌سازی و کنترل جامع برای مبدل‌های الکترونیک قدرت بر اساس نظریه سیستم‌های هیبرید است به نحوی که قادر باشد کلیه دینامیک‌های مبدل را در مدهای کاری پیوسته و ناپیوسته مدل‌سازی و کنترل نماید.

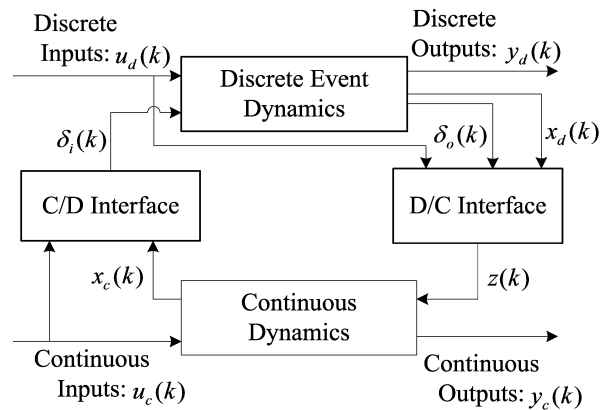
در ادامه، بخش‌های آتی مقاله بدین صورت می‌باشند: اصول مدل‌سازی بر اساس سیستم‌های دینامیکی مخلوط در بخش دوم تشریح می‌شود. در بخش سوم، مدل‌سازی MLD و EMLD مبدل باک- بوست ارائه می‌گردد. بخش چهارم اختصاص به انتخاب تابع هزینه و طراحی کنترل‌کننده پیش‌بین دارد. در بخش پنجم، نتایج شبیه‌سازی و تحلیل آن ارائه می‌شود. در بخش ششم مسأله پایداری سیستم حلقه‌بسته از نظر چالش‌های روبه‌روی آن مورد بحث و بررسی قرار گرفته و سرانجام نتیجه‌گیری مقاله در بخش هفتم ارائه می‌گردد.

## ۲- سیستم‌های دینامیکی منطقی مخلوط (MLD)

سیستم‌های هیبرید گسسته‌زمان در قالب مدل MLD در [۱۷] ارائه شدند. ایده اصلی در سیستم‌های MLD تبدیل عبارات منطقی و محدودیت‌های یک سیستم دینامیکی پیچیده از طریق حسابان گزاره‌ای<sup>۴</sup> به نامساوی‌های منطقی مخلوط است. در حالت کلی سیستم MLD را می‌توان به صورت (۱) توصیف کرد

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + B_u u(k) + B_\delta \delta(k) + B_z z(k) + B_\tau \\ y(k) &= Cx(k) + D_u u(k) + D_\delta \delta(k) + D_z z(k) + D_\tau \\ E_\delta \delta(k) + E_z z(k) &\leq Eu(k) + E_x x(k) + E_h \end{aligned} \quad (1)$$

که  $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$  پارامتر گسسته‌زمان،  $x \in \mathbb{R}^{n_c} \times \{0, 1\}^{n_d}$  بردار حالت هیبرید،  $u \in \mathbb{R}^{m_c} \times \{0, 1\}^{m_d}$  بردار ورودی هیبرید و  $y \in \mathbb{R}^{p_c} \times \{0, 1\}^{p_d}$  بردار خروجی هیبرید با هر دو مؤلفه حقیقی و دودویی<sup>۵</sup> را نشان می‌دهد. همچنین  $A, B_u, B_\delta, B_z, B_\tau, C, D_u, D_\delta, D_z, D_\tau, D_x, D_y, E_\delta, E_z, E_u, E_x, E_h$  ماتریس‌های با مقادیر حقیقی و ابعاد مناسب هستند. علاوه بر این  $\delta \in \{0, 1\}^{n_d}$  و  $z \in \mathbb{R}^{r_c}$  به ترتیب بردار متغیرهای گسسته و پیوسته کمکی می‌باشند. مدل عمومی MLD در قالب یک اتوماتای هیبرید گسسته‌زمان در شکل ۱ نشان داده شده است. همان طوری که ملاحظه می‌شود این مدل، ترکیبی از دینامیک‌های پیوسته و گسسته همراه با بلوک‌های رابط گسسته به پیوسته (D/C)<sup>۶</sup> و پیوسته به گسسته (C/D)<sup>۷</sup> است. در این شکل  $\delta_i(k)$  و  $\delta_o(k)$  مؤلفه‌هایی از بردار دودویی  $\delta(k)$  در (۱) است. معادلات کلی مدل MLD در (۱) را می‌توان با مدل‌سازی بلوک‌های مختلف در شکل ۱ و ترکیب آنها به دست آورد [۱۸].



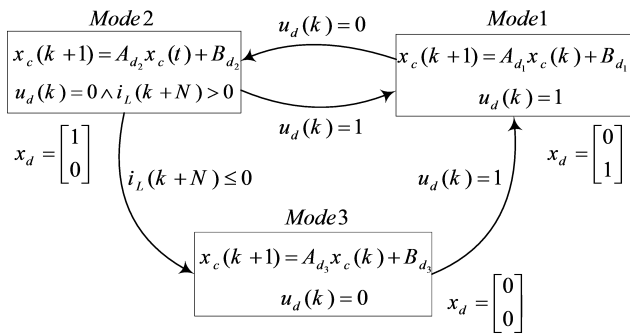
شکل ۱: مدل تفکیک‌شده MLD همراه با بلوک‌های سازنده آن.

گسسته است. اگرچه مکانیزم یافتن نقطه بهینه سرتاسری برای این سبک از بهینه‌سازی از نظر اجرا ساختار ساده‌ای دارد ولی بار محاسباتی آن به ازای افق‌های پیش‌بین بالاتر به شدت افزایش می‌یابد. مضاف بر این در روش پیشنهادی، محدودیت‌های عملیاتی از قبیل حداکثر جریان سلف در نظر گرفته نشده است. در [۱۱] مدل‌سازی و کنترل مبدل باک در دو مد هدایت پیوسته و گسسته با روش کلیدزنی فرکانس ثابت بر مبنای مدولاسیون پهنای پالس و با استفاده از روش مدل‌سازی MLD مطرح شده است. در این کار برای مدل‌سازی مبدل از تکنیک متوسط‌گیری نیز استفاده شده که همین عامل از دقت مدل‌سازی می‌کاهد. در [۱۲] مدل‌سازی و کنترل یک مبدل بوست با تضمین پایداری مجانبی سرتاسری و با در نظر گرفتن تمام دینامیک‌های مبدل ارائه شده است. روند طراحی کنترل‌کننده با این روش نسبتاً پیچیده بوده و دارای معایبی از قبیل عدم در نظر گرفتن محدودیت‌های عملیاتی بر روی متغیرهای حالت سیستم و نبود یک مکانیزم سراسری برای تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده برای دستیابی به دینامیک مطلوب حلقه‌بسته می‌باشد. مضاف بر این، مطالعه پایداری مجانبی سرتاسری که در این مرجع صورت گرفته بر مبنای فرض بی‌نهایت بودن کران بالای فرکانس کلیدزنی است که در عمل تحقق‌ناپذیر است. در [۱۳] و [۱۴] مدل‌سازی و کنترل مبدل‌های DC-DC باک و بوست در مدهای هدایتی پیوسته و ناپیوسته با استفاده از مدل سیستم‌های دینامیکی- منطقی مخلوط<sup>۱</sup> (MLD) و کنترل‌کننده پیش‌بین مبتنی بر مدل<sup>۲</sup> (MPC) ارائه شده است. روش مدل‌سازی در [۱۳] و [۱۴] از نظر دقت و پیچیدگی در [۱۵] و [۱۶] بهبود یافته است. در این مقاله، کاربرد روش‌های مدل‌سازی MLD و EMLD<sup>۳</sup> برای مبدل‌های باک- بوست با در نظر گرفتن کلیه مدهای کاری مبدل اعم از مد کاری پیوسته و ناپیوسته تعمیم داده می‌شود. مضاف بر این در این مقاله مدل‌های MLD و EMLD مطرح شده در [۱۵] و [۱۶] از نظر تعداد متغیرهای گسسته و تعداد نامساوی‌ها و در نتیجه از نظر پیچیدگی مسأله کنترل پیش‌بین بهبود داده شده‌اند.

مبدل‌های باک- بوست به وفور در منابع تغذیه خاصی که نیاز به تولید ولتاژ متغیر در خروجی مبدل دارند استفاده می‌شوند. در چنین کاربردهایی مبدل‌های باک- بوست به دلیل تولید ولتاژهای کمتر و یا بیشتر از ولتاژ منبع ورودی، نسبت به مبدل‌های باک یا بوست تنها برتری قابل توجهی دارند. این انعطاف‌پذیری در تولید گستره وسیعی از ولتاژهای خروجی

4. Propositional Calculus  
5. Binary  
6. Discrete/Continuous  
7. Continuous/Discrete

1. Mixed Logical Dynamical Systems  
2. Model Predictive Control  
3. Extended Mixed Logical Dynamical Systems



شکل ۳: اتوماتای هیبرید مبدل باک-بوست.

هدایت دیود می شود. شرط ماندن در این حالت عبارت است از  $i_L(t) > 0 \wedge u_d(t) = 0$ . معادله حالت پیوسته زمان مبدل در این مد کاری عبارت است از  $\dot{x}_c(t) = A_{cr}x_c(t) + B_{cr}$  که در آن

$$A_{cr} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{R}{R+r_c}(\frac{1}{C} - \frac{r_c r_L}{L}) & -\frac{R}{R+r_c}(\frac{r_c}{L} + \frac{1}{RC}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

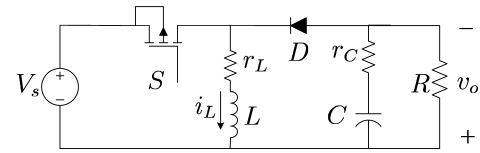
$$B_{cr} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

در صورتی که در این مد کاری کلید دوباره روشن شود انتقال به مد شماره ۱ صورت می گیرد و در غیر این صورت مد کاری ۲ همچنان حفظ می شود تا جریان سلف به صفر رسیده و مبدل وارد مد کاری ۳ شود. در این مد کاری، المان های کلیدزنی مدار اعم از سوئیچ و دیود هر دو خاموش بوده و جریان سلف برابر صفر است. به این مد کاری، مد هدایتی ناپیوسته نیز اطلاق می گردد. در این حالت انرژی مورد نیاز بار از طریق خازن تأمین می شود. معادلات حاکم بر این مد عبارت از  $\dot{x}_c(t) = A_{cr}x_c(t) + B_{cr}$  است جایی که

$$A_{cr} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot \\ \cdot & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}, \quad B_{cr} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (5)$$

برای استفاده از فرمول بندی MLD و EMLD و الگوریتم کنترل MPC لازم است معادلات حالت پیوسته زمان به معادلات حالت گسسته زمان تبدیل شوند. در این مقاله، کلیه مقادیر متغیرهای حالت و المان های مدار بر حسب پریونیت بیان می شوند. در این صورت  $x_c(k) = [i_L(k) \ v_o(k)]^T$  به صورت بردار بردار متغیر حالت پیوسته، نرمالیزه شده و گسسته زمان تعریف می شود. به این ترتیب می توان کلیه دینامیک های پیوسته و گسسته حاکم بر مبدل باک-بوست را که به آن اشاره شد در قالب یک اتوماتای هیبرید گسسته زمان که در شکل ۳ نشان داده شده است نمایش داد. در این شکل  $A_{d_i} = e^{A_{ci}T_s}$  و  $B_{d_i} = \int_0^{T_s} e^{A_{ci}\tau} d\tau B_{ci}$  که  $i \in \{1, 2, 3\}$ ، ماتریس های مدل گسسته زمان فضای حالت مبدل در مد کاری  $i$  ام هستند. بردار  $x_d(k) = [x_{d_1}(k) \ x_{d_2}(k)]^T$  به عنوان بردار حالت گسسته اتوماتای هیبرید مبدل باک-بوست در شکل ۳ در نظر گرفته می شود. این شکل دارای ۳ حالت گسسته است که در حالات  $x_d(k) = [1 \ 0]^T$  و  $x_d(k) = [0 \ 1]^T$  جریان سلف دارای مقدار مثبت است.

