



Computational Intelligence in Electrical Engineering
Vol. 13, No. 1, 2022
Research Paper

Decentralized Adaptive Voltage Control and Equal Current Sharing of Parallel-Connected Buck Converters via Wavelet Neural Network Approximators

Sajjad Shoja-Majidabad¹, Fatemeh Farjami²

¹ Assistant Professor, Department of Electrical Engineering, University of Bonab, Bonab, Iran

² MSc Student, Department of Electrical Engineering, University of Semnan, Semnan, Iran

Abstract:

A parallel connection of Buck converters improves system reliability and efficiency. However, the open circuit fault, load, and supply voltage uncertainties, and interactions among the converters increase the complexity of output voltage control and balanced current sharing. Thus, in this paper, first, a decentralized backstepping sliding mode control strategy is designed to meet such challenges. However, this controller is quite conservative since the uncertainties and interaction bounds are not known. Moreover, the sliding mode based controllers suffer from chattering phenomena which limits the practical applications. Therefore, a decentralized adaptive backstepping control strategy with wavelet neural network approximators is proposed. This strategy reduces the chattering and approximates the uncertainties and interactions by replacing the switching terms with wavelet neural networks. To show the effectiveness of the proposed controller, different numerical simulations have been performed in the presence of reference voltage changes, load, supply voltage variations, and open circuit faults.

Keywords: Paralleled Buck Converters, Decentralized Adaptive Backstepping Control, Interactions, Open Circuit Fault, Wavelet Neural Networks.



This is an open access article under the CC BY-NC-ND/4.0/ License (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).



<http://dx.doi.org/10.22108/isee.2020.118428.1262>

مقاله پژوهشی

کنترل تطبیقی غیرمتمرکز ولتاژ و توزیع متعادل جریان در مبدل‌های باک

موازی به کمک تقریب‌گرهای شبکه عصبی موجک

سجاد شجاع مجیدآباد^{۱*}، فاطمه فرجامی^۲

۱- استادیار، گروه مهندسی برق- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه بناب- بناب- ایران

Shoja.sajjad@ubonab.ac.ir

۲- کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه سمنان- سمنان- ایران

Khaterehfarjami@yahoo.com

چکیده: اتصال موازی مبدل‌های باک باعث افزایش ظرفیت و بهبود قابلیت اطمینان می‌شود؛ اما وجود خطای قطع مبدل، عدم قطعیت‌های بار و ولتاژ تغذیه و تقابل مابین مبدل‌ها، کنترل ولتاژ و توزیع متعادل جریان را در این سیستم‌ها دچار مشکل می‌کند؛ بنابراین، در این مقاله، ابتدا کنترل‌کننده مود لغزشی پسگام بر پایه راهبرد غیرمتمرکز برای مقابله با چالش‌های مذکور طراحی شده است؛ اما به دلیل نامعلوم بودن کران بالای عدم قطعیت و تقابل‌ها، طراحی کنترل‌کننده مود لغزشی به صورت محافظه‌کارانه است. همچنین، کنترل‌کننده مود لغزشی دارای نوسانات ناخواسته زیادی است که عملاً کاربردهای صنعتی آن را محدود می‌سازد؛ بنابراین، کنترل‌کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریب‌گرهای شبکه عصبی موجک به عنوان جایگزین پیشنهاد شده است. مزیت این کنترل‌کننده، کاهش نوسانات ناخواسته و تقریب مؤلفه‌های عدم قطعیت و تقابل به دلیل جایگزین کردن مؤلفه‌های کلیدزنی با شبکه عصبی موجک است. برای نشان‌دادن قابلیت کنترل‌کننده پیشنهادی، شبیه‌سازی‌های عددی در محیط نرم‌افزار MATLAB/Simpower به‌ازای تغییرات ولتاژ مرجع، مقاومت بار و منبع تغذیه و وقوع خطای قطع مبدل‌ها انجام شده‌اند.

واژه‌های کلیدی: مبدل‌های باک موازی، کنترل پسگام تطبیقی غیرمتمرکز، تقابل مابین مبدل‌ها، خطای قطع مبدل، شبکه‌های

عصبی موجک

۱- مقدمه

مبدل‌ها، مبدل کاهنده باک به دلیل خاصیت حداقل - فاز معروف است؛ اما به دلیل حساسیت این مبدل به عدم قطعیت‌های بار که خارج از کانال ورودی‌اند، کنترل این نوع مبدل‌ها امری پیچیده است [۳-۵].

امروزه با اتصال موازی مبدل‌های و اینورترها قابلیت انعطاف و اطمینان سیستم قدرت بهبود می‌یابد. مبدل‌های DC-DC موازی، قابلیت مقیاس‌بندی توان کل را با افزودن مبدل‌های جدید دارند. همچنین، به دلیل اینکه توان هر مبدل از توان کل کمتر است، استرس سیستم در حالت اتصال موازی کاهش می‌یابد [۶]. علاوه بر این، با وجود خرابی برخی مبدل‌ها، سیستم موازی قادر است تغذیه بار را حفظ و وقوع خطا را تحمل کند؛ اما به دلیل وجود عدم قطعیت‌های بار و منبع تغذیه و تقابل مابین مبدل‌ها، کنترل ولتاژ و توزیع متعادل جریان مابین مبدل‌ها امری مشکل

مبدل‌های کلیدزنی DC-DC برای تطبیق سطوح ولتاژ و جریان مابین بارها و منابع استفاده می‌شوند [۱]. در حالت کلی، این مبدل‌ها به سه دسته باک، بوست و باک - بوست تقسیم می‌شوند [۲]. این مبدل‌ها به‌طور گسترده در سیستم‌های فتوولتائیک، پیل‌های سوختی، باتری‌ها، منابع تغذیه کامپیوترها و موبایل‌ها استفاده می‌شوند. از میان این

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۰۵/۰۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۰۹/۳۰

نام نویسنده مسئول: سجاد شجاع مجیدآباد

نشانی نویسنده مسئول: ایران - بناب - دانشگاه بناب- دانشکده فنی و مهندسی

است. بدیهی است توزیع نامتعادل جریان باعث استرس و خرابی یک یا چند مبدل می‌شود [۷].

تا کنون مطالعات متنوعی در زمینه کنترل تک مبدل‌های DC بر پایه روش‌های کنترل خطی و غیرخطی مانند کنترل تناسبی - انتگرالی (PI) دو - حلقه، کنترل مود لغزشی، کنترل پسگام و کنترل تطبیقی [۴-۵ و ۸-۱۲] و الگوریتم‌های بهینه‌سازی [۱۳] انجام شده است؛ اما مطالعات اندکی در زمینه کنترل ولتاژ و تقسیم متعادل جریان بر مبدل‌های DC-DC موازی و ریزشبه‌های DC صورت گرفته است. در مرجع [۶ و ۱۴]، راهبرد کنترل مود لغزشی که رفتار مقاوم دارد، در مقیاس بزرگ بر چندین مبدل باک موازی پیاده‌سازی شده است؛ اما در این طراحی‌ها برای کنترل هر مبدل به دانستن جریان اندوکتانس همه مبدل‌های دیگر نیاز است. همچنین، به‌منظور کاهش نوسانات ناخواسته ناشی از روش مود لغزشی از باندهای هیستریزس استفاده شده است. در مرجع [۱۵]، ولتاژ خروجی چندین مبدل بوست موازی مشابه با کنترل‌کننده PI تنظیم و توزیع متعادل جریان نیز با کنترل‌کننده‌های مود لغزشی انجام می‌شود. در مرجع [۱۶]، روش کنترل پسگام غیرمتمرکز با خاصیت خروجی - ثابت (تعریف تابع انرژی به‌عنوان متغیر جدید) برای کنترل دو مبدل بوست موازی مطرح شده است که یک موتور DC را تغذیه می‌کنند. مزیت روش پسگام نسبت به مود لغزشی، قابلیت آوردن غیرخطی‌ها و عدم قطعیت‌ها در مسیر ورودی است.

از دیدگاه سیستم‌های مقیاس بزرگ، بیشتر کنترل‌کننده‌های پیشنهادشده روی مبدل‌ها و اینورترهای موازی و ریزشبه‌های DC و AC بر مبنای یکی از راهبردهای متمرکز، ارباب - برده، غیرمتمرکز، توزیع‌یافته و ... در قالب بی‌سیم یا باسیم استوارند [۱۷]. پیاده‌سازی راهبرد متمرکز راحت بوده است؛ اما دارای قابلیت اطمینان پایینی است. دلیل این امر، تمرکز همه سیستم کنترل در یک قسمت است که در صورت خرابی آن، کل سیستم دچار مشکل می‌شود. در مرجع [۱۸]، راهبرد کنترل ارباب - برده روی ریزشبه DC پیاده شده است. در این روش کنترل، یک یا چند مبدل تولیدکننده توان به‌عنوان ارباب کار، کنترل ولتاژ را بر عهده می‌گیرد و بقیه مبدل‌ها به‌عنوان برده، وظیفه

کنترل جریان را بر عهده دارند. درخور ذکر است کنترل ارباب - برده نوعی کنترل متمرکز است [۱۹]. فرارفت ولتاژ و وقوع خطا در مبدل ارباب باعث کاهش قابلیت اطمینان این راهبرد کنترل می‌شود. به‌منظور غلبه بر مشکل قابلیت اطمینان پایین روش‌های کنترل متمرکز و ارباب - برده از روش غیرمتمرکز استفاده می‌شود [۲۰]. در واقع اگر یکی از مبدل‌ها در سیستم موازی دچار خرابی شود، عملیات عملکرد موازی برای بقیه مبدل‌ها برقرار است و ادامه می‌یابد. بر حسب اطلاعات نویسنده، بیشتر طراحی‌های انجام‌شده بر پایه راهبرد غیرمتمرکز روی سیستم‌های AC و اینورترها بوده و در زمینه کنترل مبدل‌های DC موازی کار چندانی صورت نگرفته است [۱۶]. با توجه به قابلیت کنترل‌کننده‌های مود لغزشی و مود لغزشی پسگام در مقیاس کوچک و راهبرد کنترل غیرمتمرکز در مقیاس بزرگ، ترکیب این روش‌ها و راهبردها به نتایج خوبی منجر می‌شود که در این تحقیق به آن پرداخته شده است.

مشکل اصلی کنترل‌کننده مود لغزشی پسگام غیرمتمرکز وجود نوسانات ناخواسته و معلوم‌نبودن کران بالای عدم قطعیت‌ها و تقابل مابین زیرسیستم‌ها برای طراحی جملات کلیدزنی است. استفاده از تقریبگرهای تطبیقی، تطبیقی - فازی و تطبیقی - عصبی به جای جملات کلیدزنی یکی از راههای مقابله با مشکلات پیش‌آمده است [۸ و ۱۲]. از جمله شبکه‌های عصبی معروف به‌کاررفته در سیستم‌های کنترل و قدرت، شبکه‌های پرسپترون چند لایه (MLP) [۲۰]، شبکه‌های عصبی بنیادی شعاعی (RBFN) [۲۱] و شبکه‌های عصبی موجک (WNN) [۲۲-۲۴] هستند. با توجه به ترکیب مفهوم تبدیل موجک و شبکه‌های پیشرو، شبکه‌های عصبی موجک غالباً نسبت به شبکه‌های پیشین، قدرت همگرایی سریع‌تر و بالاتری دارند [۲۵]؛ بنابراین، در این مقاله از این نوع شبکه‌های عصبی با تنظیم تطبیقی برای تخمین عدم قطعیت‌ها و تقابل مابین سیستم‌ها استفاده خواهد شد.

