

# ارائه روش جدیدی برای مدل سازی مبدل کاهنده - افزایشنده دوسویه با استفاده از شیوه جدیدی از روش گراف سیگنال جریان و به کارگیری آن در سیستم مدیریت انرژی خودروی برقی

لیلا محمدیان<sup>۱</sup>، دانشجوی دکتری؛ ابراهیم بابایی<sup>۲</sup>، استاد؛ محمدباقر بناء شریفیان<sup>۳</sup>، استاد

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تبریز - تبریز - ایران - le.mohammadian@tabrizu.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تبریز - تبریز - ایران - e-babaei@tabrizu.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه تبریز - تبریز - ایران - sharifian@tabrizu.ac.ir

چکیده: در این مقاله، شیوه جدیدی از روش گراف سیگنال جریان برای مدل سازی مبدل کاهنده - افزایشنده دوسویه و استخراج توابع تبدیل مورد نیاز استفاده شده است. روش گراف سیگنال جریان ضمن دستیابی به توابع تبدیل مورد نیاز مبدل، فرآیند ساده تری نسبت به سایر روش های مدل سازی دارد. مبدل مدل شده در سیستم مدیریت انرژی یک خودروی برقی به کار گرفته می شود. سیستم انرژی خودروی برقی مورد نظر از دو منبع فراهازن و بانک باتری تشکیل شده است. منبع تغذیه هیبرید پیشنهادی مزایایی مانند انتقال چگالی انرژی بالا و توان لحظه ای بالا بر روی فراهازن را دارا است. در این مقاله به کمک مبدل مذکور، مدیریت انرژی بین منابع تغذیه هیبرید انجام می گیرد. همچنین برای سیستم مدیریت انرژی، ساختار مورد نیاز ارائه شده و بر مبنای مدل به دست آمده برای مبدل، کنترل کننده لازم برای مدیریت انرژی در مدار منبع تغذیه هیبرید پیشنهاد شده است. برای اثبات صحت روش مدل سازی پیشنهادی و کارایی آن در سیستم مدیریت انرژی خودرو از نتایج شبیه سازی در محیط نرم افزار Matlab استفاده شده است. واژه های کلیدی: مبدل کاهنده - افزایشنده دوسویه، مدل سازی، گراف سیگنال جریان، خودروی برقی، منبع تغذیه هیبرید، مدیریت انرژی.

## A New Method for Modeling Bidirectional Buck-boost Converter by using a New Form of Signal Flow Graph in order to Employ in Energy Management System of an Electric Vehicle

L. Mohammadian<sup>1</sup>, PhD Student; E. Babaei<sup>2</sup>, Professor; M. B. Bannae Sharifian<sup>3</sup>, Professor

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran, E-mail: le.mohammadian@tabrizu.ac.ir

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran, E-mail: e-babaei@tabrizu.ac.ir

3- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran, E-mail: sharifian@tabrizu.ac.ir

**Abstract:** In this paper, a new form of signal flow graph technique is used for modeling a bidirectional buck-boost converter and extracting the needed transfer functions. The signal flow graph method has a more simple process in comparison with other modeling techniques. The modeled converter is employed in energy management system of an electric vehicle. The energy system of the electric vehicle is composed of two energy sources; ultra-capacitor and battery pack. The proposed hybrid source has the advantages like: high energy density transmission and high instantaneous power output on the ultra-capacitor. Here, by using the mentioned converter, the energy management between the two sources is performed. Furthermore, the needed configuration for energy management system is presented and a proper controller based on obtained model for energy management in hybrid sources is proposed. Finally, the simulation results are brought to verify the precision of the proposed modeling technique and effectiveness of it in energy management system of an electric vehicle.

**Keywords:** Bidirectional buck-boost converter, modeling, signal flow graph, electric vehicle, hybrid power sources, energy management.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۳/۰۸/۱۵

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۳/۱۰/۰۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۳/۱۰/۲۰

نام نویسنده مسئول: لیلا محمدیان

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تبریز - بلوار ۲۹ بهمن - دانشگاه تبریز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

## ۱- مقدمه

ترتیب استفاده کامل از رنج ولتاژ کاری خازن را نیز امکان‌پذیر می‌سازد [۶].