در حوزه پیوسته زمان موقعی که دامنه جریان به صفر برسد سوئیچینگ کنترل نشده ای اتفاق افتاده و متغیر حالت گسسته سیستم به  $x_d(k) = [0 \ 0]^T$  تغییر می یابد. در حوزه گسسته زمان، مدل سازی این



شکل ۴: مبدل باک-بوست.

لازم به ذکر است که ساختار کلی سیستم های EMLD نیز مشابه ساختار سیستم های MLD در (۱) است با این تفاوت که مقادیر و ابعاد برخی از ماتریس ها و بردارها در سیستم EMLD در مقایسه با سیستم های MLD تغییر یافته است [۱۵]، [۱۶] و [۱۹]. دلیل این امر استفاده از تحول پیشرو متغیر حالت در سیستم های EMLD در قیاس با تحول پسرو<sup>۲</sup> در سیستم های MLD است. برای مشخص شدن این تفاوت، در این مقاله در سیستم های EMLD تمامی بردارها و ماتریس ها با اندیس بالانویس  $E$  همانند (۲) آورده می شوند

$$x^E(k+1) = A^E x^E(k) + B^E u^E(k) + B^E \delta(k) + B^E z(k) + B^E$$

$$y^E(k) = C^E x^E(k) + D^E u^E(k) + D^E \delta(k) + D^E z(k) + D^E$$

$$E^E \delta^E(k) + E^E z^E(k) \leq E^E u(k) + E^E x(k) + E^E$$

لازم به ذکر است که تحول پیشرو در سیستم های EMLD اندازه بردارهای ورودی و خروجی را تغییر نمی دهد ولی از آنجایی که مسیر این متغیرها در مدل های MLD و EMLD بر هم منطبق نیستند، همچنان از بالانویس  $E$  برای مشخص شدن این تفاوت استفاده می شود. نحوه استخراج مدل های MLD و EMLD بر اساس تحول پیشرو و پسرو در بخش سوم ارائه می گردد.

### ۳- مدل سازی MLD و EMLD مبدل باک-بوست

شکل ۲ نمای شماتیکی از یک مبدل باک-بوست را نشان می دهد. متغیرهای حالت پیوسته این سیستم با بردار  $x_c(k) = [i_L(t) \ v_o(t)]^T$  نشان داده می شوند به طوری که در آن  $i_L(t)$  جریان سلف و  $v_o(t)$  ولتاژ خروجی مبدل می باشند. این مبدل دارای ۳ توپولوژی مختلف است که در قالب سه مد کاری گسسته نشان داده می شوند. متغیر ورودی گسسته  $u_d \in \{0, 1\}$  برای نمایش حالت قطع و وصل کلید به گونه ای تعریف می شود که وقتی  $u_d = 1$  کلید روشن بوده و وقتی  $u_d = 0$  کلید خاموش است.

مد ۱ زمانی آغاز می شود که کلید فرمان وصل دریافت می کند. در این وضعیت، دیود بایاس معکوس شده و خاموش می گردد. معادله حالت در این مد کاری عبارت است از  $\dot{x}_c(t) = A_{c1}x_c(t) + B_{c1}$  که در آن

$$A_{c1} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & \cdot \\ \cdot & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}, \quad B_{c1} = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L} \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (3)$$

شرط ماندن در این مد کاری این است که  $u_d(t) = 1$  باشد. حالت گسسته دوم زمانی شروع می شود که کلید خاموش شده و انرژی ذخیره شده در سلف به صورت جریان به بار انتقال یافته و منجر به

1. Forward Evolution
2. Backward Evolution

$$\begin{aligned}
 x_{d_i}(k) = 0 \wedge x_{d_i}(k) = 1 \wedge u_d(k) = 1 &\Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) = 0 \wedge \delta_{f_i}(k) = 1 & \\
 x_{d_i}(k) = 0 \wedge x_{d_i}(k) = 1 \wedge u_d(k) = 0 &\Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) = 1 \wedge \delta_{f_i}(k) = 0 & \\
 x_{d_i}(k) = 1 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 0 \wedge \delta_i(k) = 0 &\Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) = 1 \wedge \delta_{f_i}(k) = 1 & \\
 x_{d_i}(k) = 1 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 0 \wedge \delta_i(k) = 1 &\Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) = 1 \wedge \delta_{f_i}(k) = 0 & \\
 x_{d_i}(k) = 1 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 1 &\Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) = 0 \wedge \delta_{f_i}(k) = 1 &
 \end{aligned}$$

که در آن  $\delta_{f_i}(k)$  و  $\delta_i(k)$  متغیرهای دودویی هستند که مؤلفه‌های بردار گسسته  $x_d(k+1)$  را نشان می‌دهند. معادلات (۹) و (۱۰) بیانگر دینامیک بلوک گسسته پیشامد<sup>۲</sup> در شکل ۱ می‌باشند. در [۱۵] و [۱۶] استخراج مدل‌های MLD و EMLD بر اساس دینامیک گسسته پیشامد (۹) و (۱۰) صورت گرفته است. در این مقاله با توجه به (۱۰) می‌توان مشاهده نمود که در کلیه موارد متغیرهای گسسته  $\delta_{f_i}(k)$  و  $u_d(k)$  مقادیر یکسانی را احراز می‌کنند یعنی  $\delta_{f_i}(k) = u_d(k)$ . در این صورت می‌توان روابط منطقی (۹) و (۱۰) را با حذف متغیر  $\delta_{f_i}(k)$  به صورت (۱۱) و (۱۲) نوشت

$$x_d(k+1) = [\delta_{f_i}(k) \ u_d(k)]^T \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 x_{d_i}(k) = 0 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 0 &\Rightarrow \delta_{f_i}(k) = 0 \\
 x_{d_i}(k) = 0 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 1 &\Rightarrow \delta_{f_i}(k) = 0 \\
 x_{d_i}(k) = 0 \wedge x_{d_i}(k) = 1 \wedge u_d(k) = 1 &\Rightarrow \delta_{f_i}(k) = 0 \\
 x_{d_i}(k) = 0 \wedge x_{d_i}(k) = 1 \wedge u_d(k) = 0 &\Rightarrow \delta_{f_i}(k) = 1 \\
 x_{d_i}(k) = 1 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 0 \wedge \delta_i(k) = 0 &\Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) = 1 & \\
 x_{d_i}(k) = 1 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 0 \wedge \delta_i(k) = 1 &\Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) = 1 & \\
 x_{d_i}(k) = 1 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 1 &\Rightarrow \delta_{f_i}(k) = 0
 \end{aligned} \quad (12)$$

در روش MLD تغییر دینامیک‌های پیوسته در مدهای مختلف DHA بر مبنای مقادیر فعلی و قبلی بردار حالت گسسته انجام می‌شود. در این مقاله، این نوع سوئیچینگ بین دینامیک‌های پیوسته را تحول پسر و می‌نامیم. در ادامه متغیر حالت جدید  $x_{d_i}(k)$  که نمایانگر مقدار قبلی متغیر حالت  $x_{d_i}(k) = x_{d_i}(k-1)$  است یعنی  $x_{d_i}(k)$  تعریف می‌شود. حال، متغیر جدید  $\delta_{orr}(k)$  را که متناظر با دینامیک بازنشاندن بین مدهای ۲ و ۳ می‌باشد به صورت (۱۳) تعریف می‌کنیم

$$\delta_{orr}(k) = 1 \Leftrightarrow x_{d_i}(k) = 0 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge x_{d_i}(k) = 1 \quad (13)$$

در ادامه، دینامیک پیوسته کل مبدل را می‌توان به صورت (۱۴) نوشت

$$\begin{aligned}
 x_c(k+1) &= (A_{d_i} x_c(k) + B_{d_i}) x_{d_i}(k) + \\
 &(A_{d_i} x_c(k) + B_{d_i}) x_{d_i}(k) + \\
 &(A_{d_i} x_c(k) + B_{d_i}) [1 - x_{d_i}(k) - x_{d_i}(k) - \delta_{orr}(k)] + \\
 &(A_{d_i} x_c(k) + B_{d_i}) \delta_{orr}(k)
 \end{aligned} \quad (14)$$

سوئیچینگ کنترل نشده دارای ظرافت خاصی است. به دلیل ماهیت گسسته‌زمان مدل‌های MLD و EMLD و محدودیت در انتخاب زمان‌های نمونه‌برداری بسیار کوچک، امکان شناسایی دقیق لحظه صفرشدن جریان سلف وجود ندارد. در نتیجه در گذر از مد ۲ به ۳ جریان سلف در مدل گسسته- زمان مقادیر غیر واقعی منفی احراز می‌کند. لذا ضرورت دارد از مکانیزم سوئیچینگ پیش‌بین بین مدهای کاری ۲ و ۳ استفاده شود به طوری که جریان سلف قبل از آن که مقادیر منفی احراز کرده و عمل سوئیچینگ بین مدها انجام پذیرد مقدار آن به عدد صفر تغییر یابد. چنین دینامیکی را دینامیک بازنشاندن<sup>۱</sup> می‌نامند. این مکانیزم سوئیچینگ پیش‌بین در مدل‌های MLD به خاطر وجود تأخیر در این سیستم‌ها با دو گام پیش‌بین و در مدل‌های EMLD با یک گام پیش‌بین انجام می‌گیرد. لازم به ذکر است از آنجایی که دینامیک کاری مد ۲ مستقل از ورودی کنترل است، امکان پیش‌بینی متغیر حالت پیوسته برای گام‌های بزرگ‌تر از یک نیز امکان‌پذیر است. در مواردی که ورودی کنترل در دینامیک حالت پیوسته وجود داشته باشد امکان پیش‌بینی برای گام‌های بزرگ‌تر از یک وجود نداشته و لذا از این منظر، مدل EMLD از دقت مدل‌سازی بالاتری نسبت به مدل MLD برخوردار است. دلیل این امر این است که در لحظه  $k$  ام برای پیش‌بینی متغیر حالت در زمان  $k+2$ ، نیاز به دانستن مقدار ورودی  $u_c(k+1)$  است که مقدار آن در لحظه  $k$  ام در دسترس نمی‌باشد. از آنجایی که دینامیک پیوسته مد شماره ۲ در مبدل باک-بوست مستقل از ورودی پیوسته است می‌توان در حالت کلی مقدار جریان سلف را در این مد کاری در  $N$  گام زمانی جلوتر با اجرای بازگشتی دینامیک حاکم در این مد، یعنی

$$i_L(k+N) = [1 \ 0] (A_{d_i}^N x_c(k) + \sum_{i=0}^{N-1} A_{d_i}^i B_{d_i}) \quad (6)$$