با توجه به بحث‌های انجام‌شده، یافته‌های جدید این مقاله به شرح زیر دسته‌بندی می‌شوند:

۱- پیشنهاد کنترل‌کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز برای ردیابی ولتاژ و توزیع متعادل جریان مابین مبدل‌های موازی

با توجه به شرایط زیر که ناشی از اتصال موازی مبدل‌های DC-DC باک است

$$V_{o1} = V_{o2} = \dots = V_{oN} = V_o \quad (2)$$

$$I_{o1} + I_{o2} + \dots + I_{oN} = I_o \quad (3)$$

$$\frac{V_o}{E_i} < 1, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

مدل دینامیکی مبدل i ام به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{cases} I_{oi} = I_{Li} - C_i \frac{dV_o}{dt} \\ \frac{dI_{Li}}{dt} = \frac{r_{Li}}{L_i} I_{Li} + \frac{1}{L_i} V_o - \frac{E_i}{L_i} u_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (5)$$

با جایگزین کردن معادله اول رابطه (۵) در (۳)، معادله کلی سیستم مبدل‌های باک موازی به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{cases} \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C_{eq}} \sum_{i=1}^N I_{Li} - \frac{1}{R_o C_{eq}} V_o \\ \frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{r_{L1}}{L_1} I_{L1} + \frac{1}{L_1} V_o - \frac{E_1}{L_1} u_1 \\ \vdots \\ \frac{dI_{LN}}{dt} = \frac{r_{LN}}{L_N} I_{LN} + \frac{1}{L_N} V_o - \frac{E_N}{L_N} u_N \end{cases} \quad (6)$$

که در آن $I_o = \frac{V_o}{R_o}$ و $C_{eq} = \sum_{i=1}^N C_i$ و جریان بار است.

تبصره ۱: جمله $\frac{1}{C_{eq}} \sum_{i=1}^N I_{Li}$ نشان‌دهنده ترم تقابل مابین زیرسیستم‌ها است که در رابطه اول معادله (۶) نمایان است. واضح است تأثیر جمله تقابل بر معادله ولتاژ سیستم موازی غالب است.

تبصره ۲: بار الکتریکی R_o و ولتاژ تغذیه ورودی E_i دو ترم نامعینی در معادلات ولتاژ و جریان‌اند که در عمل افزایش یا کاهش می‌یابند. مقابله با تغییرات E_i با توجه به در مسیر ورودی u_i بودن راحت است؛ اما مدیریت تغییرات بار با توجه به خارج از مسیر ورودی بودن، امری

در حضور عدم قطعیت‌ها، تقابل مابین زیرسیستم‌ها. همچنین، قابلیت راهبرد طراحی شده به ازای خطای قطع مبدل بررسی شده است. در این حالت، جریان مبدل قطع شده مابین مبدل‌های دیگر، پخش و جریان بار به طور مداوم تأمین می‌شود.

۲- به کارگیری تقریگرهای شبکه عصبی موجک به منظور تخمین هرچه بهتر عدم قطعیت‌ها و تقابل مابین مبدل‌ها. به کارگیری تقریگرهای شبکه عصبی موجک باعث بهبود خطای ردیابی و کاهش نوسانات سیگنال کنترلی می‌شود.

۳- اثبات پایداری سیستم حلقه - بسته شامل کل مبدل‌های موازی به کمک قضیه پایداری لیاپانوف.

در ادامه مقاله، مدل ریاضی مبدل‌های DC-DC باک موازی در بخش ۲ بیان شده است. در بخش ۳، راهبرد کنترل مود لغزشی پسگام غیرمترکز و مزایا و معایب آن مطرح شده‌اند. شبکه‌های عصبی موجک در بخش ۴ شرح داده شده‌اند. در بخش ۵، راهبرد کنترل تطبیقی پسگام غیرمترکز با تقریگرهای شبکه عصبی موجک روی سیستم مبدل‌های موازی طراحی شده است. شبیه‌سازی‌های عددی متنوعی در حالت‌های مختلف روی سه مبدل باک موازی در بخش ۶ انجام شده‌اند. در بخش ۷ نیز نتایج کارهای انجام گرفته جمع‌بندی شده است.

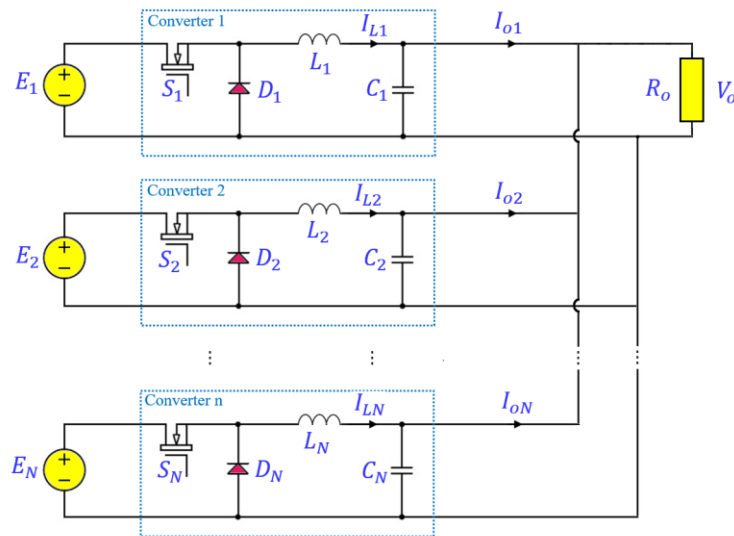
۲- مبدل‌های DC-DC باک موازی

با فرض کلیدزنی ایدئال، دینامیک‌های N مبدل با عملکرد موازی نشان داده شده در شکل ۱ به فرم زیر استخراج می‌شوند [۶ و ۱۴]:

$$\begin{cases} \frac{dV_{oi}}{dt} = \frac{1}{C_i} (I_{Li} - I_{oi}), \quad i = 1, 2, \dots, N \\ \frac{dI_{Li}}{dt} = \frac{1}{L_i} (r_{Li} I_{Li} + V_{oi} - E_i u_i) \end{cases} \quad (1)$$

که در V_{oi} ولتاژ خروجی مبدل باک، I_{Li} جریانی عبوری از سلف، r_{Li} مقاومت داخلی سلف، u_i تابع کلیدزنی، E_i نشان‌دهنده ولتاژ ورودی، L_i و C_i ظرفیت سلف و خازن مبدل i ام هستند.

مشکل است [۲۶-۲۷] و به روش‌های کنترل پیشرفته‌ای مانند روش کنترل پسگام نیاز دارد.



شکل ۱: ساختار مبدل‌های DC-DC باک موازی.

۳- کنترل مود لغزشی پسگام غیرمتمرکز

با فرض نامعلوم بودن جریان مبدل‌های همسایه نسبت به هم و وجود عدم قطعیت ولتاژ تغذیه $E_i = E_{i0} + \Delta E_i$ و بار $R_o = R_{o0} + \Delta R_o$ ، مدل دینامیکی مبدل‌های موازی به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{cases} \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C_{eq}} \sum_{i=1}^N I_{Li} - \frac{1}{R_{o0}C_{eq}} V_o + d_0(t) \\ \frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{r_{L1}}{L_1} I_{L1} + \frac{1}{L_1} V_o - \frac{E_{10}}{L_1} u_1 + d_1(t) \\ \vdots \\ \frac{dI_{LN}}{dt} = \frac{r_{LN}}{L_N} I_{LN} + \frac{1}{L_N} V_o - \frac{E_{N0}}{L_N} u_N + d_N(t) \end{cases} \quad (V)$$

که در آن $d_0(t)$ عدم قطعیت خارج از مسیر ورودی و $d_1(t)$ و ... و $d_N(t)$ تقابل‌های در مسیر ورودی‌ها هستند و به شکل زیر تعریف می‌شوند:

$$d_i(t) = -\frac{\Delta E_i}{L_i} u_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

و $d_0(t)$ تابعی غیرخطی از ΔR_o است که از دو جمله اول بسط مکولرن رابطه تقریبی برای آن نوشته می‌شود. در ادامه، طراحی کنترل کننده مود لغزشی پسگام به صورت

غیرمتمرکز در دو مرحله برای مبدل i ام بیان می‌شود.

در ابتدا، خطای ردیابی ولتاژ و جریان را برای مبدل i ام به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} e_V = V_o - V_{o-ref} \\ e_{Li} = I_{Li} - I_{Li-ref} \end{cases} \quad (9)$$

در عبارت مذکور V_{o-ref} و I_{Li-ref} مقادیر مرجع ولتاژ و جریان‌اند که در ادامه توضیح داده خواهند شد.

مرحله ۱: با مشتق‌گیری از طرفین خطای ردیابی ولتاژ و جایگزینی (V) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{e}_V &= \dot{V}_o - \dot{V}_{o-ref} = \frac{1}{C_{eq}} \sum_{i=1}^N I_{Li} - \frac{1}{R_{o0}C_{eq}} V_o \\ &\quad - \dot{V}_{o-ref} + d_0(t) \end{aligned} \quad (10)$$

با فرض اینکه تقسیم متعادل جریان مابین مبدل‌ها برقرار باشد، داریم: $I_{L1} = I_{L2} = \dots = I_{LN} = I_{Li}$. در عبارت فوق، I_{Li} را می‌توان با $e_{Li} + I_{Li-ref}$ جایگزین کرد:

$$u_i = \frac{L_i}{E_{i0}} \left(\frac{r_{Li}}{L_i} I_{Li} + \frac{1}{C_{eq}} e_V + \frac{1}{L_i} V_o - \dot{I}_{Li-ref} + K_{Li} e_{Li} + K_{Li-sw} \text{sign}(e_{Li}) \right) \quad (18)$$

اکنون برای بررسی پایداری دینامیکی سیستم کلی، تابع لیپانوف زیر پیشنهاد می‌شود:

$$V_I = V_V + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N e_{Li}^2 \quad (19)$$

با مشتق‌گیری از طرفین تابع لیپانوف نسبت به زمان داریم:

$$\dot{V}_I = e_V \dot{e}_V + \sum_{i=1}^N e_{Li} \dot{e}_{Li} = -K_V e_V^2 + \frac{N}{C_{eq}} e_V e_{Li} + e_V (d_0(t) - K_{sw-V} \text{sign}(e_V)) + \sum_{i=1}^N e_{Li} \left(-\frac{1}{C_{eq}} e_V - K_{Li} e_{Li} + d_i(t) - K_{Li-sw} \text{sign}(e_{Li}) \right) \quad (20)$$

با انتخاب $K_{Li-sw} \geq |d_i(t)|$ و $K_{V-sw} \geq |d_0(t)|$ نتیجه می‌گیریم:

$$\dot{V}_I \leq -K_V e_V^2 - \sum_{i=1}^N K_{Li} e_{Li}^2 \quad (21)$$

با فرض ρ که در آن $K_V = K_{I1} = \dots = K_{IN} = \rho$ یکی مقدار مثبت است، داریم:

$$\dot{V}_I \leq -2\rho \left(\frac{1}{2} e_V^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N e_{Li}^2 \right) \quad (22)$$

$$\dot{V}_I \leq -2\rho V_I \quad (23)$$

که پایداری مجانبی حلقه - بسته مبدل‌های موازی تضمین می‌شود.

قضیه ۱: سیستم متشکل از مبدل‌های DC-DC باک موازی (۷) با کنترل‌کنندهٔ مود لغزشی پسگام غیرمتمرکز (۱۲)-(۱۸) پایدار مجانبی بوده است و بنابراین، همگرایی به سمت صفر خطاهای ولتاژ و جریان در مدت زمان محدودی تضمین می‌شود.

با وجود همگرایی مناسب طراحی مذکور، مشکلاتی در عمل ایجاد می‌شوند که عبارت‌اند از:

۱- کران بالای عدم قطعیت‌ها و تقابلی مابین زیرسیستم‌ها ($d_{1i}(t), d_{2i}(t), i=1,2,\dots,N$) معلوم

$$\dot{e}_V = \frac{N}{C_{eq}} e_{Li} + \frac{N}{C_{eq}} I_{Li-ref} - \frac{1}{R_{o0} C_{eq}} V_o - \dot{V}_{o-ref} + d_0(t) \quad (11)$$

در (۱۱)، I_{Li-ref} قانون کنترل مجازی است و به فرم زیر پیشنهاد می‌شود:

$$I_{Li-ref} = \frac{C_{eq}}{N} \left(\frac{1}{R_{o0} C_{eq}} V_o + \dot{V}_{o-ref} - K_V e_V - K_{V-sw} \text{sign}(e_V) \right) \quad (12)$$

در رابطه (۱۲)، K_V و K_{V-sw} بهره کنترل و بهره لغزش‌اند.