با توجه به بحث‌های پیشین، مقدار  $N$  در شکل ۳ در عبارت  $i_L(k+N)$  برای مدل MLD برابر ۲ و برای مدل EMLD برابر ۱ در نظر گرفته می‌شود. بر این اساس، دینامیک بازنشاندن در یال واسط بین مدهای گسسته ۲ و ۳ در شکل ۳ به صورت (۷) در نظر گرفته می‌شود

$$x_c(k+1) = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} (A_{d_i} x_c(k) + B_{d_i}) = A_{d_i} x_c(k) + B_{d_i} \quad (7)$$

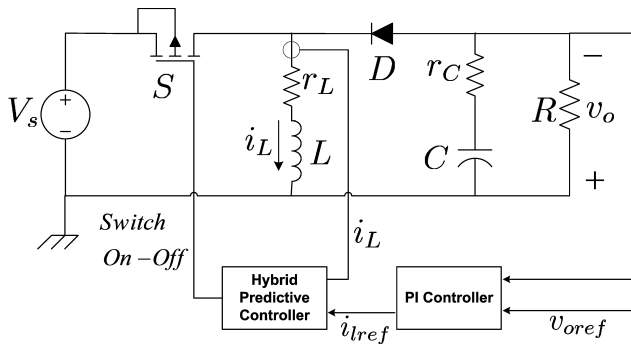
برای شروع فرایند تبدیل دینامیک DHA در شکل ۳ به مدل‌های MLD و EMLD، در ابتدا طبق (۸) شرط  $i_L(k+N) \leq 0$  در شکل ۳ متناظر با متغیر دودویی  $\delta_i(k)$  می‌گردد

$$\delta_i(k) = 1 \Leftrightarrow i_L(k+N) \leq 0 \quad (8)$$

این قسمت از دینامیک، مربوط به بلوک رابط C/D در شکل ۱ می‌باشد. تحول بردار حالت  $x_d(k)$  توسط (۹) و (۱۰) بیان می‌شود

$$x_d(k+1) = [\delta_{f_i}(k) \ \delta_{f_i}(k)]^T \quad (9)$$

$$\begin{aligned}
 x_{d_i}(k) &= 0 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 0 \Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) &= 0 \wedge \delta_{f_i}(k) = 0 \\
 x_{d_i}(k) &= 0 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 1 \Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) &= 0 \wedge \delta_{f_i}(k) = 1 \\
 x_{d_i}(k) &= 0 \wedge x_{d_i}(k) = 1 \wedge u_d(k) = 1 \Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) &= 0 \wedge \delta_{f_i}(k) = 0 \\
 x_{d_i}(k) &= 0 \wedge x_{d_i}(k) = 1 \wedge u_d(k) = 0 \Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) &= 1 \wedge \delta_{f_i}(k) = 0 \\
 x_{d_i}(k) &= 1 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 0 \wedge \delta_i(k) = 0 \Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) &= 1 \wedge \delta_{f_i}(k) = 1 \\
 x_{d_i}(k) &= 1 \wedge x_{d_i}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 0 \wedge \delta_i(k) = 1 \Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) &= 1 \wedge \delta_{f_i}(k) = 0 \\
 x_{d_i}(k) &= 1 \wedge x_{d_i}(k) = 1 \wedge u_d(k) = 1 \Rightarrow \\
 \delta_{f_i}(k) &= 0 \wedge \delta_{f_i}(k) = 1
 \end{aligned} \quad (10)$$



شکل ۴: ساختار سیستم کنترل متوالی برای مبدل باک-بوست.

با جایگذاری (۲۱) در (۲۰)، دینامیک متغیرهای حالت پیوسته در مدل EMLD را می توان به صورت (۲۲) نوشت

$$x_c(k+1) = A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t} + z_{v_1}^E(k) + z_{v_2}^E(k) + z_{v_3}^E(k) + (B_{d_t} - B_{d_r}) \delta_{f_1}(k) + (B_{d_t} - B_{d_r}) x_d(k) + (B_{d_t} - B_{d_r}) \delta_{ovr}^E(k) \quad (22)$$

لازم به ذکر است در هر یک از حالات گسسته DHA با یال های خروجی کنترل شده و کنترل نشده، امکان تحول نامعین<sup>۲</sup> برای متغیر حالت سیستم وجود دارد که می بایست با اعمال شروط مناسبی در این مدها از آن جلوگیری کرد. منظور از عملکرد و تحول نامعین در یک مد گسسته این است که در آن مد گسسته امکان سوئیچینگ به چند مد دیگر فراهم گردد که در نتیجه آن متغیر حالت سیستم به صورت یکتا تعریف نمی شود. برای مثال در مدل DHA مبدل باک-بوست در شکل ۳، برای مد ۲، دو یال خروجی وجود دارد. یال واصل بین مدهای ۲ و ۳ یک یال کنترل نشده و یال بین مدهای ۲ و ۱ یک یال کنترل شده است. برای جلوگیری از فعال شدن همزمان این دو یال خروجی از مد ۲، شرط ذیل برای هر دو مدل MLD و EMLD در نظر گرفته می شود

$$x_{d_1}(k) = 1 \wedge x_{d_2}(k) = 0 \Rightarrow i_L(k+N) > 0 \vee x_{d_1}(k) = 0 \quad (23)$$

که در آن همان طوری که قبلاً در ارتباط با (۶) بحث شد برای مدل EMLD،  $N=1$  و برای مدل MLD،  $N=2$  در نظر گرفته می شود. شرط (۲۳) تضمین می کند که یال های کنترل شده و کنترل نشده خروجی از مد ۲ به طور همزمان فعال نشده و در نتیجه متغیر حالت سیستم، مسیر یکتایی را برای تحول احراز نماید.

### ۴- کنترل پیش بین مبدل DC-DC باک-بوست

برای این که ولتاژ خروجی مبدل بتواند با وجود اغتشاشاتی از قبیل تغییر ولتاژ ورودی مبدل و تغییر بار خروجی آن، سیگنال مرجع را با خطای حالت ماندگار صفر تعقیب کند، یک ساختار کنترلی متوالی با حلقه های کنترلی درونی و بیرونی در نظر گرفته می شود. حلقه کنترلی درونی بر مبنای کنترل پیش بین هیبرید است که جریان سلف را کنترل می نماید و حلقه بیرونی یک کنترل کننده PI<sup>۳</sup> است که بر اساس خطای بین ولتاژ خروجی مبدل و مقدار مرجع آن، سیگنال مرجع جریان سلف  $i_{Lref}$  را برای حلقه کنترلی درونی محاسبه می نماید. در واقع حلقه کنترلی درونی، حلقه کنترل جریان بوده و حلقه کنترلی بیرونی، حلقه کنترلی ولتاژ است. دیاگرام سیستم کنترل در شکل ۴ آورده شده است.

متغیرهای کمکی جدید  $z_{v_1}(k)$ ،  $z_{v_2}(k)$  و  $z_{v_3}(k)$  به صورت (۱۵) تعریف می شوند

$$\begin{aligned} z_{v_1}(k) &= (A_{d_t} - A_{d_r}) x_c(k) x_{d_1}(k) \\ z_{v_2}(k) &= (A_{d_t} - A_{d_r}) x_c(k) x_{d_r}(k) \\ z_{v_3}(k) &= (A_{d_t} - A_{d_r}) x_c(k) \delta_{ovr}(k) \end{aligned} \quad (15)$$

معادلات در (۱۵) مربوط به دینامیک بلوک رابط D/C در شکل ۲ هستند. با استفاده از (۱۵)، (۱۴) را می توان به صورت (۱۶) بیان کرد

$$x_c(k+1) = A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t} + z_{v_1}(k) + z_{v_2}(k) + z_{v_3}(k) + (B_{d_t} - B_{d_r}) x_{d_1}(k) + (B_{d_t} - B_{d_r}) x_{d_r}(k) + (B_{d_t} - B_{d_r}) \delta_{ovr}(k) \quad (16)$$

معادله (۱۶) مربوط به بلوک دینامیک پیوسته در شکل ۱ است. در فرمول بندی EMLD، کلیدزنی بین دینامیک های پیوسته بر مبنای مقادیر فعلی و بعدی بردار حالت گسسته انجام می گیرد. این نوع از تحول متغیر حالت پیوسته را تحول پیش رو می نامیم. این نوع از تحول متغیر حالت باعث می شود تغییر حالت های گسسته و دینامیک های پیوسته در مدل EMLD به طور همزمان صورت پذیرفته و یک گام تأخیر موجود در تحول سیستم های مرسوم MLD برداشته شود. حذف این تأخیر منجر به فرایند مدل سازی دقیق تر و همچنین فضای جستجوی کوچک تر در کنترل پیش بین بر مبنای برنامه ریزی مربعی صحیح مخلوط<sup>۱</sup> (MIQP) می شود. برای استخراج مدل EMLD یک متغیر جدید گسسته  $\delta_{ovr}^E(k)$  به صورت زیر تعریف می شود

$$\delta_{ovr}^E(k) = 1 \Leftrightarrow x_{d_1}(k) = 1 \wedge \delta_{f_1}(k) = 0 \wedge \delta_{f_2}(k) = 0 \quad (17)$$

بر اساس تعریف تحول پیش رو، دینامیک پیوسته برای مدل EMLD به صورت زیر نوشته می شود

$$\begin{aligned} x_c(k+1) &= (A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t}) \delta_{f_1}(k) + \\ & (A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t}) \delta_{f_2}(k) + \\ & (A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t}) [1 - \delta_{f_1}(k) - \delta_{f_2}(k) - \delta_{ovr}^E(k)] + \\ & (A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t}) \delta_{ovr}^E(k) \end{aligned} \quad (18)$$

با توجه به (۱۱) از آنجایی که  $\delta_{f_1}(k) = u_d(k)$ ، (۱۷) و (۱۸) را می توان به صورت (۱۹) و (۲۰) نوشت

$$\delta_{ovr}^E(k) = 1 \Leftrightarrow x_{d_1}(k) = 1 \wedge \delta_{f_1}(k) = 0 \wedge u_d(k) = 0 \quad (19)$$

$$\begin{aligned} x_c(k+1) &= (A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t}) u_d(k) + \\ & (A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t}) \delta_{f_1}(k) + \\ & (A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t}) [1 - \delta_{f_1}(k) - u_d(k) - \delta_{ovr}^E(k)] + \\ & (A_{d_t} x_c(k) + B_{d_t}) \delta_{ovr}^E(k) \end{aligned} \quad (20)$$

متغیرهای کمکی جدید  $z_{v_1}^E(k)$ ،  $z_{v_2}^E(k)$  و  $z_{v_3}^E(k)$  در قالب (۲۱) تعریف می شوند

$$\begin{aligned} z_{v_1}^E(k) &= (A_{d_t} - A_{d_r}) x_c(k) u_d(k) \\ z_{v_2}^E(k) &= (A_{d_t} - A_{d_r}) x_c(k) \delta_{f_1}(k) \\ z_{v_3}^E(k) &= (A_{d_t} - A_{d_r}) x_c(k) \delta_{ovr}^E(k) \end{aligned} \quad (21)$$

2. Non-Deterministic  
3. Proportional-Integral

1. Mixed Integer Quadratic Programming

$$A = \begin{bmatrix} A_{d_t} & B_{d_t} - B_{d_t} & B_{d_t} - B_{d_t} & \cdot_{r \times 1} \\ \cdot_{r \times 2} & \cdot_{r \times 1} & \cdot_{r \times 1} & \cdot_{r \times 1} \\ \cdot_{1 \times 2} & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

$$B_{\tau} = \begin{bmatrix} \cdot_{r \times 1} & \cdot_{r \times 1} & B_{d_t} - B_{d_t} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$B_{\tau}^E = \begin{bmatrix} I_{r \times 2} & I_{r \times 2} & I_{r \times 2} & \cdot_{r \times 1} \\ \cdot_{r \times 2} & \cdot_{r \times 2} & \cdot_{r \times 2} & \cdot_{r \times 1} \end{bmatrix}, C = [1 \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot]$$

$$D_1 = \cdot, D_{\tau} = \cdot_{1 \times 2}, D_{\tau}^E = \cdot_{1 \times 2}$$

که در آن  $\cdot_{i \times j}$  ماتریس صفر و  $I_{i \times i}$  ماتریس واحد است. ماتریس‌های مربوط به مدل EMLD عبارتند از

$$A^E = \begin{bmatrix} A_{d_t} & \cdot_{r \times 2} \\ \cdot_{r \times 2} & \cdot_{r \times 2} \end{bmatrix}, B_1^E = \begin{bmatrix} B_{d_t} - B_{d_t} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

$$B_{\tau}^E = \begin{bmatrix} \cdot_{r \times 1} & B_{d_t} - B_{d_t} & B_{d_t} - B_{d_t} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$B_{\tau}^E = \begin{bmatrix} I_{r \times 2} & I_{r \times 2} & I_{r \times 2} & \cdot_{r \times 1} \\ \cdot_{r \times 2} & \cdot_{r \times 2} & \cdot_{r \times 2} & \cdot_{r \times 1} \end{bmatrix}, B_{\tau}^E = \begin{bmatrix} B_{d_t} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

$$C^E = [1 \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot], D_1^E = D_1, D_{\tau}^E = D_{\tau}, D_{\tau}^E = D_{\tau}$$

ماتریس‌های  $E_i$  و  $E_i^E$ ،  $i \in \{1, \dots, 5\}$  در (۱) و (۲) را می‌توان با تبدیل عبارات منطقی در بخش ۳ به نامساوی‌های مخلوط صحیح متناظر به کمک حسابان گزاره‌ای محاسبه نمود. مقایسه‌ای بین مدل‌های MLD و EMLD با روش ارائه‌شده در این مقاله و روش مطرح‌شده در [۱۵] و [۱۶] از نظر تعداد متغیرها و نامساوی‌ها برای مبدل باک-بوست در جدول ۱ آورده شده است. در این جدول  $N_{\delta}$ ،  $N_z$ ،  $N_{x_c}$ ،  $N_{x_d}$  و  $N_{ineq}$  به ترتیب تعداد متغیرهای  $\delta$ ، متغیرهای  $z$ ، متغیرهای حالت پیوسته، متغیرهای حالت گسسته و تعداد نامساوی‌ها را نشان می‌دهند. همان طوری که ملاحظه می‌شود مدل‌های MLD و EMLD ارائه‌شده در این مقاله از نظر تعداد نامساوی‌ها و تعداد متغیرهای گسسته ساده‌تر از مدل‌های مطرح‌شده در [۱۵] و [۱۶] است. بر این اساس می‌توان پیش‌بینی کرد که مدل‌های پیشنهادی در این مقاله از بار محاسباتی کمتری در مقایسه با روش مدل‌سازی در [۱۵] و [۱۶] برای حل مسأله بهینه‌سازی مربعی مخلوط در کنترل‌کننده‌های MPC متناظر برخوردار باشند. صحت این مسأله در بخش پنجم مورد بررسی و ارزیابی قرار می‌گیرد.

### ۵- نتایج شبیه‌سازی

پارامترهای مبدل باک-بوست مورد استفاده در شبیه‌سازی‌های عددی در جدول ۲ آورده شده است. در تمامی شبیه‌سازی‌ها، افق کنترل، ضریب وزنی و زمان نمونه‌برداری به ترتیب برابر  $N_c = 1$ ،  $\rho = 0.2$  و  $T_s = 0.7 p.u.$  در نظر گرفته شده‌اند. ولتاژ ورودی و ولتاژ

جدول ۱: مقایسه تعداد پارامترهای مختلف در مدل‌های EMLD و MLD

	$N_{\delta}$	$N_z$	$N_{x_c}$	$N_{x_d}$	$N_{ineq}$
مدل MLD در این مقاله	۳	۷	۲	۳	۴۰
مدل MLD در [۱۳] و [۱۴]	۴	۷	۲	۳	۴۷
مدل EMLD در این مقاله	۳	۷	۲	۲	۴۰
مدل EMLD در [۱۳] و [۱۴]	۴	۷	۲	۲	۴۷

جدول ۲: پارامترهای مبدل مورد استفاده در شبیه‌سازی‌ها.

مقادیر پارامترها بر حسب پریونیت		
$L = \frac{5}{2\pi}$	$C = \frac{300}{2\pi}$	$R = 1$
$r_L = 0.03$	$r_C = 0.005$	$i_{Lmax} = 6$
		$v_{omax} = 1.1$

تابع هدف برای کنترلر پیش‌بین حلقه درونی در (۲۴) به منظور کاهش خطای جریان سلف و تنظیم فرکانس تعریف می‌شود

$$\min_{\substack{u(\cdot), \dots, u(N_p-1), \\ \delta(\cdot), \dots, \delta(N_p-1), \\ z(\cdot), \dots, z(N_p-1)}} \sum_{k=0}^{N_p-1} (i_L(k+1|t) - i_{Lref}(t))^2 + \sum_{k=0}^{N_c-1} (u_d(k) - u_d(k-1))^2 \quad (24)$$

$$s.t. \begin{cases} i_L(\cdot|t) = i_L(t) \\ \text{one of the BMLD or EMLD models in (1) or (2)} \\ i_L(t+k+1|t), \dots, i_L(t+N_p|t) \leq i_{Lmax} \\ v_o(t+k+1|t), \dots, v_o(t+N_p|t) \leq v_{omax} \end{cases}$$

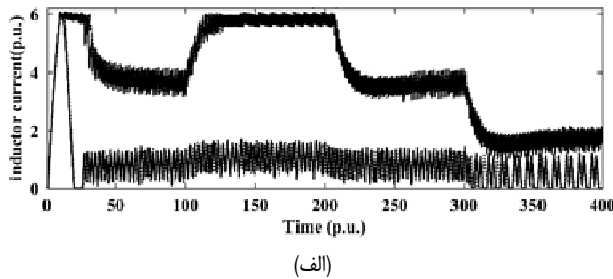
که در آن  $\rho$  ثابت وزنی،  $N_p$  و  $N_c$  به ترتیب افق‌های پیش‌بین و کنترل هستند.  $i_{Lmax}$  و  $v_{omax}$  به ترتیب کران‌های بالا برای جریان سلف و ولتاژ خازن هستند.  $t$  زمان حال و  $i_L(t)$  جریان سلف را در زمان حال نشان می‌دهد.  $i_L(t+k|t)$  و  $v_o(t+k|t)$  متغیرهای حالت پیوسته پیش‌بینی شده در لحظه  $t+k$  را نشان می‌دهند. مسأله MPC در (۲۴) برای محدودیت‌های سخت<sup>۱</sup> فرمول‌بندی شده است ولی در عمل معمولاً محدودیت‌های سخت را با اضافه کردن یک متغیر اسکالر  $\varepsilon$  به محدودیت‌های نرم تبدیل می‌کنند

$$i_L(t+k|t) \leq i_{Lmax} + \varepsilon \quad (25)$$

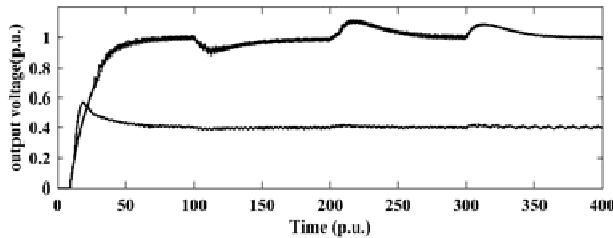
$$v_o(t+k|t) \leq v_{omax} + \varepsilon$$

محدودیت‌های تعریف‌شده در (۲۵) را به راحتی می‌توان در مدل‌های MLD و EMLD با در نظر گرفتن متغیر جدید اسکالر  $\varepsilon$  در بردار  $z$  اعمال کرد. لازم به ذکر است که جریان سلف به عنوان متغیر خروجی پیوسته در مدل‌های MLD و EMLD در نظر گرفته می‌شود یعنی  $y_c(k) = i_L(k)$  و  $y_e(k) = i_L(k)$ . ماتریس‌های مربوط به مدل MLD باک-بوست عبارتند از:

1. Hard Constraints



(الف)



(ب)

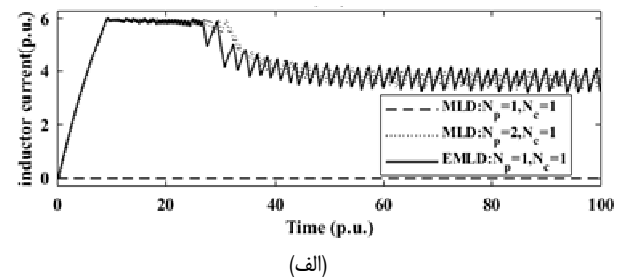
شکل ۷: عملکرد سیستم حلقه بسته در قبال اغتشاش بار خروجی، (الف) شکل موج های جریان سلف و (ب) شکل موج های ولتاژ خروجی.

به  $u_d(k) = 1$  تغییر نکرده و مبدل راه اندازی نمی شود. لذا برای استارت مبدل توسط مدل MLD نیاز است افق پیش بین را به  $N_p = 2$  تغییر دهیم که این خود منجر به افزایش درجه پیچیدگی مسأله بهینه سازی MIQP می گردد. همان طوری که ملاحظه می شود حداکثر جریان سلف برای عملکرد بوست در هنگام راه اندازی کاملاً رعایت شده است.

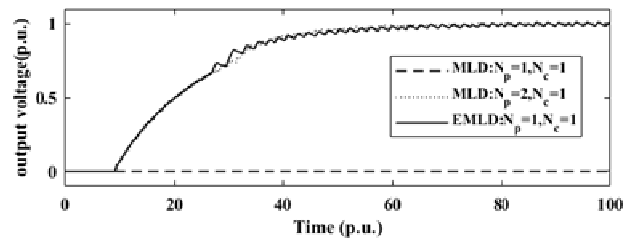
شکل های ۶-الف و ۶-ب، عملکرد سیستم حلقه بسته را در پاسخ به تغییرات ولتاژ ورودی نشان می دهند. شکل موج های خط چین مربوط به نتایج شبیه سازی بر مبنای مدل MLD و شکل موج های خط پر مربوط به مدل EMLD است. ولتاژ مرجع برای حالت بوست ۱ پریونیت و برای حالت باک ۰.۴ پریونیت در نظر گرفته شده است. لازم به ذکر است که در کلیه شبیه سازی های مربوط به عملکرد سیستم حلقه بسته در قبال اغتشاشات ولتاژ ورودی و اغتشاش بار، مدل شبیه سازی با مدلی که کنترلر MPC بر مبنای آن طراحی شده است متفاوت بوده و اطلاعات مربوط به اغتشاشات برای کنترل کننده MPC در دسترس نمی باشد. در ابتدا مبدل در ولتاژ ورودی نامی ۰.۷ پریونیت کار می کند و سپس در زمان  $Time = 100$  به ۰.۹ تغییر می یابد. ورودی دوباره به ۰.۷ پریونیت در زمان  $Time = 200$  و سپس به ۰.۶ پریونیت در زمان مشابه می شود روش کنترل پیشنهادی اغتشاشات ولتاژ ورودی اندازه گیری نشده را حذف کرده و به طور موفقیت آمیزی ولتاژ خروجی را به مقدار مرجع خود می رساند.