برای تضمین همگرایی، تابع لیپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V_V = \frac{1}{2} e_V^2 \quad (13)$$

با مشتق‌گیری از رابطهٔ فوق و جایگذاری (۱۱)، می‌توان نوشت:

$$\dot{V}_V = e_V \dot{e}_V = e_V \left(\frac{N}{C_{eq}} e_{Li} + \frac{N}{C_{eq}} I_{Li-ref} - \frac{1}{R_{o0} C_{eq}} V_o - \dot{V}_{o-ref} + d_0(t) \right) \quad (14)$$

با اعمال قانون کنترل (۱۲) داریم:

$$\dot{V}_V = e_V \left(\frac{N}{C_{eq}} e_{Li} - K_V e_V + d_0(t) - K_{V-sw} \text{sign}(e_V) \right) \quad (15)$$

رابطه فوق به فرم زیر ساده می‌شود:

$$\dot{V}_V = -K_V e_V^2 + \frac{N}{C_{eq}} e_V e_{Li} + e_V (d_0(t) - K_{V-sw} \text{sign}(e_V)) \quad (16)$$

مرحله ۲: در ادامه، با مشتق‌گیری از خطای ردیابی جریان و جایگزینی (۷) داریم:

$$\dot{e}_{Li} = \dot{I}_{Li} - \dot{I}_{Li-ref} = \frac{r_{Li}}{L_i} I_{Li} + \frac{1}{L_i} V_o - \frac{E_{i0}}{L_i} u_i - \dot{I}_{Li-ref} + d_i(t) \quad (17)$$

برای پایدارسازی دینامیک معادله (۱۷)، قانون کنترل زیر پیشنهاد می‌شود:

کنترل تطبیقی غیرمتمرکز ولتاژ و توزیع متعادل جریان در مبدل‌های باک موازی به کمک

تبدیل موجک به دو دسته کلی تبدیل موجک پیوسته CWT^۱ و تبدیل موجک گسسته DWT^۲ تقسیم می‌شود. تبدیل موجک پیوسته تابع $f(t)$ بر حسب تابع موجک مادر $\psi(t) \in L^2(\mathbb{R})$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$W(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi_{a,b}^*(t) dt \quad (27)$$

که در آن $\psi_{a,b}(t)$ تابع موجک دختر، نامیده و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (28)$$

در رابطه (۲۸)، a پارامتر مقیاس، b پارامتر جابه‌جایی، * نشان‌دهنده خاصیت مزدوج مختلط‌اند.

۴-۲- شبکه عصبی موجک

ساختار شبکه WNN شامل m ورودی، یک خروجی و N موجک‌های مادر در شکل ۱ نشان داده شده‌اند. این ساختار شامل چهار لایه زیر است [۲۹-۳۰]:

- ۱- لایه ورودی: این لایه شامل بردار سیگنال‌های ورودی $X = [x_1, x_2, \dots, x_m]^T$ با ابعاد $m \times 1$ است.
- ۲- لایه مخفی یا لایه موجک مادر: در این لایه به کمک جابه‌جایی c_{ij} و تغییر مقیاس σ_{ij} روی موجک مادر $\psi(\bullet)$ ، قسمتی از شبکه ساخته می‌شود.
- ۳- لایه ضرب‌کننده: در این قسمت M موجک چندبعدی $\Psi_j(X)$ از ضرب m موجک اسکالر به دست می‌آید ($j = 1, 2, \dots, M$).

۴- لایه خروجی: در واقع همان خروجی d_{WNN} شبکه WNN است که از ضرب ماتریس‌های W و V در ماتریس موجک‌های چندبعدی $\Psi(X)$ و ورودی X به‌علاوه مقدار بایاس b به دست می‌آید.

نیست. انتخاب مقادیر بزرگ برای بهره‌های کنترل K_V ، K_{Li} و بهره‌های لغزش K_{sw-V} ، K_{sw-Li} باعث رفع این مشکل می‌شود؛ اما این انتخاب به نوعی محافظه‌کارانه است و باعث افزایش نوسانات ناخواسته خواهد شد.

۲- برای کاهش اثر تقابل و عدم قطعیت خارج از کانال‌های ورودی $d_0(t)$ ، اعمال ترم کلیدزنی $K_{sw-V} \text{sign}(e_V)$ ضروری است؛ اما وجود ترم کلیدزنی در قانون کنترل مجازی به نوسانی و گسسته‌شدن سیگنال مرجع I_{Li-ref} منجر می‌شود که این امر باعث اعمال نوسانات جریان بیشتری به سیستم خواهد شد.

۴- شبکه‌های عصبی موجک

در این بخش، خلاصه‌ای از مفاهیم و ویژگی‌های تبدیل موجک WT^۳ و شبکه‌های عصبی موجک WNN بیان می‌شود. برای راحتی، تبدیل موجک تک‌بعدی بررسی خواهد شد.

۴-۱- تبدیل موجک

اگر در شرایط زیر صدق کند، تابع $\psi(\bullet)$ جزو توابع موجک دسته‌بندی می‌شود [۲۸]:

۱- انتگرال تابع $\psi(\bullet)$ صفر است:

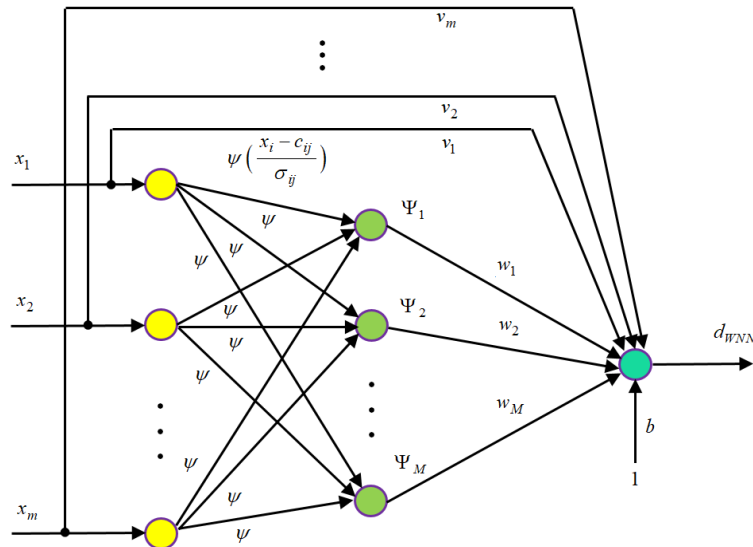
$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(u) du = 0 \quad (24)$$

۲- انتگرال مربع تابع $\psi(\bullet)$ مقدار واحد است:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi^2(u) du = 1 \quad (25)$$

۳- تابع $\psi(\bullet)$ دارای شرط مقبولیت برای بازسازی سیگنال از روی تبدیل موجک است.

$$C_\psi = \int_0^\infty \frac{|\psi(u)|^2}{u} du, \quad 0 < C_\psi < \infty \quad (26)$$



شکل ۲: ساختار شبکه عصبی موجک.

هستند.

توابع زیر به عنوان موجک مادر در شبکه WNN به کار برده می شوند [۲۹-۳۰]:

۱- تابع کلاه - مکزیکی

$$\psi(z_{ij}) = -z_{ij} e^{-\frac{1}{2}z_{ij}^2} \quad (33)$$

۲- تابع مشتق اول گوسی

$$\psi(z_{ij}) = (1 - z_{ij}^2) e^{-\frac{1}{2}z_{ij}^2} \quad (34)$$

۳- تابع موجک - مورلت

$$\psi(z_{ij}) = \cos(\omega_0 z_{ij}) e^{-\frac{1}{2}z_{ij}^2} \quad (35)$$

در این مقاله، تابع کلاه - مکزیکی، موجک مادر در نظر گرفته شده است.

تبصره ۳: جمله آخر رابطه (۲۹) به منظور افزایش قابلیت شبکه WNN در تقریب توابع افزوده می شود. در صورت نیازنداشتن می توان این جمله را حذف کرد ($V=0$).

۵- کنترل پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریبگرهای شبکه عصبی موجک

چون عدم قطعیت های $d_0(t)$ و $d_i(t)$ نامعلوم اند، آنها با شبکه های WNN $d_{WNN0}(X)$ و $d_{WNNi}(X)$ جایگزین می شوند:

در نتیجه، رابطه مابین ورودی ها و خروجی شبکه WNN نشان داده شده در شکل ۲ به صورت زیر به دست می آید:

$$d_{WNN}(X) = b + \sum_{j=1}^M w_j \Psi_j(X) + \sum_{i=1}^m v_i x_i \quad (29)$$

در عبارت فوق، $\Psi_j(X)$ عبارت است از:

$$\Psi_j(X) = \prod_{i=1}^m \psi(z_{ij}) \quad (30)$$

در رابطه فوق، ψ تابع موجک مادر و z_{ij} متغیر واسطاند که به فرم زیر تعریف می شوند:

$$z_{ij} = \frac{x_i - c_{ij}}{\sigma_{ij}} \quad (31)$$

رابطه (۲۹) به فرم برداری زیر نمایش داده می شود:

$$\begin{aligned} d_{WNN}(X) &= b + W^T \Psi(X, C, \sigma) + V^T X \\ &= \begin{bmatrix} b & W^T & V^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \Psi(X, C, \sigma) \\ X \end{bmatrix} \\ &= \Omega^T \delta(X, C, \sigma) \end{aligned} \quad (32)$$

در عبارت فوق $X = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_m]^T$

$$W = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T, \quad V = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_m]^T$$

C و σ ماتریس های ضرایب جابه جایی و تغییر مقیاس،

$$\delta(X, C, \sigma) = \begin{bmatrix} 1 \\ \Psi \\ X \end{bmatrix} \quad \text{و} \quad \Omega^T = \begin{bmatrix} b & W^T & V^T \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_V &= e_V \dot{e}_V - \frac{1}{\gamma_0} \tilde{\Omega}_0^T \dot{\tilde{\Omega}}_0 \\ &= e_V \left(\frac{N}{C_{eq}} e_{li} + \frac{N}{C_{eq}} I_{Li-ref} - \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{R_{o0} C_{eq}} V_o - \dot{V}_{o-ref} + \Omega_0^T \delta_0(V_o) + \varepsilon_0 \right) \end{aligned} \quad (42)$$

با جایگزینی قانون کنترل مجازی (۳۷) در (۴۲) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_V &= -K_V e_V^2 + \frac{N}{C_{eq}} e_V e_{li} + e_V \tilde{\Omega}_0^T \delta_0(V_o) \\ &\quad - \frac{1}{\gamma_0} \tilde{\Omega}_0^T \dot{\tilde{\Omega}}_0 + e_V (\varepsilon_0 - \rho_0) \end{aligned} \quad (43)$$

رابطه فوق به شکل زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}_V &= -K_V e_V^2 + \frac{N}{C_{eq}} e_V e_{li} + \\ &\quad \tilde{\Omega}_0^T \left(e_V \delta_0(V_o) - \frac{1}{\gamma_0} \dot{\tilde{\Omega}}_0 \right) + e_V (\varepsilon_0 - \rho_0) \end{aligned} \quad (44)$$

با انتخاب قانون تطبیق زیر

$$\dot{\tilde{\Omega}}_0 = \gamma_0 e_V \delta_0(V_o) \quad (45)$$

رابطه (۴۴) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\dot{V}_V = -K_V e_V^2 + \frac{N}{C_{eq}} e_V e_{li} + e_V (\varepsilon_0 - \rho_0) \quad (46)$$

در مرحله ۲، تابع کاندیدای لیپانوف برای دینامیک خطای جریان به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V_I = V_V + \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{2} e_{li}^2 + \frac{1}{2\gamma_i} (\Omega_i - \hat{\Omega}_i)^T (\Omega_i - \hat{\Omega}_i) \right) \quad (47)$$

که در آن $\gamma_i > 0$ نرخ تطبیق مبدل i نامیده می‌شود. با مشتق‌گیری و به‌کارگیری روابط (۳۸)، (۴۶) و

$$\dot{\tilde{\Omega}}_i = \Omega_i - \dot{\hat{\Omega}}_i \quad \text{داریم:}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_I &= -K_V e_V^2 + \frac{N}{C_{eq}} e_V e_{li} + e_V (\varepsilon_0 - \rho_0) + \sum_{i=1}^N \left(e_{li} \left(\frac{r_{Li}}{L_i} I_{Li} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{1}{L_i} V_o - \frac{E_{i0}}{L_i} u_i - \dot{I}_{Li-ref} + \Omega_i^T \delta_i(V_o, I_{Li}) + \varepsilon_i \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\Omega}_i^T \dot{\tilde{\Omega}}_i \right) \end{aligned} \quad (48)$$

جایگزینی قانون کنترل (۴۰)، عبارت زیر را نتیجه

$$\begin{cases} \frac{dV_o}{dt} = \frac{1}{C_{eq}} \sum_{i=1}^N I_{Li} - \frac{1}{R_{o0} C_{eq}} V_o + d_{WNN0}(V_o) + \varepsilon_0 \\ \frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{r_{L1}}{L_1} I_{L1} + \frac{1}{L_1} V_o - \frac{E_{10}}{L_1} u_1 + d_{WNN1}(V_o) + \varepsilon_1 \\ \vdots \\ \frac{dI_{LN}}{dt} = \frac{r_{LN}}{L_N} I_{LN} + \frac{1}{L_N} V_o - \frac{E_{N0}}{L_N} u_N + d_{WNNN}(V_o) + \varepsilon_N \end{cases} \quad (36)$$

ε_0 و ε_1 و ... و ε_N خطاهای تخمین شبکه عصبی موجب هستند.