شکل های ۷-الف و ۷-ب پاسخ سیستم حلقه بسته را در قبال تغییرات مقاومت خروجی نشان می دهند. در این شکل ها شکل موج های خط چین، مربوط به نتایج شبیه سازی بر مبنای مدل MLD و شکل موج های خط پر مربوط به مدل EMLD است. مبدل در ابتدا در بار نامی  $R = 1 p.u.$  کار کرده و سپس در لحظه  $Time = 100$  به  $R = 0.75 p.u.$  تغییر یافته و در زمان  $Time = 200$  به مقدار نامی خود برمی گردد. در نهایت در زمان  $Time = 300$  یک تغییر پله به ۲ پریونیت اتفاق می افتد. همان طوری که این شکل ها نشان می دهند اغتشاش بار اندازه گیری نشده در هر دو حالت افزایش دگی و کاهش دگی ولتاژ به خوبی جبران شده است.

شکل های ۸-الف و ۸-ب قابلیت ردیابی سیستم حلقه بسته در قبال تغییرات بزرگ در سیگنال مرجع ولتاژ خروجی را نشان می دهند. در زمان  $Time = 100$  مقدار سیگنال مرجع ولتاژ از  $v_{oref} = 1 p.u.$  به

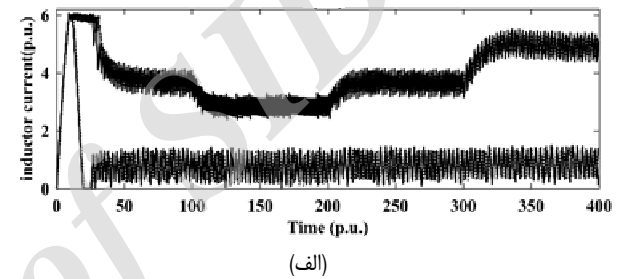


(الف)

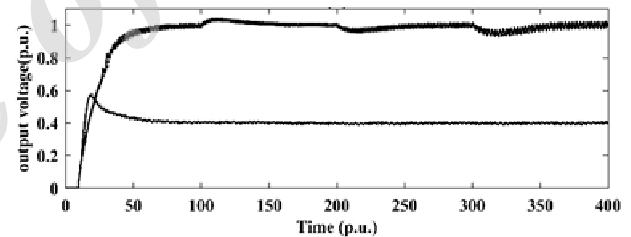


(ب)

شکل ۵: شکل موج های استارت مبدل، (الف) جریان سلف و (ب) ولتاژ خروجی.



(الف)



(ب)

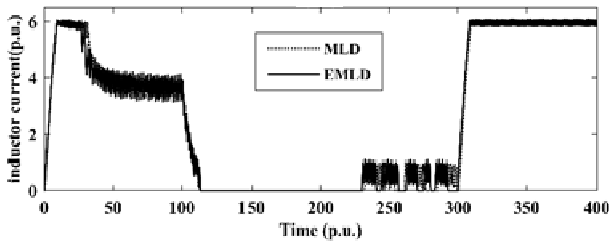
شکل ۶: پاسخ به اغتشاش ولتاژ ورودی، (الف) شکل موج جریان و (ب) شکل موج های ولتاژ.

خروجی مرجع برابر  $v_{oref} = 1 p.u.$  در نظر گرفته می شود. در ادامه نتایج شبیه سازی در دو قسمت ارائه می گردد. بخش اول مربوط به مقایسه عملکرد کنترلرهای پیش بین مبتنی بر مدل های MLD و EMLD از لحاظ پاسخ دینامیکی و مدت زمان مورد نیاز برای شبیه سازی است. در بخش دوم به منظور نشان دادن برتری های روش مدل سازی و کنترل پیشنهادی، نتایج کنترل پیش بین با کنترلر PI مقایسه شده است.

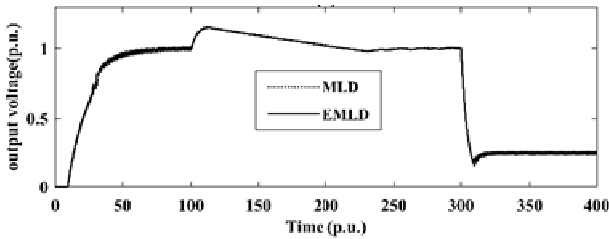
## ۱-۵ مقایسه بین کنترلرهای پیش بین مبتنی بر مدل های

### EMLD و MLD

شکل های ۵-الف و ۵-ب، مقادیر جریان و ولتاژ خروجی مبدل را در لحظه استارت برای هر دو حالت افزایش دگی و کاهش دگی ولتاژ نشان می دهند. همان طوری که ملاحظه می شود کنترل کننده MPC بر مبنای مدل MLD به ازای افق پیش بین  $N_p = 1$  موفق به راه اندازی مبدل نشده است. تعبیر فیزیکی این پدیده را می توان این گونه بیان کرد که به دلیل وجود یک گام تأخیری بین تغییر مدهای گسسته مدار و تغییر دینامیک های پیوسته متناظر، تابع هزینه در (۲۴) حین سوئیچینگ بین مدهای گسسته مدار تغییر نکرده و در نتیجه ورودی کنترل از  $u_d(k) = 0$

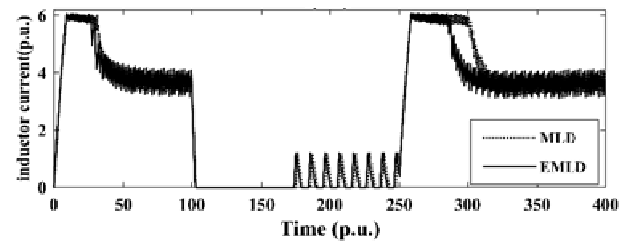


(الف)

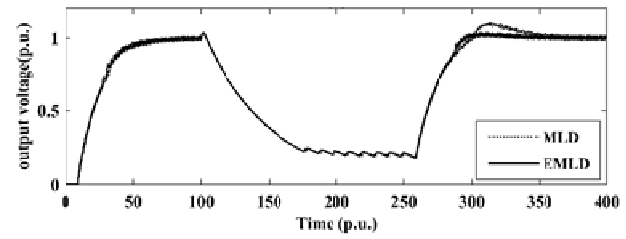


(ب)

شکل ۹: عملکرد سیستم حلقه بسته در قبال تغییرات شدید بار، (الف) شکل موج جریان سلف و (ب) شکل موج ولتاژ خروجی.



(الف)



(ب)

شکل ۸: عملکرد سیستم حلقه بسته به ازای تغییرات سیگنال مرجع ولتاژ خروجی، (الف) شکل موج جریان سلف و (ب) شکل موج ولتاژ خروجی.

جدول ۳: مقایسه متوسط زمان محاسبه‌ای در هر گام تکرار.

مدل مورد استفاده به ازای مقادیر مختلف افق کنترل $N_c$ و افق پیش‌بین $N_p$	زمان محاسبه (ثانیه)	
	مدل‌های مطرح‌شده در این مقاله	مدل‌های مطرح‌شده در [۱۵] و [۱۶]
MLD: $N_c = 1, N_p = 1$	۰٫۲۵۷	۰٫۲۴۵
MLD: $N_c = 1, N_p = 2$	۰٫۳۴۷	۰٫۳۱۱
EMLD: $N_c = 1, N_p = 1$	۰٫۳۹۳	۰٫۳۴۴
MLD: $N_c = 2, N_p = 3$	۰٫۴۴۷۳	۰٫۹۳۱۳
EMLD: $N_c = 2, N_p = 2$	۰٫۱۳۳۴	۰٫۴۹۹۳
MLD: $N_c = 3, N_p = 4$	۲٫۹۶۵۵	۴٫۰۶۸۲
EMLD: $N_c = 3, N_p = 3$	۰٫۹۲۲۴	۲٫۳۵۰۲
MLD: $N_c = 4, N_p = 5$	۹٫۵۰۰۸	۱۷٫۶۸۲۴
EMLD: $N_c = 4, N_p = 4$	۵٫۵۵۹۱	۱۱٫۷۹۲۶
MLD: $N_c = 5, N_p = 6$	۳۰٫۸۴۰۰	۶۲٫۲۵۲۶
EMLD: $N_c = 5, N_p = 5$	۲۲٫۱۲۱۱	۴۹٫۱۱۴۰
MLD: $N_c = 6, N_p = 7$	۹۷٫۳۳۳۵	۲۰۵٫۲۱۲۱
EMLD: $N_c = 6, N_p = 6$	۶۴٫۷۸۶۳	۱۸۰٫۶۱۸۵
MLD: $N_c = 7, N_p = ۸$	۲۸۰٫۶۱۸۴	۶۵۵٫۵۶۸۰
EMLD: $N_c = 7, N_p = 7$	۲۰۴٫۱۹۸۹	۵۷۷٫۵۶۸۰

نتایج شبیه‌سازی نشانگر این است که علی‌رغم وجود تفاوت بین مدل واقعی سیستم و مدل پیش‌بین در حین اعمال اغتشاش به مدل، سیستم حلقه بسته از رفتار دینامیکی مناسبی برخوردار بوده و کنترل‌کننده طراحی‌شده از مقاومت بسیار بالایی در قبال انواع نامعینی‌ها و اعمال اغتشاشات برخوردار بوده است. متوسط زمان محاسباتی برای حل مسأله بهینه‌سازی MIQP در هر گام شبیه‌سازی برای مدل‌های MLD و EMLD ارائه‌شده در این مقاله و مدل‌های [۱۵] و [۱۶] در جدول ۳ آمده است.

محاسبات عددی در یک لپ‌تاپ با پردازنده GHz ۲٫۸، Core i۷-۷۷۰۰HQ و حافظه RAM ۱۶ GB انجام گرفته است. در هر مورد به ازای ۱۰ گام شبیه‌سازی زمان محاسبه به دست آمده و میانگین حاصل در جدول ثبت گردیده است. با توجه به نتایج حاصل در جدول ۳ می‌توان نتیجه گرفت که در کلیه موارد، مدل‌های MLD و EMLD در این مقاله نسبت به مدل‌های ارائه‌شده در [۱۵] و [۱۶] از بار محاسباتی بسیار کمتری برخوردار هستند. این مسأله در افق‌های کنترل و پیش‌بین بزرگ‌تر، بیشتر نمود پیدا می‌کند. همچنین می‌توان مشاهده کرد که مدل‌های EMLD بر مبنای تحول پیشرو از پیچیدگی محاسباتی کمتری نسبت به مدل‌های مرسوم MLD برخوردار هستند.

## ۲-۵ مقایسه پاسخ دینامیکی کنترلر پیش‌بین و

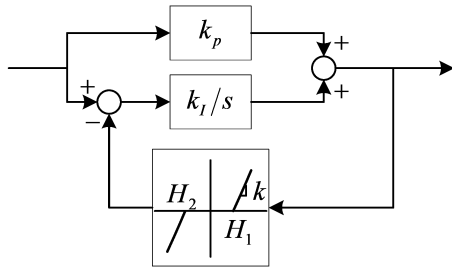
### کنترلر PI

در این بخش به منظور هر چه بیشتر نشان‌دادن برتری‌های روش مدل‌سازی و کنترلی پیشنهادی، مقایسه مسوطی از لحاظ عملکرد دینامیکی بین کنترل‌کننده پیشنهادی و کنترل‌کننده کلاسیک PI که به جای کنترلر پیش‌بین در حلقه کنترلی جریان قرار گرفته، انجام پذیرفته است. برای مقایسه منصفانه سعی شده تا کنترل‌کننده PI با حداکثر توانمندی و با در نظر گرفتن تغییرات وسیع نقطه کار میدل طراحی گردد. شکل ۱۰ ساختار کنترلی مورد مطالعه را نشان می‌دهد. از آنجایی که کنترلرهای خطی از قبیل کنترل‌کننده‌های PI بر مبنای مدل‌های متوسط‌گیری شده طراحی می‌شوند و این مدل‌ها نیز با فرض کلیدزنی مبتنی بر مدولاسیون پهنای پالس با فرکانس ثابت به دست می‌آیند، در شکل نیز از این سبک از مدولاسیون استفاده شده است.

$v_{oref} = 0.2$  p.u. و سپس در زمان  $Time = 250$  دوباره به مقدار  $v_{oref} = 1$  p.u. تغییر می‌یابد. همان طوری که ملاحظه می‌شود در حین کاهش سیگنال مرجع ولتاژ به  $v_{oref} = 0.2$  p.u. میدل وارد منطقه DCM می‌شود. مضاف بر این، کنترل‌کننده پیش‌بین بر مبنای مدل EMLD در تغییرات سیگنال مرجع ولتاژ خروجی از  $v_{oref} = 0.2$  p.u. به  $v_{oref} = 1$  p.u. در زمان  $Time = 250$  از نظر میزان بالادگی و زمان نشست نسبت به کنترل‌کننده طراحی‌شده بر مبنای مدل MLD از عملکرد بهتری برخوردار بوده است.

شکل‌های ۹-الف و ۹-ب جریان سلف و ولتاژ خروجی را به ازای اغتشاش‌های بزرگ نشان می‌دهند. در زمان  $Time = 100$  مقدار بار از  $R = 1$  p.u. تا  $R = 15$  p.u. و سپس در زمان شبیه‌سازی  $Time = 300$  از  $R = 15$  p.u. به  $R = 0.1$  p.u. تغییر می‌یابد. همان طوری که مشاهده می‌شود عملکرد میدل در گستره وسیعی از اغتشاشات بار مطلوب است.





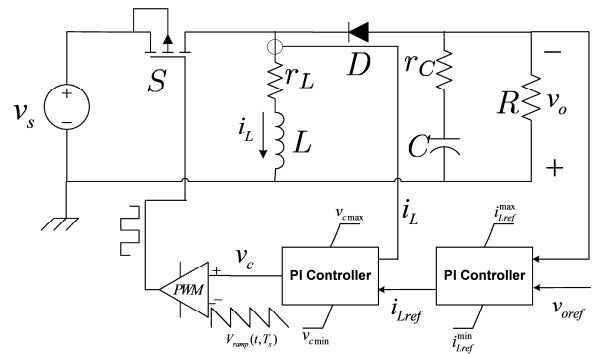
شکل ۱۱: ساختار بلوک رفع اثر جمع شونده انتگرال گیر در کنترلر PI.

به طوری که زمان زیادی طول خواهد کشید تا خطای منفی جمع شده و اثر جمع شونده خنثی شود. همین عامل باعث به وجود آمدن نوسانات با دامنه بزرگ و به مدت طولانی در سیستم کنترلی می شود. به این پدیده، اثر جمع شونده<sup>۱</sup> انتگرال گویند. روش های بسیار متعددی برای رفع اثر جمع شونده<sup>۲</sup> وجود دارد [۲۰]. در این مقاله از ساختار شکل ۱۱ استفاده شده است. با توجه به این شکل واضح است زمانی که سیگنال خروجی کنترل کننده PI در داخل کران بالا و پایین  $H_1$  و  $H_2$  قرار گیرد قسمت انتگرال گیر کار عادی خود را انجام می دهد ولی زمانی که خروجی کنترل کننده PI از این کران ها به ترتیب بزرگ تر و یا کوچک تر می شود دامنه سیگنال ورودی به بلوک انتگرال گیر متناسب با بزرگی سیگنال خروجی کنترل کننده PI کاهش می یابد و در نتیجه از پدیده جمع شونده انتگرال گیر جلوگیری می شود. در شکل ۱۱ کران های  $H_1$  و  $H_2$  به ترتیب متناظر با مقادیر  $i_{Lref}^{min}$  و  $i_{Lref}^{max}$  در کنترل کننده PI مربوط به حلقه بیرونی ولتاژ و  $v_{cmin}$  و  $v_{cmax}$  در کنترل کننده PI مربوط به حلقه داخلی جریان در شکل ۱۰ می باشند. مقادیر مربوط به این کران ها و ضرایب مربوط به کنترل کننده های طراحی شده برای حلقه های کنترلی جریان و ولتاژ در شکل ۱۰ در جدول ۴ آورده شده اند.

شکل های ۱۲ تا ۱۵ نتایج حاصل از شبیه سازی را برای هر دو کنترل کننده PI و کنترل کننده پیش بین مبتنی بر مدل EMLD نشان می دهند. میزان و نوع اغتشاشات مورد بررسی در این شکل ها دقیقاً متناظر با شکل های ۶ تا ۹ هستند که قبلاً در بخش ۵-۱ به آنها اشاره شده و تنها تفاوت در لحظه اعمال این اغتشاشات است که آن هم از روی شکل ها کاملاً مشخص است. در مورد شکل ۱۳، در مد کاری بوست چون کنترل کننده PI<sup>۱</sup> مربوط به حلقه بیرونی با ضرایب طراحی شده برای  $k_{pv} = 0.8334$  و  $k_{iv} = 0.3703$  عملکرد ناپایداری داشت، برای دستیابی به پاسخ دینامیکی پایدار از کنترل کننده PI<sup>۲</sup> با ضرایب انتگرالی  $k_{pv} = 0.2$  استفاده شده است. همین مطلب حاکی از آن است که کنترل کننده های PI با ضرایب طراحی شده ثابت، قادر نیستند عملکرد مطلوبی به ازای کلیه حالات کاری مبدل داشته باشند. نکته بعدی که از روی تمامی شکل ها مشهود است عملکرد مناسب تر روش کنترلی پیشنهادی در مقایسه با کنترل کننده PI از لحاظ میزان بالادزدگی، مقدار نوسانات و سرعت پاسخ دهی است.

## ۶- پایداری سیستم حلقه بسته

با توجه به نتایج حاصل از بخش های قبیل می توان ملاحظه کرد که کنترل پیش بین از عملکرد بسیار موفقیت آمیزی در حوزه کنترل مبدل های DC-DC برخوردار است. عامل اصلی این موفقیت در توانمندی این سبک از کنترل در از عهده برآمدن محدودیت های عملیاتی حاکم بر هر سیستم



شکل ۱۰: دیاگرام کنترلی مبدل باک-بوست با استفاده از کنترل کننده های PI.

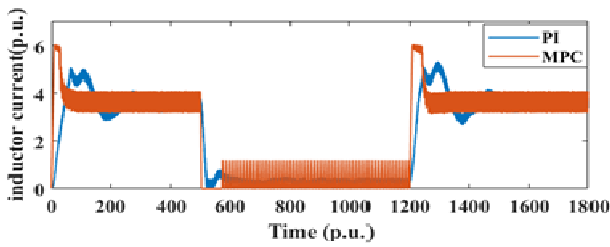
جدول ۴: مقادیر پارامترها برای سیستم کنترلی شکل ۱۰.

مقدار (پریونیت)	نماد	نام پارامتر
۶	$i_{Lref}^{max}$	حداکثر جریان مرجع سلف
۰	$i_{Lref}^{min}$	حداقل جریان مرجع سلف
۱	$v_{cmax}$	حداکثر سیگنال خروجی کنترلر جریان
۰	$v_{cmin}$	حداقل سیگنال کنترلی خروجی کنترلر جریان
۱	$k$	شیب خطوط در بلوک غیر خطی شکل ۱۱
۰.۸۳۳۴	$k_{pv}$	ضریب تناسبی کنترلر PI در حلقه ولتاژ
۰.۳۷۰۳	$k_{iv}$	ضریب انتگرالی کنترلر PI در حلقه ولتاژ
۰.۰۱۹۱	$k_{pi}$	ضریب تناسبی کنترلر PI در حلقه جریان
۰.۰۰۴۵	$k_{ii}$	ضریب انتگرالی کنترلر PI در حلقه جریان

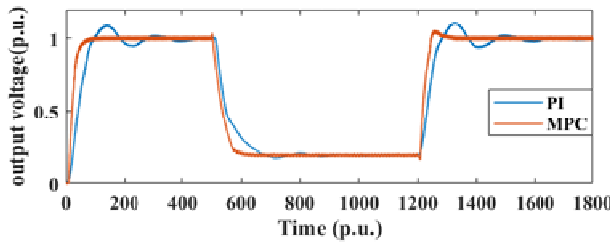
در طراحی کنترل کننده ها فرکانس قطع مطلوب برای حلقه درونی جریان برابر ۰/۱ پریونیت و برای حلقه بیرونی ولتاژ برابر ۰/۱۰ پریونیت و فرکانس کلیدزنی نیز ۱ پریونیت در نظر گرفته شده است. حد فاز مطلوب نیز برای هر دو حلقه بیرونی و درونی برابر ۵۲ درجه در نظر گرفته شده است. برای طراحی کنترل کننده ها ابتدا با توجه به بازه مفروض تغییرات پارامترهای موجود در مدار از قبیل بازه تغییرات ولتاژ ورودی  $0.7p.u. < v_s(t) < 0.9p.u.$  بازه تغییرات سیگنال مرجع ولتاژ خروجی  $0.2p.u. < v_{oref}(t) < 1p.u.$  و بازه تغییرات مقاومت خروجی  $0.75p.u. < R < 15p.u.$  بدترین نقطه کار از نظر داشتن بیشترین بهره و کمترین مقدار فاز در فرکانس قطع مورد نظر شناسایی شد. لازم به ذکر است که حداقل مقاومت خروجی یعنی  $R = 0.75p.u.$  متناظر با ولتاژ ورودی  $v_s(t) = 0.7p.u.$  می باشد. این نقطه از روی مطالعه دیاگرام های بود توابع تبدیل حلقه باز جبران نشده و متناظر با پارامترهای  $R = 0.75p.u.$ ،  $v_s(t) = 0.7p.u.$  و  $v_o(t) = 1p.u.$  به دست آمد.