حال به کمک تعاریف خطای ردیابی ولتاژ و جریان (۹) برای N مبدل موازی، دینامیک‌های خطاها به فرم زیر استخراج می‌شوند:

$$\dot{e}_V = \frac{N}{C_{eq}} e_{li} + \frac{N}{C_{eq}} I_{Li-ref} - \frac{1}{R_{o0} C_{eq}} V_o - \dot{V}_{o-ref} + \Omega_0^T \delta_0(V_o) + \varepsilon_0 \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_{li} &= \frac{r_{Li}}{L_i} I_{Li} + \frac{1}{L_i} V_o - \frac{E_{i0}}{L_i} u_i - \dot{I}_{Li-ref} \\ &\quad + \Omega_i^T \delta_i(V_o, I_{Li}) + \varepsilon_i \end{aligned} \quad (38)$$

با جایگزینی تقریبگرهای WNN به جای جملات کلیدزنی در روابط (۱۲) و (۱۸)، قوانین کنترل مجازی و حقیقی به صورت زیر پیشنهاد می‌شوند:

$$I_{Li-ref} = \frac{C_{eq}}{N} \left(\frac{1}{R_{o0} C_{eq}} V_o + \dot{V}_{o-ref} - K_V e_V - \tilde{\Omega}_0^T \delta_0(V_o) - \rho_0 \right) \quad (39)$$

$$u_i = \frac{L_i}{E_{i0}} \left(\frac{r_{Li}}{L_i} I_{Li} + \frac{1}{C_{eq}} e_{Vi} + \frac{1}{L_i} V_o - \dot{I}_{Li-ref} + K_{li} e_{li} + \tilde{\Omega}_i^T \delta_i(V_o, I_{Li}) + \rho_i \right) \quad (40)$$

در قوانین کنترل مذکور ρ_0 و ρ_i ترم‌های مقاوم برای جبران خطاهای تخمین هستند.

برای تعیین قوانین تطبیق در مرحله ۱، تابع کاندیدای لیپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V_V = \frac{1}{2} e_V^2 + \frac{1}{2\gamma_0} (\Omega_0 - \hat{\Omega}_0)^T (\Omega_0 - \hat{\Omega}_0) \quad (41)$$

که در آن $\gamma_0 > 0$ نرخ تطبیق نامیده می‌شود. با مشتق‌گیری از رابطه فوق و جایگزینی (۳۷) و

$$\dot{\tilde{\Omega}}_0 = \Omega_0 - \dot{\hat{\Omega}}_0 \quad \text{می‌توان نوشت:}$$

$$\dot{V}_I = -K_V e_V^2 - \sum_{i=1}^N (K_{Ii} e_{Ii}^2) + e_V (\varepsilon_0 - \rho_0) - \sum_{i=1}^N e_{Ii} (\varepsilon_i - \rho_i) \quad (52)$$

با انتخاب $\rho_i = K_{\rho_i} \text{sign}(e_i)$ و $\rho_0 = K_{\rho_0} \text{sign}(e_V)$ با بهره‌های K_{ρ_i} و K_{ρ_0} به اندازه کافی بزرگ داریم $\dot{V}_I \leq 0$. با بهره‌گیری از لم باربالات نیز محدودیت پارامترهای تطبیق و همگرایی به سمت صفر e_V و e_{Ii} تضمین می‌شود؛ بنابراین، پایداری N مبدل موازی تضمین می‌شود.

ساختار سیستم کنترل حلقه - بسته در شکل ۳ نشان داده شده است. حلقه بیرونی، وظیفه کنترل ولتاژ بار و حلقه‌های داخلی وظیفه کنترل جریان مبدل‌ها را بر عهده دارند. مقدار جریان هر مبدل با جریان مرجع (قانون کنترل مجازی) مقایسه و به کنترل‌کننده‌های جریان تزریق می‌شود.

می‌دهد:

$$\dot{V}_I = -K_V e_V^2 + \frac{N}{C_{eq}} e_V e_{Ii} + e_V (\varepsilon_0 - \rho_0) + \sum_{i=1}^N \left(-\frac{1}{C_{eq}} e_V e_{Ii} - K_{Ii} e_{Ii}^2 + e_{Ii} \tilde{\Omega}_i^T \delta_i(V_o, I_{Li}) + e_{Ii} (\varepsilon_i - \rho_i) - \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\Omega}_i^T \dot{\tilde{\Omega}}_i \right) \quad (49)$$

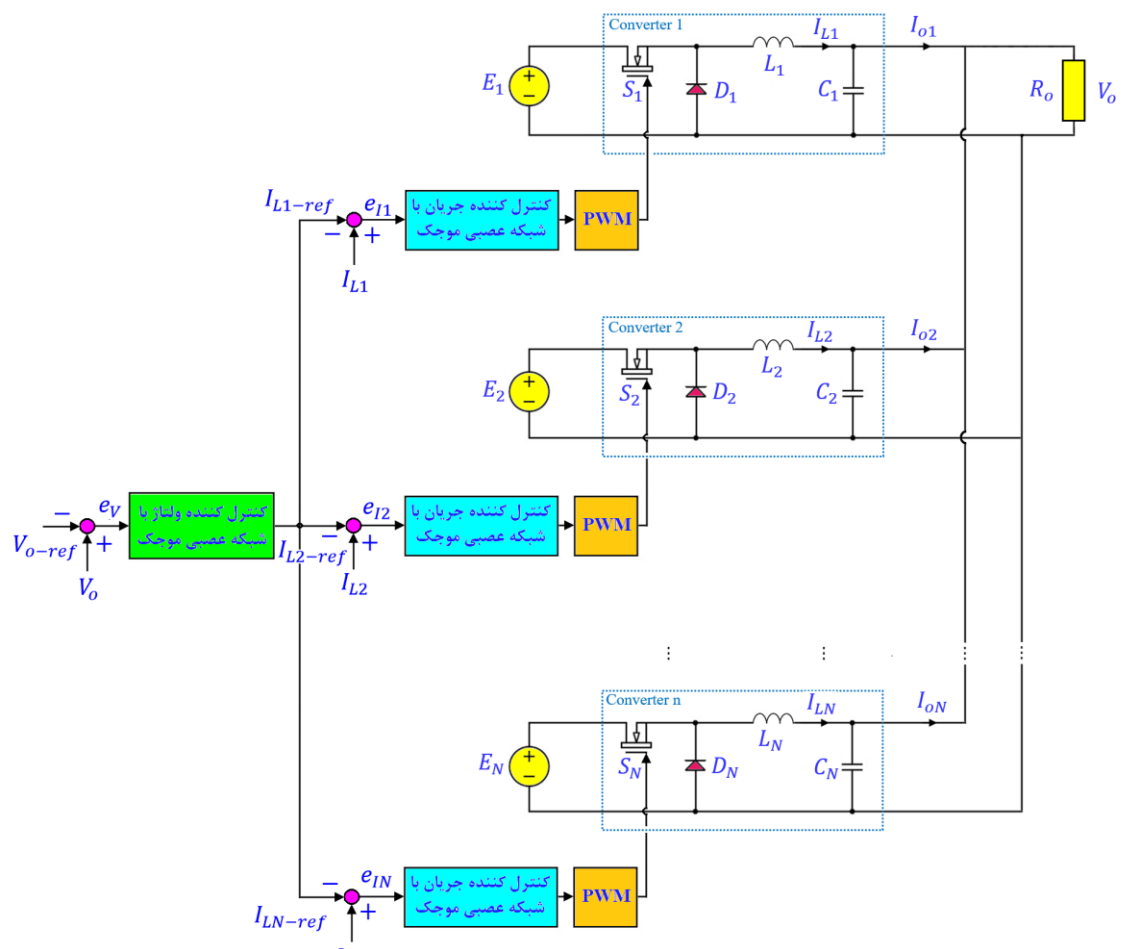
به عبارت دیگر:

$$\dot{V}_I = -K_V e_V^2 - \sum_{i=1}^N (K_{Ii} e_{Ii}^2) + e_V (\varepsilon_i - \rho_i) + \sum_{i=1}^N \left(\left(\tilde{\Omega}_i^T e_{Ii} \delta_i(V_o, I_{Li}) - \frac{1}{\gamma_i} \dot{\tilde{\Omega}}_i \right) + e_{Ii} (\varepsilon_i - \rho_i) \right) \quad (50)$$

با پیشنهاد قانون تطبیق زیر

$$\dot{\tilde{\Omega}}_i = \gamma_i e_{Ii} \delta_i(V_o, I_{Li}) \quad (51)$$

رابطه زیر نتیجه می‌شود:



شکل ۳: ساختار سیستم کنترل حلقه - بسته.

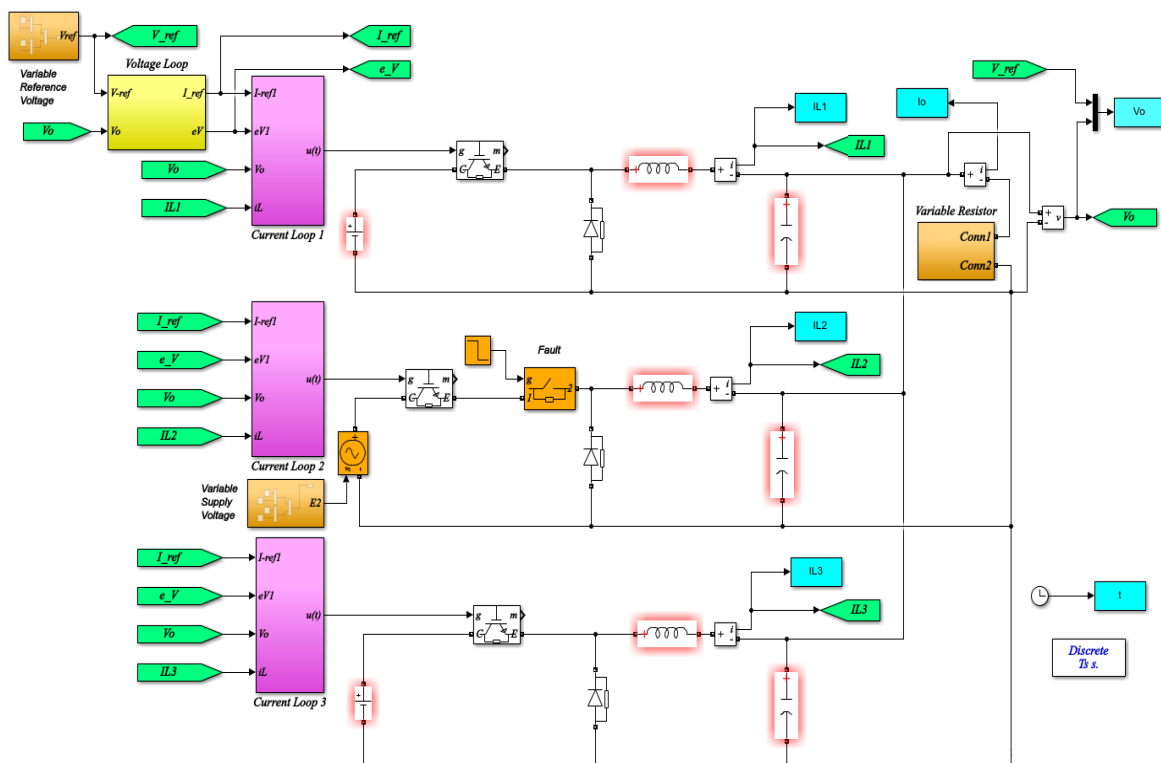
قضیه ۲: سیستم متشکل از مبدل‌های DC-DC باک موازی (V) $i=1,2,\dots,N$ با کنترل‌کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز (۳۹)–(۴۰) و قوانین تطبیق (۴۵)–(۵۱) پایدار است و همگرایی صفر خطاهای ولتاژ و جریان را تضمین می‌کند.