از آنجایی که کنترل کننده پیش بین دارای قابلیت ذاتی در نظر گرفتن محدودیت های عملیاتی بر روی متغیرهای سیستم است، مقایسه آن با یک کنترل کننده PI که فاقد این قابلیت باشد منصفانه نخواهد بود. البته در عمل به منظور در نظر گرفتن محدودیت های عملیاتی روی متغیرهای سیستم در حوزه کنترل خطی از اشباع گرها استفاده می کنند. ولی وجود اشباع گرها هنگامی که فعال می شوند باعث می گردد در یک بازه زمانی معین عملاً مقدار سیگنال خطا هیچ گونه تأثیری بر روی متغیرهای خروجی اشباع گرها نداشته و از طرفی دیگر انتگرال گیرهای موجود در کنترل کننده های PI مدام به انتگرال گیری از سیگنال خطا ادامه دهند. همین عامل باعث می شود دامنه سیگنال خروجی کنترل کننده های PI و یا همان سیگنال ورودی اشباع گرها بسیار بزرگ شود. در این حین، افزایش میزان فرمان کنترلی هیچ تأثیری در میزان فرمان واقعی اعمال شده نداشته و عملاً حلقه فیدبک باز شده و مشخصات دلخواه فیدبک حذف می گردد،

1. Windup
2. Anti-Windup

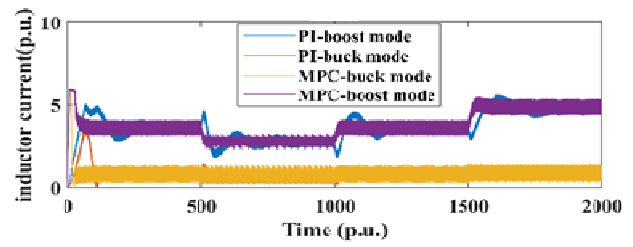


(الف)

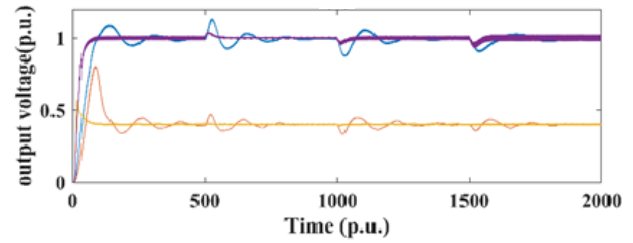


(ب)

شکل ۱۴: عملکرد سیستم حلقه بسته به ازای تغییرات سیگنال مرجع ولتاژ خروجی، (الف) شکل موج جریان سلف و (ب) شکل موج ولتاژ خروجی.

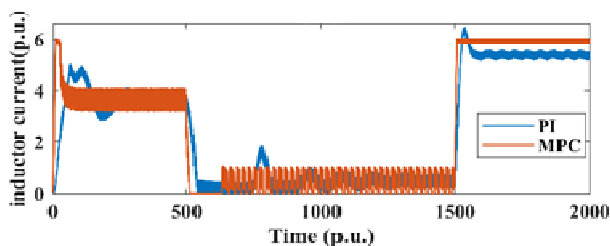


(الف)

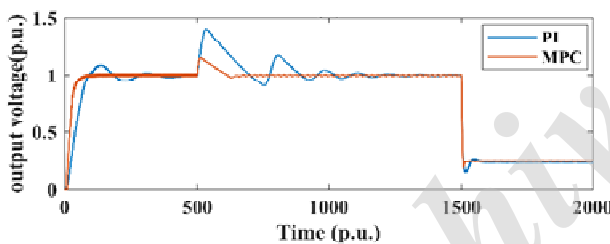


(ب)

شکل ۱۲: پاسخ به اغتشاش ولتاژ ورودی، (الف) شکل موجهای جریان و (ب) شکل موجهای ولتاژ.

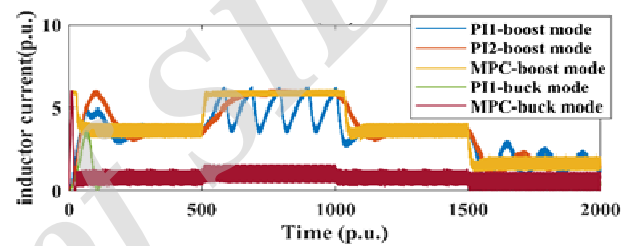


(الف)

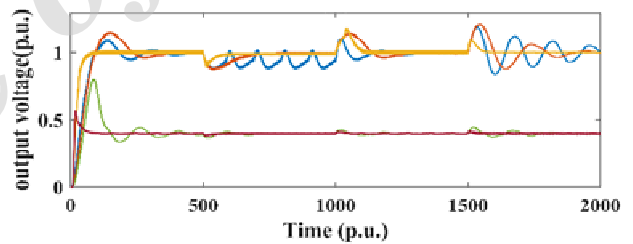


(ب)

شکل ۱۵: عملکرد سیستم حلقه بسته در قبال تغییرات شدید بار، (الف) شکل موج جریان سلف و (ب) شکل موج ولتاژ خروجی.



(الف)



(ب)

شکل ۱۳: عملکرد سیستم حلقه بسته در قبال اغتشاش تغییرات بار خروجی، (الف) شکل موجهای جریان سلف و (ب) شکل موجهای ولتاژ خروجی.

از تابع هزینه کنترل پیش‌بین به عنوان تابع لیاپانوف برای سیستم دینامیکی مورد نظر و در نظر گرفتن شرایط خاصی است که برای جریمه کردن و محدود کردن متغیر حالت سیستم در انتهای افق پیش‌بین در نظر گرفته می‌شوند. با این وجود، هنوز در حوزه سیستم‌های هیبریدی از نوع MLD قضایای کاربردی که بتوان از آنها برای اثبات پایداری سیستم‌هایی همانند میدل باک-بوست که در این مقاله مورد مطالعه قرار گرفت، استفاده کرد تبیین نشده است.

قضیه ۱ در مرجع اصلی [۱۷] دارای چندین محدودیت اساسی است که در عمل نمی‌توان از آن استفاده کرد. اول این که قضیه در مورد پایداری مجانبی نسبت به متغیرهای ورودی  $u(t)$  و متغیرهای حالت  $x(t)$  حول نقطه تعادل سیستم در  $(x_e, u_e)$  بحث می‌کند و حال آن که در مورد میدل باک-بوست اصلاً نقطه تعادلی وجود نداشته و قابل تعریف نیست. در نتیجه بحث پایداری مجانبی طبق تعاریف کنترل کلاسیک نیز منتفی خواهد بود. آن چیزی که در عمل می‌توان مشاهده کرد این است که متغیرهای پیوسته میدل از قبیل جریان سلف و ولتاژ خازن در همسایگی سیگنال‌های مرجع متناظرشان نوسان می‌کنند ولی هرگز به مقادیر این

کنترلی از جمله خانواده میدل‌های الکترونیک قدرت است. همان طوری که در بخش ۵ ملاحظه گردید علی‌رغم تلاش برای توانمندسازی کنترل‌کننده‌های کلاسیک همچون PI به اشباع‌گرها و عناصر رفع اثر جمع‌شوندگی انتگرال به منظور در نظر گرفتن محدودیت‌های عملیاتی سیستم‌های تحت کنترل، باز کارایی مناسب همانند آنچه که توسط کنترلر پیش‌بین احراز گردید حاصل نشد. در این میان اگرچه سعی شد تا پایداری دینامیکی سیستم حلقه‌بسته در رنج وسیعی از نقاط کاری و از طریق شبیه‌سازی‌های عددی مورد مطالعه قرار گیرد، لکن در حوزه نظریه سیستم‌ها و کنترل، این سبک از مطالعه به دلیل این که تنها به ازای تعداد محدودی از شرایط اولیه خاص و مقادیر خاصی از سیگنال‌های مرجع و اغتشاشات معتبر است، جامعیت کافی را نداشته فلذا محققین این حوزه همواره در صدد اثبات پایداری سیستم‌های دینامیکی بر مبنای تحلیل‌های ریاضی هستند تا تضمین لازم را برای پایداری سیستم حلقه‌بسته به ازای رنج وسیعی از شرایط اولیه سیستم به دست آورند. در این میان، روش‌های اثبات پایداری کنترل پیش‌بین برای سیستم‌های با دینامیک خطی و غیر خطی شناخته‌شده هستند [۲۱]. تقریباً همه این روش‌ها مبتنی بر استفاده

متغیر ورودی کنترلی توصیف می‌شوند. در این مقاله، مسأله پایداری در قالب پایداری نمایی حول نقطه تعادل سیستم که فرض شده درون یکی از نواحی تعریف شده برای سیستم PWA قرار دارد مورد بحث قرار گرفته است. در این مقاله نیز بحثی در مورد ورودی‌ها و متغیرهای حالت گسسته به میان نیامده است. مراجع [۲۷] و [۲۸] از جمله مطالعاتی هستند که لزوم استفاده از مفهوم پایداری عملی را بالاخص در حوزه مبدل‌های الکترونیک قدرت که توسط کنترل‌کننده‌های پیش‌بین با روش کلیدزنی مستقیم همانند آنچه که در این مقاله در مورد مبدل باک- بوست استفاده شده است مطرح کرده‌اند. لکن محدودیت قضایای پایداری مطرح در این کارها این است که مدل سیستم بایستی در قالب یک سیستم خطی تغییرناپذیر با زمان و با ورودی‌های گسسته باشد. لذا فرض خطی تغییرناپذیر با زمان بودن منجر به این می‌شود که نتوان از این قضایای پایداری در مورد مبدل باک- بوست در این مقاله استفاده نمود. لازم به ذکر است اگر چه مباحث نظری پایداری کنترل پیش‌بین هیبرید روزبه‌روز در حال رشد و پیشرفت هستند با این وجود، در حال حاضر این سبک از کنترل با شگردهای مختلف و به وفور در کاربردهای عملی حوزه الکترونیک قدرت استفاده می‌شود [۲۹] و [۳۰]. با توجه به مباحث فوق می‌توان بررسی پایداری مبدل باک- بوست مطرح شده در این مقاله را که در قالب سیستم‌های MLD و EMLD مدل‌سازی شده و توسط کنترلر پیش‌بین هیبرید کنترل می‌شود به عنوان یک موضوع تحقیقاتی برای کارهای آینده در نظر گرفت.

## ۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله، مدل‌سازی و کنترل سرتاسری مبدل DC-DC باک- بوست در تمامی مدهای کاری آن اعم از مد هدایتی پیوسته و ناپیوسته ارائه گردید. در ابتدا مدهای کاری مختلف مبدل به همراه شرایط سوئیچینگ بین آنها در قالب یک اتوماتای هیبرید گسسته‌زمان مدل‌سازی شده و سپس توسط حسابان گزاره‌ای، مدل مبدل در سیستم‌های MLD و EMLD استخراج گردید. به دلیل رفتار غیر مینیمم فاز مبدل باک- بوست از یک ساختار کنترلی متوالی که حلقه درونی آن را کنترل‌کننده جریان پیش‌بین و حلقه بیرونی آن را کنترل‌کننده ولتاژ تشکیل می‌دهد، استفاده شده است. نشان داده شد که کنترل‌کننده پیش‌بین بر اساس مدل EMLD از بار محاسباتی کمتری برای حل مسأله بهینه‌سازی مربعی مخلوط نسبت به مدل MLD برخوردار است. همچنین بهبود قابل توجهی از نظر بار محاسباتی نسبت به کارهای قبلی در [۱۳] و [۱۴] حاصل گردید. نتایج شبیه‌سازی، کارامدی و برتری‌های روش مدل‌سازی و کنترل پیشنهادی را در گستره وسیعی از نقاط کاری و با در نظر گرفتن محدودیت‌های فیزیکی حاکم بر عملکرد مبدل از قبیل حداکثر جریان سلف مبدل نشان می‌دهد. مطالعه مقایسه‌ای بین روش پیشنهادی و کنترل‌کننده‌های کلاسیک از نوع PI که توسط اشباع‌گرها و بلوک‌های رفع اثر جمع‌شوندگی تجهیز شده بودند عملکرد مناسب دینامیکی روش پیشنهادی را از نظر میزان بالازدگی‌ها، سرعت پاسخ‌دهی و پایداری سیستم حلقه بسته بیش از پیش نمایان‌تر نمود. نکته قابل تأمل این است که چنین دینامیک مطلوبی به ازای افق‌های پیش‌بین بسیار کم رؤیت گردید. مسأله اثبات پایداری سیستم حلقه بسته و چالش‌های روبه‌روی آن مورد بحث و بررسی قرار گرفته و استفاده از مدل‌های معادل خطی تبارتکه‌ای برای سیستم‌های MLD و جامعیت‌بخشیدن به قضایای پایداری در این حوزه به عنوان چشم‌اندازی برای کارهای تحقیقاتی آینده مطرح شد.