تبصره ۴: با توجه به قابلیت شبکه عصبی موجک در تقریب جملات نامعلوم، از خطاهای تخمین ϵ_0 و ϵ_i و در نتیجه، اعمال جملات مقاوم ρ_0 و ρ_i صرف‌نظر می‌شود. در این حالت، همگرایی در محدوده همسایگی مبدأ خواهد بود.

تبصره ۵: برای داشتن تقریب با دقت بسیار بالا پارامترهای C و σ نیز تنظیم می‌شوند؛ اما با توجه به اینکه تنظیم این دو مورد، حجم محاسبات کنترل‌کننده را افزایش می‌دهند، به تنظیم پارامترهای b ، V و W اکتفا می‌شود.

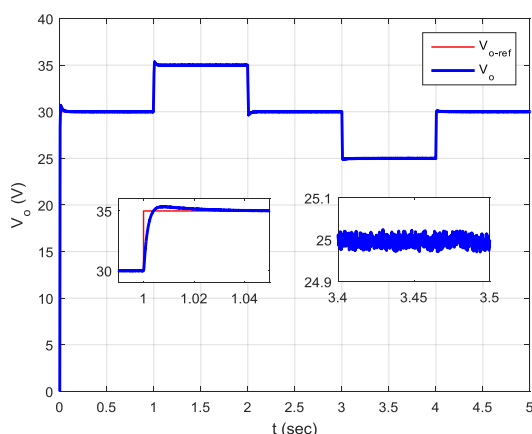
۶- تحلیل و شبیه‌سازی

در این بخش، راهبرد کنترل پیشنهادی روی مبدل‌های باک موازی متشکل از ۳ مبدل در محیط

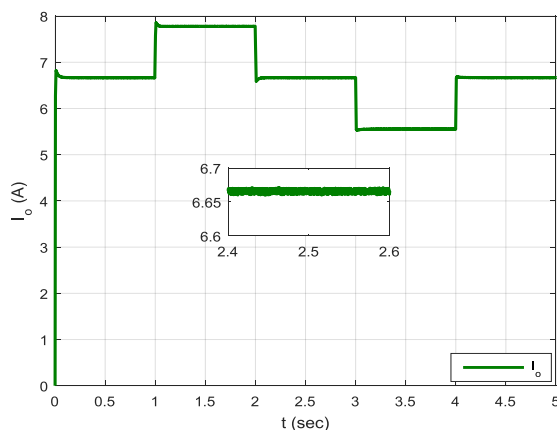


شکل ۴: ساختار سیستم کنترل حلقه - بسته در محیط MATLAB

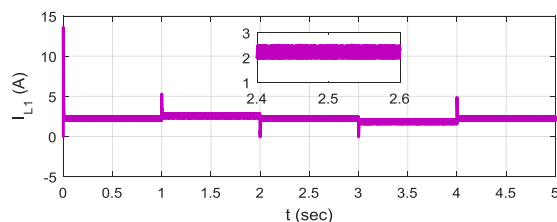
ولتاژ V_o جریان I_o نیز افزایش (کاهش) می‌یابد. تقسیم مساوی جریان در مبدل‌ها در شکل (۵) ج نشان داده شده است؛ به طوری که جریان هر سه مبدل باک برابرند. درخور ذکر است به‌ازای تغییرات سریع ولتاژ مرجع (ورودی مربعی) در مبدل‌های موازی، مقدار کمی فرجه‌ش ولتاژ وجود دارد که می‌توان آن را با تغییر پارامترهای کنترلی کم کرد؛ ولی این امر ممکن است در پاسخ حالت ماندگار تأثیر منفی داشته باشد؛ اما به دلیل گذرابودن پاسخ از آن صرف‌نظر می‌شود.



الف) ولتاژ خروجی ۳ مبدل باک موازی.



ب) جریان بار ۳ مبدل باک موازی.



ب) جریان بار ۳ مبدل باک موازی.

جدول ۱: پارامترهای مبدل‌های باک موازی.

مقدار	نماد	پارامترها
2mH	$L_1 = L_2 = L_3$	اندوکتانس
840μF	$C_1 = C_2 = C_3$	خازن
60V	$E_1 = E_2 = E_3$	منبع تغذیه
4.5Ω	R_o	مقاومت بار
50kHz	f_{sw}	فرکانس کلیدزنی
100kHz	f_s	فرکانس شبیه‌سازی

جدول ۲: پارامترهای کنترل‌کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با

تقریبگر شبکه عصبی موجک.

مقدار	نماد
2000	K_V
100000	$K_{I1} = K_{I2} = K_{I3}$
0.001	$\gamma_{11} = \gamma_{12} = \gamma_{13}$
0.01	$\gamma_{21} = \gamma_{22} = \gamma_{23}$
5	M
0.5	σ

برای بررسی کارایی راهبرد کنترل‌کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریبگر شبکه عصبی موجک پیشنهادی شش حالت شبیه‌سازی در نظر گرفته شده است. ردیابی مقاوم ولتاژ مرجع و توزیع متعادل جریان در همه حالت‌ها متصور خواهد بود:

حالت ۱ (ردیابی ولتاژ مرجع): برای بررسی قابلیت ردیابی ولتاژ سیستم مبدل‌های باک موازی، ولتاژ مرجع به‌صورت زیر تغییر می‌کند:

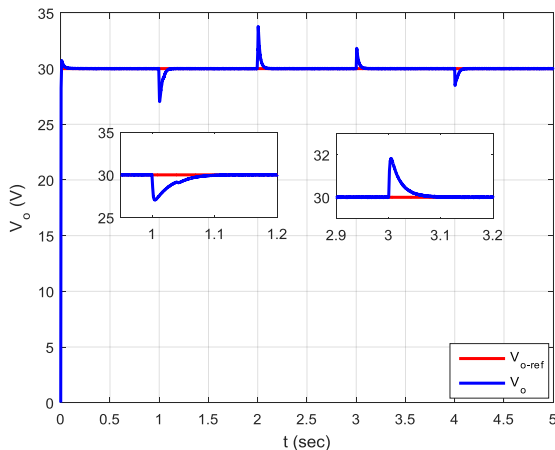
$$V_{o-ref} = \begin{cases} 30+5 & 1 \leq t < 2 \\ 30-5 & 3 \leq t < 4 \\ 30 & o.w \end{cases} \quad (53)$$

ولتاژ خروجی، جریان بار و جریان هر مبدل به‌ترتیب در شکل (۵) الف، ب و ج نشان داده شده‌اند. برای نمایش جزئیات بیشتر، بزرگ‌نمایی‌های مناسبی در شکل‌ها ارائه شده‌اند. در شکل (۵) الف، ردیابی مطلوب ولتاژ به‌ازای انحرافات مثبت و منفی مقدار مرجع از ۳۰ ولت نمایش داده شده است. در واقع، جملات تطبیقی بر پایه شبکه‌های عصبی موجک در ردیابی مطلوب خروجی بسیار مؤثر عمل می‌کنند. شکل (۵) ب نیز با توجه به قانون اهم از تغییرات ولتاژ تبعیت می‌کند؛ به نحوی که به‌ازای افزایش (کاهش)

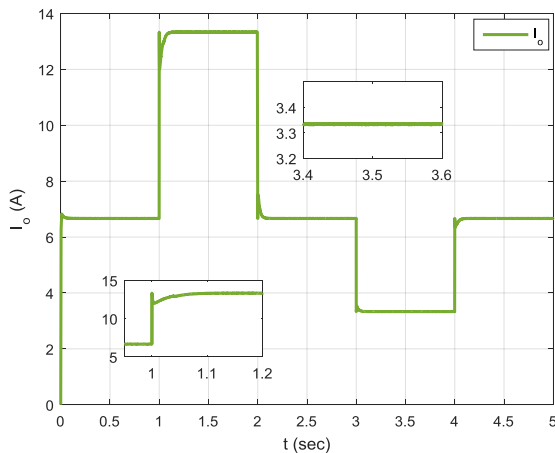
$$R_o = \begin{cases} 0.5 \times 4.5 & 1 \leq t < 2 \\ 2 \times 4.5 & 3 \leq t < 4 \\ 4.5 & o.w \end{cases} \quad (54)$$

در بازه $1 \leq t < 2$ مقاومت R_o نصف و در بازه $3 \leq t < 4$ دو برابر شده است.

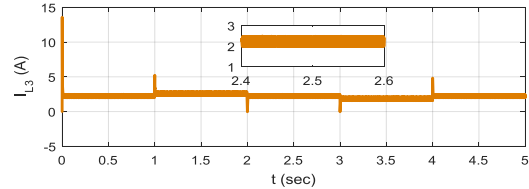
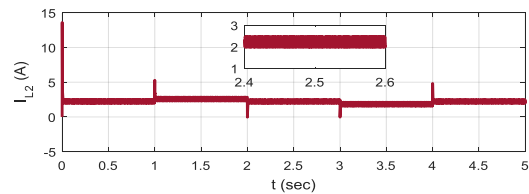
شکل ۷ الف، ولتاژ بار مبدل‌های باک موازی را نشان می‌دهد که با وجود تغییرات شدید مقاومت، راهبرد کنترلی، عملکرد مطلوبی در تنظیم ولتاژ خروجی دارد. درخور ذکر است جملات تطبیقی بر پایه شبکه عصبی موجک نقش مهمی در بازگرداندن ولتاژ بار به مقدار مرجع با وجود عدم قطعیت مقاومت دارند. شکل ۷ ب، تغییرات جریان بار را بر حسب عکس تغییرات مقاومت نشان می‌دهد. با کاهش (افزایش) مقاومت R_o جریان I_o افزایش (کاهش) می‌یابد. درنهایت، تقسیم مساوی جریان در مبدل‌ها در شکل ۷ ج، نشان داده شده است. در همه حالات از تغییرات مقاومت، جریان مبدل‌ها برابر و متعادل‌اند.



الف) ولتاژ خروجی ۳ مبدل باک موازی.



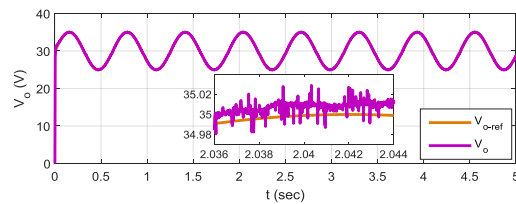
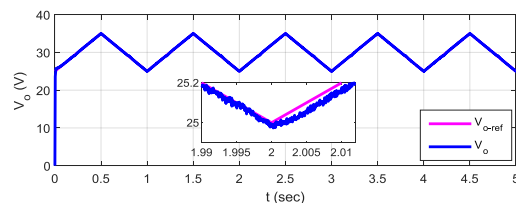
ب) جریان بار ۳ مبدل باک موازی.



ج) جریان اندوکتانس‌های ۳ مبدل باک موازی.

شکل ۵: پاسخ سیستم تحت کنترل کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریگر شبکه عصبی موجک به‌ازای تغییرات ولتاژ مرجع.

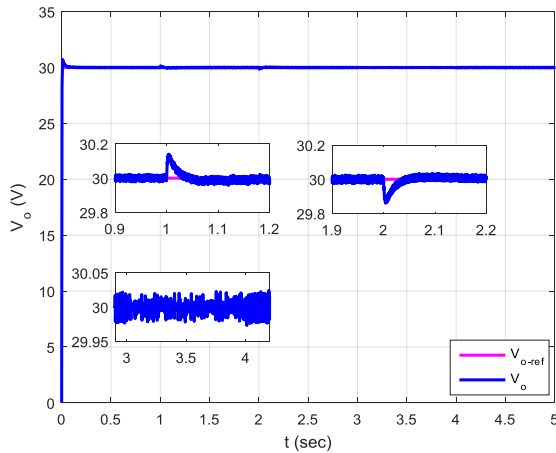
در ادامه برای بررسی بیشتر قابلیت ردیابی کنترل‌کننده پیشنهادی، ولتاژ خروجی به‌ازای ورودی‌های مثلثی و سینوسی در شکل ۶ نمایش داده شده است. ردیابی ولتاژ به‌نحو مطلوبی برای هر دو نوع ورودی رؤیت‌پذیر است. با توجه به نرم‌تر بودن ورودی‌های مثلثی و سینوسی نسبت به ورودی مربعی، طبیعی است جریان سلف‌ها نیز نرم‌تر از حالت قبل است.



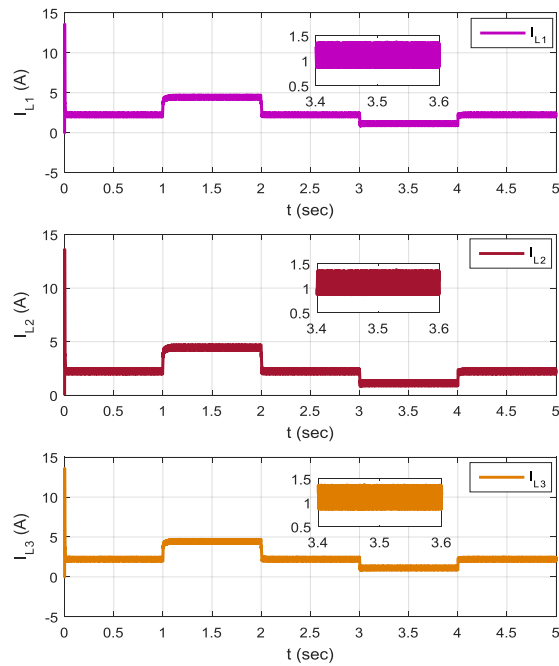
شکل ۶: پاسخ سیستم تحت کنترل کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریگر شبکه عصبی موجک به‌ازای تغییرات ولتاژ مرجع (مثلثی و سینوسی).

حالت ۲ (تغییر مقاومت بار): با توجه به اینکه در غالب سیستم‌های قدرت با تغییر بار مواجه هستیم، باید تلاش شود تا حد ممکن ولتاژ خروجی نسبت به این تغییرات مقاوم باشد. برای نمایش رفتار مقاوم راهبرد کنترل پیشنهادی، مقاومت بار به‌صورت زیر تغییر می‌کند:

ولتاژ خروجی نشان داده شده است. تقسیم مساوی جریان در مبدل‌ها در شکل ۸) ج نشان داده شده است. در لحظات گذرای تغییر ولتاژ E_2 ، تعادل جریان مبدل‌ها به هم می‌خورد؛ اما بلافاصله این تعادل با کنترل‌کننده‌های جریان بازیابی می‌شود.

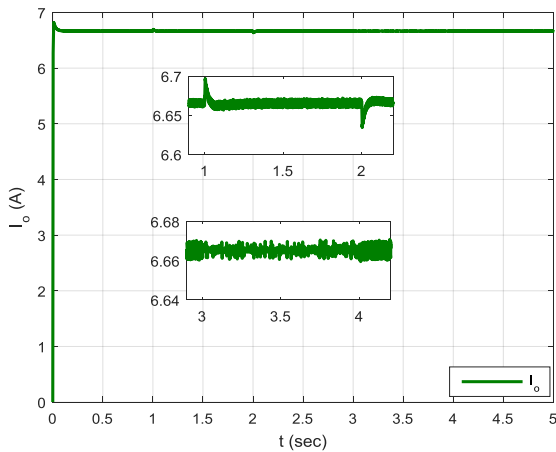


الف) ولتاژ خروجی ۳ مبدل باک موازی.



ج) جریان اندوکتانس‌های ۳ مبدل باک موازی.

شکل ۷: پاسخ سیستم تحت کنترل‌کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریبگر شبکه عصبی موجک به‌ازای تغییرات مقاومت بار.



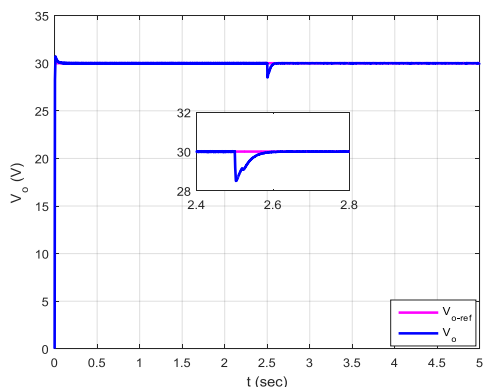
ب) جریان بار ۳ مبدل باک موازی.

حالت ۳ (تغییر ولتاژ تغذیه): در برخی از سیستم‌های تولید پراکنده، فتوولتائیک و پیل‌های سوختی متصل به مبدل‌ها و اینورترها با پدیده تغییر ولتاژ تولیدی مواجه هستیم؛ بنابراین، کنترل‌کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریبگر شبکه عصبی موجک باید نسبت به این تغییرات مقاوم باشد. برای تست این قابلیت، ولتاژ تغذیه مبدل دوم به‌صورت زیر تغییر می‌کند:

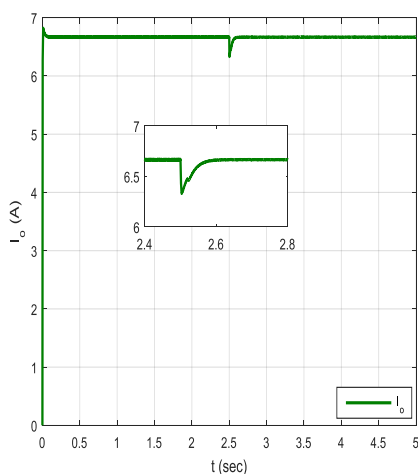
$$E_2 = \begin{cases} 60+30 & 1 \leq t < 2 \\ 60-20 & 3 \leq t < 4 \\ 60 & o.w \end{cases} \quad (55)$$

شکل ۸) الف، ولتاژ بار مبدل‌های باک موازی را نشان می‌دهد که با وجود تغییرات منبع تغذیه، کنترل‌کننده عملکرد مطلوبی در تنظیم ولتاژ خروجی دارد و انحراف ولتاژ بار از مقدار مرجع ناچیز است. باید توجه داشت جملات تطبیقی بر پایه شبکه عصبی موجک، نقش مهمی در جبران‌سازی ولتاژ بار با وجود عدم قطعیت ولتاژ دارند.

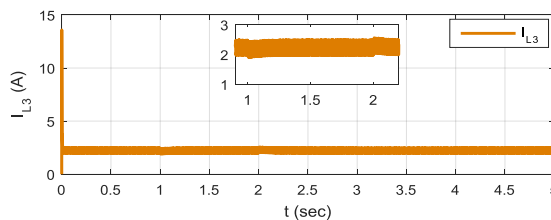
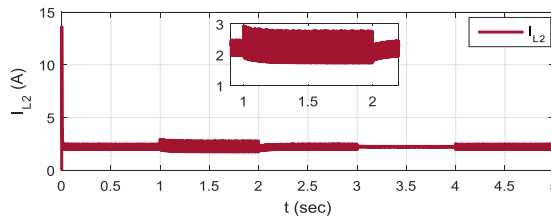
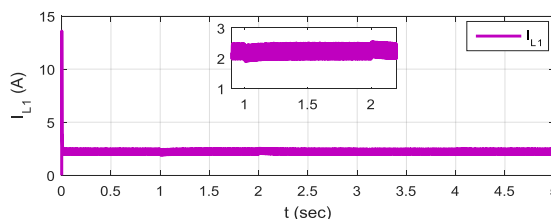
در شکل ۸) ب، تغییرات جریان بار بر حسب تغییرات



الف) ولتاژ خروجی ۳ مبدل باک موازی.



ب) جریان بار ۳ مبدل باک موازی.

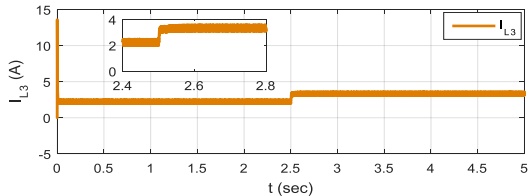
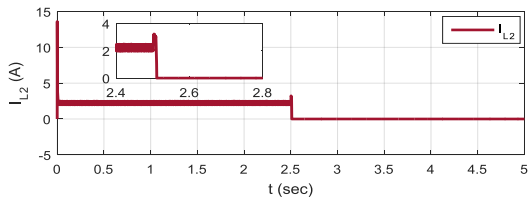
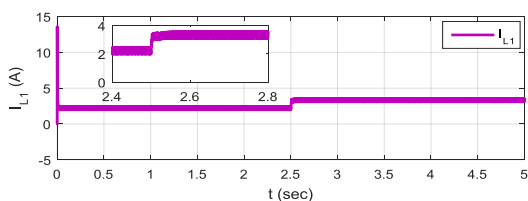


ج) جریان اندوکتانس‌های ۳ مبدل باک موازی.

شکل ۸: پاسخ سیستم تحت کنترل کنندهٔ پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریبگر شبکهٔ عصبی موجک به‌ازای تغییرات ولتاژ تغذیه.

حالت ۴ (وقوع خطای قطعی در یکی از مبدل‌ها): در این قسمت، قابلیت‌های راهبرد کنترل پیشنهادی در حفظ سطح ولتاژ و تقسیم متعادل جریان در صورت وقوع خطای قطعی در یک یا چند مبدل بررسی می‌شود. بدین منظور مبدل دوم در $t = 2.5 \text{ sec}$ از مدار جدا می‌شود.

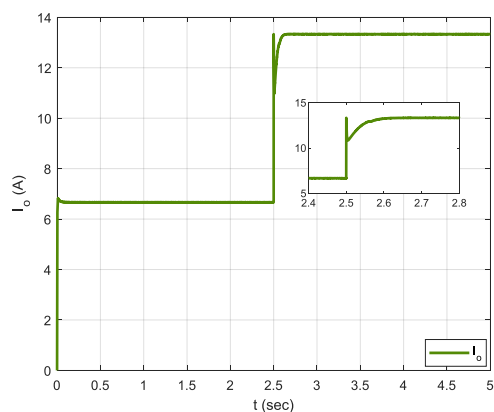
در شکل ۹ الف، ولتاژ خروجی سیستم نشان داده شده است. با توجه به جدا شدن مبدل دوم از مدار ولتاژ به‌صورت لحظه‌ای دچار افت می‌شود؛ اما به‌سرعت جبران می‌شود. تغییرات جریان بار نیز در شکل ۹ ب نمایش داده شده که متناظر با تغییرات ولتاژ خروجی است. درنهایت در شکل ۹ ج، تقسیم متعادل جریان مابین سه مبدل تا لحظه $t = 2.5 \text{ sec}$ نمایش داده شده است؛ اما بعد از قطع مبدل دوم، جریان به‌طور مساوی مابین دو مبدل باقی‌مانده تقسیم می‌شود که همین امر باعث افزایش جریان اندوکتانس مبدل‌ها می‌شود. با وجود این، توان بار به‌طور مستمر تأمین می‌شود.