سیگنال‌های مرجع همگرا نمی‌شوند. این همان مفهوم پایداری عملی<sup>۱</sup> است که در ادامه راجع به آن بحث خواهد شد. محدودیت دوم این قضیه، استفاده از شرط انطباق متغیر حالت بر نقطه تعادل در انتهای افق پیش‌بین است یعنی  $x(T|t) = x_e$ . وجود چنین شرط محدودکننده‌ای باعث می‌شود برای ارضای آن در کاربردهای مختلف، افق پیش‌بین عدد بزرگی انتخاب شود که خود این عامل منجر به افزایش مسأله پیچیدگی می‌شود. همچنین اشکال دیگر شرط این است که مجموعه شرایط اولیه‌ای که با شروع از آنها در ابتدای افق پیش‌بین منجر به ارضای شرط  $x(T|t) = x_e$  در انتهای افق پیش‌بین می‌شود، عملاً به مجموعه‌ای با اندازه صفر میل خواهد کرد [۲۲]. حال آن که در نتایج شبیه‌سازی در این مقاله نه تنها از چنین شرط محدودکننده‌ای استفاده نشده است بلکه همه آنها با افق پیش‌بین ۱ برای سیستم EMLD و افق ۲ برای سیستم MLD صورت گرفته و در گستره وسیعی از نقاط کاری حالت کار پایدار مشاهده شده است. این مشاهدات محرک این مطلب حیاتی هستند که برای مقوله پایداری سیستم‌های MLD بایستی به دنبال تدوین قضایای کارآمدتر و کاربردی‌تر بود.

ایده دیگر در مورد اثبات پایداری سیستم‌های MLD و کنترل‌کننده پیش‌بین متناظر با آنها این است که ابتدا با استفاده از تکنیک‌های تبدیل، همانند آنچه که در [۲۳] بیان شده، سیستم MLD را به سیستم خطی تبارتکه‌ای معادل آن تبدیل کرد و سپس از قضایای پایداری که برای کنترل پیش‌بین سیستم‌های PWA تبیین شده‌اند استفاده نمود. ولی هنوز قضایای جامعی که بتوان از آنها در مورد اثبات پایداری کنترلر طراحی شده برای مبدل باک- بوست در این مقاله استفاده نمود وجود ندارد. دو مشکل عمده در مورد کارهای موجود این است که اولاً تنها حالت خاصی از سیستم‌های خطی تبارتکه‌ای مورد بررسی قرار می‌گیرد و دوم این که مفهوم پایداری مورد بحث در آنها نشأت گرفته از مفاهیم کلاسیک پایدار مجانبی و یا نمایی حول نقطه تعادل سیستم است که همان طوری که قبلاً نیز اشاره شد کنترل پیش‌بین مبدل باک- بوست بر مبنای مدل MLD یکی از نمونه‌هایی است که نمی‌توان از چنین تعاریفی در مورد آن استفاده نمود و بایستی متوسل به مفاهیم پایداری عملی در این مورد شد. در [۲۴] یک کنترل‌کننده پیش‌بین برای سیستم‌های خطی تبارتکه‌ای گسسته- زمان مطرح شده است. سیستم PWA مورد بحث در این مقاله فاقد ورودی‌ها و متغیرهای حالت گسسته است. همچنین نواحی مختلفی که در آن دینامیک‌های افاین<sup>۲</sup> سیستم خطی تبار در آن تعریف می‌شوند تنها تابعی از متغیر حالت سیستم بوده و مستقل از ورودی کنترلی می‌باشند. مضاف بر این، مسأله پایداری نامی در قالب پایداری مجانبی حول نقطه تعادل سیستم خطی تبار مورد مطالعه قرار گرفته است. همه این محدودیت‌ها منجر به این می‌شود که نتوان از قضایای پایداری مطرح در [۲۴] برای اثبات پایداری سیستم حلقه بسته مبدل باک- بوست ارائه شده در این مقاله استفاده نمود. مدل PWA برای مطالعات پایداری در [۲۵] مشابه [۲۴] بوده با این تفاوت که در [۲۵] با در نظر گرفتن ورودی‌های اغتشاش، مطالعات پایداری از حالت نامی به مطالعات پایداری مقاوم تعمیم داده شده‌اند. در [۲۶] مسأله پایداری نامی برای کنترل پیش‌بین سیستم‌های خطی تبارتکه‌ای مورد بررسی قرار گرفته است. مدل PWA در این مقاله از نظر تعریف نواحی مختلفی که در آن دینامیک‌های افاین قرار دارند کلی‌تر بوده و توسط هم متغیر حالت و هم

1. Practical Stability
2. Affine

## ۸- سیاست‌گذاری

نویسنده مقاله بر خود لازم می‌داند به مصداق «من لم یشکر المخلوق لم یشکر الخالق» از زحمات بی‌دریغ اساتید بزرگوار خود جناب آقایان دکتر حسین مختاری از دانشگاه صنعتی شریف و دکتر آلساندرو جوا از دانشگاه کالیاری ایتالیا کمال تشکر و قدردانی را به عمل آورد.

## مراجع

- [17] A. Bemporad and M. Morari, "Control of systems integrating logic, dynamic and constraints," *Automatica*, vol. 35, no. 3, pp. 407-427, Mar. 1999.
- [18] F. D. Torrisi and A. Bemporad, "HYSDEL-a tool for generating computational hybrid models for analysis and synthesis problems," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 12, no. 2, pp. 235-249, Mar. 2004.
- [19] M. Hejri, A. Giua, and H. Mokhtari, "On the complexity and dynamical properties of mixed logical dynamical systems via an automaton based discrete-time hybrid automaton," *International J. of Robust and Nonlinear Control*, vol. 28, no. 16, pp. 4713-4746, 10 Nov. 2018.
- [20] C. Bohn and D. P. Atherton, "An analysis package comparing PID antiwindup strategies," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 34-40, Apr. 1995.
- [21] D. Q. Mayne, J. B. Rawlings, C. V. Rao, and P. O. M. Scokaert, "Constrained model predictive control: stability and optimality," *Automatica*, vol. 36, no. 6, pp. 789-814, Jun. 2000.
- [22] B. Picasso, S. Pancanti, A. Bemporad, and A. Bicchi, "Receding-horizon control of LTI systems with quantized inputs," *IFAC Analysis and Design of Hybrid Systems*, vol. 36, no. 6, pp. 259-264, Jun. 2003.
- [23] A. Bemporad, "Efficient conversion of mixed logical dynamical systems into an equivalent piecewise affine form," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 49, no. 5, pp. 832-838, May 2004.
- [24] M. Lazar, W. P. M. H. Heemels, S. Weiland, and A. Bemporad, "Stabilizing model predictive control of hybrid systems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 51, no. 11, pp. 1813-1818, Nov. 2006.
- [25] P. Sindareh Esfahani and J. K. Pieper, "H<sub>∞</sub> model predictive control for constrained discrete-time piecewise affine systems," *International J. of Robust and Nonlinear Control*, vol. 28, no. 6, pp. 1973-1995, 1 Apr. 2018.
- [26] D. Q. Mayne and S. Rakovic, "Model predictive control of constrained piecewise affine discrete-time systems," *International J. of Robust and Nonlinear Control*, vol. 13, no. 3-4, pp. 261-279, Mar./Apr. 2003.
- [27] R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, "Stability analysis of quadratic MPC with a discrete input alphabet," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 58, no. 12, pp. 3190-3196, Dec. 2013.
- [28] R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, "Predictive control of power converters: designs with guaranteed performance," *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 1, pp. 53-63, Feb. 2015.
- [29] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, John Wiley & Sons, 2012.
- [30] T. Geyer, *Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives*, John Wiley & Sons, Inc., 2016.
- [1] A. van der Schaft and H. Schumacher, *An Introduction to Hybrid Dynamical Systems*, London: Springer-Verlag, 1999.
- [2] J. Lunze and F. Lamnabhi-Lagarrigue, *Handbook of Hybrid Systems Control*, Cambridge: Cambridge University Press, 2009.
- [3] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic, 2001.
- [4] S. Bacha, I. Munteanu, and A. I. Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studies*, London: Springer Verlag, 2014.
- [5] J. Han, B. Zhang, and D. Qiu, "Unified model of boost converter in continuous and discontinuous conduction modes," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 10, pp. 2036-2043, Aug. 2016.
- [6] J. Han, B. Zhang, and D. Qiu, "Bi-switching status modeling method for DC-DC converters in CCM and DCM operations," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2464-2472, Mar. 2017.
- [7] H. Molla-Ahmadian, A. Karimpour, N. Pariz, and F. Tahami, "Hybrid modeling of a DC-DC series resonant converter: direct piecewise affine approach," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, no. 12, pp. 3112-3120, Dec. 2012.
- [8] H. Molla-Ahmadian, F. Tahami, A. Karimpour, and N. Pariz, "Hybrid control of DC-DC series resonant converters: the direct piecewise affine approach," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1714-1723, Mar. 2015.
- [9] P. Karamanakos, T. Geyer, and S. Manias, "Direct model predictive current control strategy of DC-DC boost converters," *IEEE J. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 337-346, Dec. 2013.
- [10] P. Karamanakos, T. Geyer, and S. Manias, "Direct voltage control of DC-DC boost converters using enumeration-based model predictive control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 968-978, Dec. 2014.
- [11] G. Beccuti, G. Papafotiou, and M. Morari, "Optimal control of the buck DC-DC converter operating in both the continuous and discontinuous conduction regimes," in *Proc. of the 45th IEEE Conf. on Decision & Control*, pp. 6205-6210, San Diego, CA, USA, 13-15 Dec. 2006.
- [12] T. A. F. Theunisse, J. Chai, R. G. Sanfelice, and W. P. M. H. Heemels, "Robust global stabilization of the DC-DC boost converter via hybrid control," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, vol. 62, no. 4, pp. 1052-1061, Apr. 2015.
- [13] M. Hejri and H. Mokhtari, "Global hybrid modeling and control of a buck converter: a novel concept," *International J. of Circuit Theory and Applications*, John Wiley and Sons, Inc., vol. 37, no. 9, pp. 968-986, Nov. 2009.
- [14] M. Hejri and H. Mokhtari, "Hybrid predictive control of a DC-DC boost converter in both continuous and discontinuous current modes of operations," *Optimal Control, Applications and Methods*, vol. 32, no. 3, pp. 270-284, May/June 2011.
- [15] M. Hejri and A. Giua, "Hybrid modeling and control of switching DC-DC converters via MLD systems," in *Proc. of the IEEE Int. Conf. on Automation Science and Engineering*, pp. 714-719, Trieste, Italy, 24-27 Aug. 2011.
- [16] M. Hejri and H. Mokhtari, "Hybrid modeling and control of a DC-DC boost converter via extended mixed logical dynamical systems (EMLDs)," in *Proc. of the 5th Annual Int. Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conf., PEDSTC'14*, pp. 373-378, Tehran, Iran, 5-6 Feb. 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 از جمله شرکت ریخته‌گری تراکتورسازی ایران، شرکت فولاد خوزستان، شرکت برق منطقه‌ای 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. ایشان از سال ۱۳۹۱ تاکنون به عنوان عضو هیأت 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.