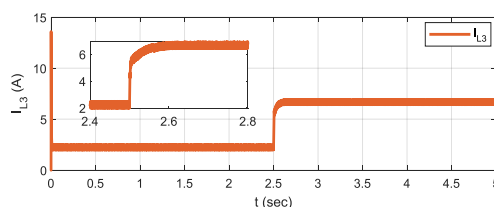
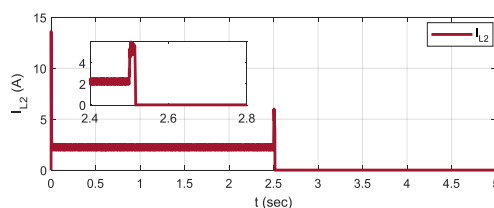
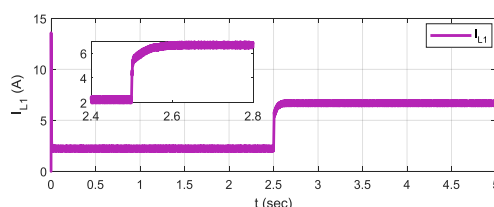
ج) جریان اندوکتانس‌های ۳ مبدل باک موازی.

شکل ۹: پاسخ سیستم تحت کنترل کنندهٔ پسگام تطبیقی

غیرمتمرکز با تقریبگر شبکهٔ عصبی موجک به‌ازای خطای قطع مبدل.



(ب) جریان بار ۳ مبدل باک موازی.



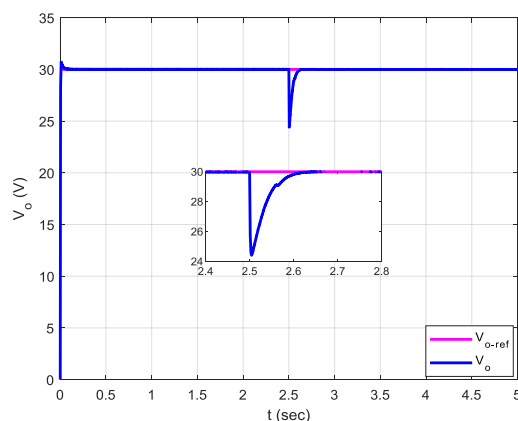
(ج) جریان اندوکتانس‌های ۳ مبدل باک موازی.

شکل ۱۰: پاسخ سیستم تحت کنترل‌کننده پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریبگر شبکه عصبی موجک به‌ازای خطای قطع مبدل، تغییرات مقاومت و ولتاژ تغذیه در یک لحظه

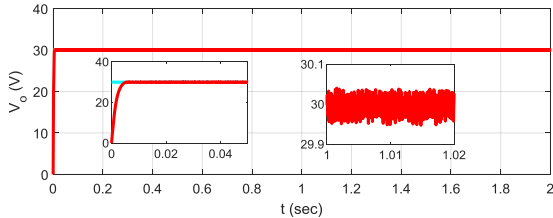
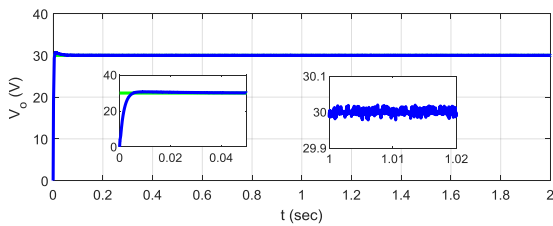
حالت ۵ (مقایسه با روش مود لغزشی پسگام غیرمتمرکز): در این بخش، به‌منظور بررسی مزایا و معایب کنترل‌کننده مقاوم پیشنهادی، مطالعات مقایسه‌ای با جایگزینی شبکه‌های عصبی موجک با توابع علامت sign انجام شده است [۳۱]. ضرایب توابع علامت، مطابق جدول ۳ انتخاب شده‌اند. برای داشتن مقایسه منصفانه، همه پارامترهای مشترک یکسان انتخاب شده‌اند.

در ادامه، برای بررسی قابلیت کنترل‌کننده در بدترین شرایط، خطای قطعی مبدل، تغییرات بار و ولتاژ تغذیه در لحظه $t = 2.5 \text{ sec}$ اعمال شده‌اند.

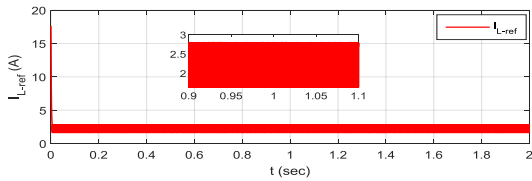
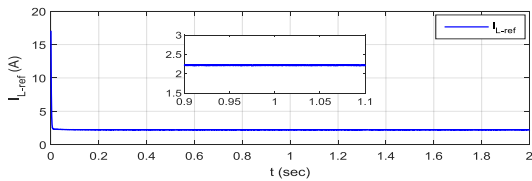
در شکل (۱۰ الف)، ولتاژ خروجی سیستم نشان داده شده است. با توجه به اعمال عدم قطعیت‌های مختلف در یک لحظه، افت ولتاژ نسبت به شکل (۹ الف) بیشتر است؛ اما کنترل‌کننده همچنان توان جبران ولتاژ را دارد و از نزدیک ۲۴ ولت ولتاژ را به مقدار مرجع بر می‌گرداند. تغییرات جریان بار نیز در شکل (۱۰ ب) نمایش داده شده که متناظر با تغییرات ولتاژ خروجی و بار است. به عبارت دیگر، چون در لحظه $t = 2.5 \text{ sec}$ مقاومت نصف شده، جریان خروجی افزایش یافته است. در شکل (۱۰ ج) نیز تقسیم متعادل جریان مابین سه مبدل تا لحظه $t = 2.5 \text{ sec}$ نمایش داده شده است؛ اما بعد از خطای قطع فاز، جریان به‌طور مساوی مابین دو مبدل باقی‌مانده تقسیم می‌شود که همین امر باعث افزایش جریان اندوکتانس مبدل‌ها می‌شود. با وجود این، توان بار به‌طور مستمر تأمین می‌شود. ذکر است با توجه به هم‌زمانی وقوع خطا و تغییر بار، افزایش جریان‌ها بیشتر از شکل (۹ ج) خواهد بود.



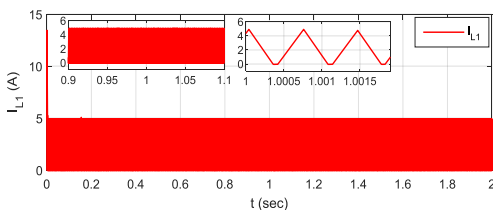
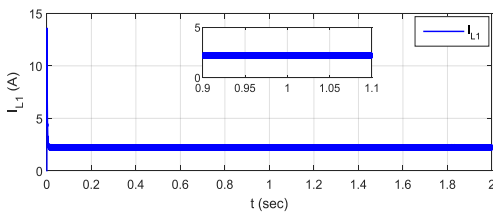
(الف) ولتاژ خروجی ۳ مبدل باک موازی.



شکل ۱۱: ولتاژ خروجی سیستم تحت کنترل‌کننده‌های پسگام تطبیقی غیرمتمرکز (رنگ آبی) و مود لغزشی پسگام غیرمتمرکز (رنگ قرمز).



شکل ۱۲: قانون کنترل مجازی سیستم تحت کنترل‌کننده‌های پسگام تطبیقی غیرمتمرکز (رنگ آبی) و مود لغزشی پسگام غیرمتمرکز (رنگ قرمز).



شکل ۱۳: جریان اندوکتانس سیستم تحت کنترل‌کننده‌های پسگام تطبیقی غیرمتمرکز (رنگ آبی) و مود لغزشی پسگام غیرمتمرکز (رنگ قرمز).

جدول ۳: پارامترهای کنترل‌کننده مود لغزشی پسگام

غیرمتمرکز:

مقدار	نماد
2000	K_V
100000	$K_{I1} = K_{I2} = K_{I3}$
2000	K_{V-sw}
100000	$K_{I1-sw} = K_{I2-sw} = K_{I3-sw}$

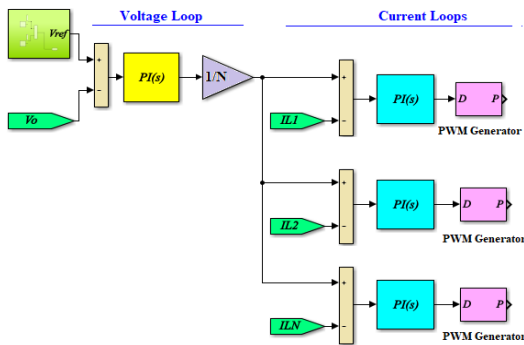
ولتاژ خروجی، قانون کنترل مجازی و جریان اندوکتانس یکی از مبدل‌ها به‌ازای هر دو روش به‌ترتیب در شکل‌های ۱۱، ۱۲ و ۱۳ نمایش داده شده‌اند. با توجه به این اشکال، نتایج کلی زیر به دست آمدند:

۱- کنترل‌کننده پیشنهادی نوسانات جریان و قانون کنترل کمتری نسبت به روش مود لغزشی نشان می‌دهد؛ بنابراین، استهلاک فیزیکی کمتری به مدار مبدل‌ها اعمال خواهد کرد. با توجه به روابط (۱۲) و (۱۸) مرتبط با روش مود لغزشی پسگام غیرمتمرکز، برای کاهش خطای ردیابی این کنترل‌کننده، باید مقادیر K_V و K_{V-sw} بزرگ انتخاب شوند؛ اما انتخاب مقادیر بزرگ باعث افزایش نوسانات جریان و وارد شدن جریان سلف‌ها به مود هدایت گسسته (DCM) می‌شود. این مود در شکل ۱۳ با افزایش زوم نمودار قرمز رنگ مشاهده می‌شود.

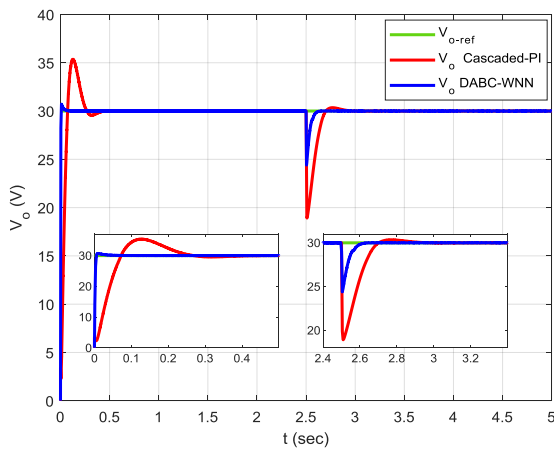
۲- ردیابی ولتاژ به‌نحو مطلوبی به‌ازای هر دو کنترل‌کننده انجام شده است؛ با این تفاوت که:

الف) کنترل‌کننده پیشنهادی دارای کمی فرجهش (فروجهش) نسبت به روش مود لغزشی است. علت این امر در ماهیت تطبیقی این روش نهفته است. چون به‌ازای تغییرات سریع، کمی زمان لازم است تا سیستم، خود را دوباره تنظیم کند...

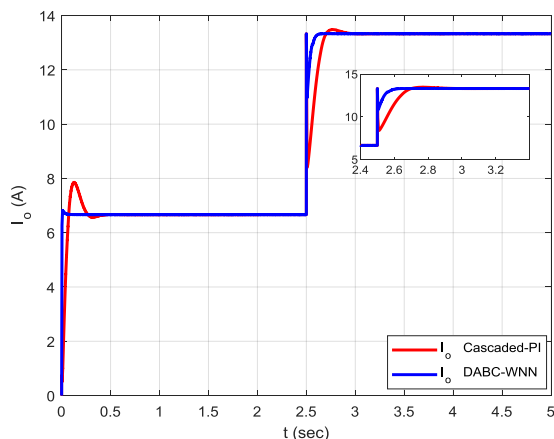
ب) به دلیل ماهیت تطبیقی راهبرد پسگام تطبیقی غیرمتمرکز با تقریبگر شبکه عصبی موجک، خطای ردیابی این روش نسبت به روش مود لغزشی کمتر است. درخور ذکر است خطای ردیابی روش مود لغزشی نیز با انتخاب بهره‌های لغزشی بزرگ کم می‌شود؛ اما این امر ممکن است باعث تشدید نوسانات ناخواسته شود؛ البته روش‌های دیگری برای کاهش این نوسانات ناخواسته وجود دارند که خارج از بحث فعلی‌اند...



شکل ۱۴: ساختار روش کنترل دو حلقه PI تودرتو.



شکل ۱۵: ولتاژ خروجی سیستم تحت کنترل کننده‌های پسگام تطبیقی غیرمتمرکز (رنگ آبی) و دو حلقه تودرتو PI (رنگ قرمز).



شکل ۱۶: جریان خروجی سیستم تحت کنترل کننده‌های پسگام تطبیقی غیرمتمرکز (رنگ آبی) و دو حلقه تودرتو PI (رنگ قرمز).

حالت ۶ (مقایسه با روش‌های کلاسیک):

در نهایت، به منظور مقایسه عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با روش‌های کنترل کلاسیک، به روش دو حلقه PI تودرتو یا Cascaded-PI توجه شده است. با توجه به اینکه هر دو روش کنترل پیشنهادی و Cascaded-PI بر پایه کنترل مود جریان‌اند، عمل مقایسه منصفانه خواهد بود. روش کلاسیک مذکور در مراجع [۳۲-۳۳] برای تک مبدل‌ها و در مرجع [۳۴] برای مبدل‌های موازی به کار گرفته شده است. ساختار این روش کنترل برای مبدل‌های موازی در شکل ۱۴ به طور خلاصه رسم شده است.

مقادیر پارامترهای کنترل کننده PI بیرونی بعد از چندین بار تکرار شبیه‌سازی برابر $K_I = 2$ و $K_P = 0.001$ و مقادیر پارامترهای کنترل کننده‌های داخلی برابر $K_I = 2$ و $K_P = 0.1$ انتخاب شده‌اند.

در شکل‌های ۱۵ و ۱۶، پاسخ‌های روش کنترل کننده‌های پسگام تطبیقی غیرمتمرکز و روش کلاسیک به‌ازای وقوع هم‌زمان خطای قطعی مبدل، تغییرات بار و ولتاژ تغذیه در لحظه $t = 2.5 \text{ sec}$ مقایسه شده‌اند. با توجه به این شکل‌ها، تفاوت عمده دو روش در لحظات گذرا است. به عبارت دیگر، کنترل کننده‌های پسگام تطبیقی غیرمتمرکز، فرا (فرو) جهش کمتری دارند و اثر وقوع خطا و تغییر پارامترها را سریع‌تر میرا می‌کند؛ اما شایان ذکر است در حالت کلی به دلیل پایین‌گذر بودن رفتار جبران‌ساز کلاسیک - Cascaded-PI، کنترل کننده‌های کلاسیک به فرکانس کلیدزنی کمتری نیاز دارند؛ بنابراین، در سیستم‌های کلیدزنی، پیاده‌سازی عملی کنترل کننده‌های کلاسیک هزینه کمتری دارند و برای پیاده‌سازی کنترل کننده‌های غیرخطی به پردازشگرهای پرسرعت (FPGA, DSP) نیاز است.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، کنترل مقاوم ولتاژ و توزیع متعادل جریان در مبدل‌های DC-DC باک موازی در حضور عدم قطعیت‌های بار و منبع تغذیه و وقوع خطای قطعی مطالعه شدند. در مرحله نخست، برای مقابله با عدم قطعیت‌ها و تقابل مابین مبدل‌ها، کنترل‌کننده مود لغزشی پسگام بر پایه راهبرد غیرمترکز طراحی شد؛ اما به دلیل نوسانات ناخواسته زیاد و نامعلوم بودن کران بالای عدم قطعیت و تقابل‌ها، طراحی کنترل‌کننده مود لغزشی به صورت محافظه‌کارانه است. در مرحله دوم، کنترل‌کننده پسگام تطبیقی غیرمترکز با تقریبگرهای شبکه عصبی موجک طراحی شد. کنترل مقاوم ولتاژ و تقسیم متعادل جریان در روش کنترل پیشنهادی در شش حالت شبیه‌سازی ردیابی ولتاژ مرجع، تغییر مقاومت بار، تغییر ولتاژ تغذیه، خطای قطع یک مبدل هم‌زمان با تغییر پارامترهای دیگر، مقایسه با روش مود لغزشی پسگام غیرمترکز و مقایسه با روش‌های کلاسیک دیگر به طور مطلوبی انجام شده است. همچنین، کاهش نوسانات ناخواسته و تقریب مؤلفه‌های عدم قطعیت و تقابل بین مبدل‌ها از مزیت‌های کاربرد شبکه WNN به‌شمار می‌روند.

مراجع

- [6] P. F. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo, B. R. Menezes, M. A. Severo Mendes, "Sliding-mode control for current distribution in parallel-connected DC-DC converters", IEE Proc-Electr Power, Vol. 145, pp. 333-338, 1998.
- [7] R. Ramos, D. Biel, F. Guinjoan, E. Fossas, "Master-slave sliding-mode control design in parallel-connected inverters", Automatika, Vol. 42, pp.37-44, 2001.
- [8] M. Salimi, J. Soltani, G. A. Markadeh, N. R. Abjadi, " Indirect output voltage regulation of DC-DC buck/boost converter operating in continuous and discontinuous conduction modes using adaptive backstepping approach ", IET Power Electronics, Vol. 6, pp. 732-741, 2013.
- [9] J. Alvarez-Ramirez, G. Espinosa-Pérez, D. Noriega-Pineda, "Current mode control of DC-DC power converters: A backstepping approach", International Journal of Robust Nonlinear Control, Vol. 13, pp. 421-442, 2013.
- [10] T. K. Nizami, A. Chakravarty, C. Mahanta, "Analysis and experimental investigation into a finite time current observer based adaptive backstepping control of buck converters", Journal of the Franklin Institute, Vol. 355, pp. 4996-5017, 2018.
- [11] Z. Wang, S. Li, J. Wang, Q. Li, "Robust control for disturbed buck converters based on two GPI observers", Control Engineering Practice, Vol. 66, pp. 13-22, 2017.
- [12] H. E. Fadil, F. Giri, "Backstepping based control of PWM DC-DC boost power converters", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 4-7 June, 2007.
- [13] A. Alfi, A. Hajizadeh, H. Gholizadeh Narm, "State-feedback optimal controller design based on PSO and stability analysis of DC-DC boost converters and fuel-cell power generation systems", Computational Intelligence in Electrical Engineering, Vol. 3, pp. 65-74, 2012.
- [14] S. K. Mazumder, A. H. Nayfeh, D. Borojevic, "Robust control of parallel DC-DC buck converters by combining integral-variable-structure and multiple-sliding-surface control schemes", IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 17, pp. 428-437, 2002.
- [15] M. López, L. García de Vicuña, M. Castilla, P. Gayà, O. López, "Current distribution control design for paralleled DC/DC converters using sliding-mode control", IEEE Trans on Industrial Electronic, Vol. 51, pp. 419-428, 2004.
- [16] A. H. Mendez, J. L. Flores, H. Sira-Ramirez, J. F. Guerrero-Castellanos, G. Mino-Aguilar, "A backstepping approach to decentralized active disturbance rejection control of interacting boost converters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, pp. 4063-4072, 2012.
- [17] X. Guo, W. Chen, "Control of multiple power inverters for more electronics power systems: A review", CES IEEE Transactions on Electrical Machines and Systems, Vol. 2, pp. 255-263, 2018.
- [18] S. W. Lee, B. H. Cho, "Master-Slave based hierarchical control for a small power DC-distributed microgrid system with a storage device", Energies, Vol. 9, pp. 1-14, 2016.
- [1] S. Ding, W. X. Zheng, J. Sun, J. Wang, "Second-order sliding mode controller design and its implementation for buck converters", IEEE Trans on Industrial Informatics, Vol. 14, No. 5, pp. 1990-2000, 2018.
- [2] Y. Cheng, C. Yang, G. Wen, Y. He, "Adaptive saturated finite-time control algorithm for buck-type DC-DC converter systems", International Journal of Adaptive Control and Signal Process, Vol. 14, No. 5, pp. 1428-1436, 2017.
- [3] O. Gehan, E. Pigeon, T. Menard, M. Pouliquen, H. Gualous, Y. Slamani, B. Tala-Ighil, "A Nonlinear state feedback for DC/DC boost converters", Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 139, pp. 1-10, 2017.
- [4] B. B. Naik, A. J. Mehta, "Sliding mode controller with modified sliding function for DC-DC Buck Converter ", ISA Transactions, Vol. 70, pp. 279-284, 2017.
- [5] H. Komurcugil, "Adaptive terminal sliding-mode control strategy for DC-DC buck converters", ISA Transactions, Vol. 51, pp. 673-681, 2012.

- converters", *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 350, pp. 2146-2165, 2013.
- [27] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, "Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems", CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009.
- [28] D. Veitch, "Wavelet Neural Networks and their application in the study of dynamical systems", Department of Mathematics University of York, 2005.
- [29] A. K. Alexandridis, A. D. Zaprani, "Wavelet neural networks: A practical guide", *Neural Networks*, Vol. 42, pp. 1-27, 2013.
- [30] A. K. Alexandridis, A. D. Zaprani, "Wavelet Neural Networks: With Applications in Financial Engineering, Chaos, and Classification", First Edition, John Wiley & Sons, 2014.
- [31] S. Shoja-Majidabad, A. Hajizadeh, "Decentralized adaptive neural network control of cascaded DC-DC converters with high voltage conversion ratio" *Applied Soft Computing Journal*, 86, 105878, 2020.
- [32] K.M. Tsang, W.L. Chan, " Cascade controller for DC/DC buck convertor", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 152, No. 4, 2005.
- [33] A. Ozdemir, Z. Erdem, "Double-loop PI controller design of the DC-DC boost converter with a proposed approach for calculation of the controller parameters", *J Systems and Control Engineering*, PP. 1-12, 2017.
- [34] H. El Fadil, F. Giri, and J. M. Guerrero, "Adaptive sliding mode control of interleaved parallel boost converter for fuel cell energy generation system" *Mathematics and Computers in Simulation*, Vol. 91, 193-210, 2013.
- [19] M. B. Delghavi, A. Yazdani, "Sliding-mode control of AC voltages and currents of dispatchable distributed energy resources in master-slave-organized inverter-based microgrids", *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 10, pp. 980-991, 2019.
- [20] Y. Tang, F. Sun, Z. Sun, " Neural network control of flexible-link manipulators using sliding mode", *Neurocomputing*, Vol. 70, pp. 288-295, 2006.
- [21] M. Vijay, Debashisha Jena, "Backstepping terminal sliding mode control of robot manipulator using radial basis functional neural networks ", *Computers and Electrical Engineering*, Vol. 10, pp. 1-18, 2017.
- [22] M. Ameziane, K. Slaoui, I. Boumhidi, "Adaptive wavelet network sliding mode control for a photovoltaic-pumping system", *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2016. Doi: 10.1080/1448837X.2015.1092924.
- [23] M. Chu, Q. Jia, H. Sun, "Backstepping control for flexible joint with friction using wavelet neural networks and L2-gain approach", *Asian Journal of Control*, Vol. 20, pp. 1-11, 2018.
- [24] F. F. M. El-Sousy, "Robust wavelet-neural-network sliding-mode control system for permanent magnet synchronous motor drive", *IET Electr. Power Appl*, Vol. 5, pp. 113-132, 2011.
- [25] N. M. Pindoriya, S. N. Singh, S. K. Singh, "An adaptive wavelet neural network-based energy price forecasting in electricity markets", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 23, No. 3, pp. 1423-1432, 2008.
- [26] V. Utkin, "Sliding mode control of DC/DC

¹ Proportional Integral

² Multi Layer Perceptron

³ Radial Basis Function Network

⁴ Wavelet Neural Network

⁵ Wavelet Transformation

⁶ Continuous Wavelet Transformation

⁷ Discrete Wavelet Transformation

⁸ Discontinuous Conduction Mode