در خصوص پیشینه مدیریت انرژی منابع هیبرید می‌توان به این موارد اشاره نمود: در مرجع [۷] ساختارهای مختلفی از باتری - فراخازن ارائه شده است. در مرجع [۸] استفاده از فراخازن به‌عنوان ذخیره‌ساز انرژی برای کاربردهای بهبود کیفیت توان و جهت فائق آمدن بر محدودیت‌های تحویل توان باتری و محدودیت‌های ذخیره‌سازی انرژی توسط فراخازن را تحلیل نموده و یک سیستم ذخیره‌ساز انرژی هیبرید متشکل از دو منبع انرژی را پیشنهاد کرده است. یک روش بهینه‌سازی عملکرد باتری - فراخازن به‌عنوان سیستم انرژی هیبرید در مرجع [۹] ارائه گردیده است که در آن یک مدار مدیریت انرژی متشکل از پیل سوختی، فراخازن و باتری برای کاربردهای خودروی برقی ارائه شده است که در آن ضربات توان به فراخازن منتقل می‌گردد و باتری از ضربات مصون می‌ماند. در مرجع [۱۰-۱۲] منبع انرژی هیبرید شبه‌فعال باتری - فراخازن ارائه گردیده که در آن، منبع هیبرید شامل یک فراخازن در کنار باتری یون لیتیوم و یک مبدل dc-dc است. حضور مبدل، کنترل بیش‌تری روی منبع تغذیه هیبرید فراهم می‌آورد و با کلیدزنی به‌موقع آن می‌توان به هدف کنترلی موردنظر دست یافت. روش‌های کنترلی مختلفی نیز در مراجع مختلف به‌منظور کنترل سیستم باتری - فراخازن به کار رفته است. از جمله در مرجع [۱۳] از کنترل پیش‌بین برای کنترل جریان توان استفاده شده است که عمده‌ترین مزیت این روش ثابت نگه‌داشتن حالت شارژ باتری و ولتاژ و جریان فراخازن در محدوده از پیش تعیین‌شده در طول زمان عملکرد است. در مرجع [۱۴] نحوه انتقال انرژی ترمزی به فراخازن و تقسیم انرژی بین باتری و فراخازن بحث شده و از یک روش کنترل مقاوم برای کنترل سیستم انرژی و زمان انتقال آن بین تجهیزات ذخیره‌ساز بهره گرفته شده است.

در این مقاله، ابتدا مدار قدرت و اصول عملکرد منبع تغذیه هیبرید فعال در حضور مبدل کاهنده - افزایشنده دوسویه در مدهای مختلف کاری تحلیل شده و با استفاده از شیوه جدیدی از روش گراف سیگنال جریان مدل مدار قدرت سیستم انرژی منبع هیبرید و توابع تبدیل موردنیاز استخراج می‌گردد. سپس یک روش مدیریت انرژی بر مبنای مدل به‌دست‌آمده، موردبحث قرار گرفته و سپس جهت بررسی صحت مدل پیشنهادی و کارایی آن در سیستم مدیریت انرژی خودروی برقی با منابع توان هیبرید، نتایج شبیه‌سازی سیستم موردبحث در نرم‌افزار Matlab آورده خواهد شد. در پایان نتایج حاصل از تحقیق حاضر و پیشنهادها برای کارهای آینده گنجانده شده است.

## ۲- مدل‌سازی مبدل کاهنده-افزاینده دوسویه

مبدل کاهنده-افزاینده قابلیت افزایش و کاهش همزمان دامنه ولتاژ dc خروجی را دارا است. از مزایای این مبدل توانایی عملکرد در دو مد کاهنده و افزایشنده است که بسته به نیاز، نوع طراحی و راندمان لازم می‌توان از ترکیبی از این حالت‌ها استفاده نمود. از دیگر مزایای این مبدل

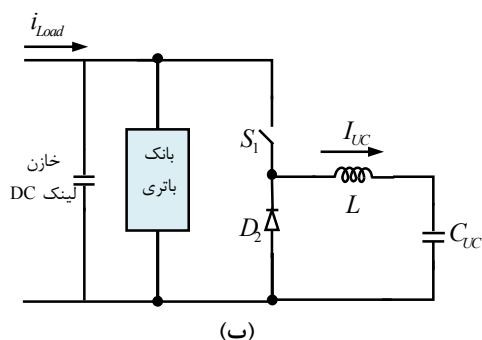
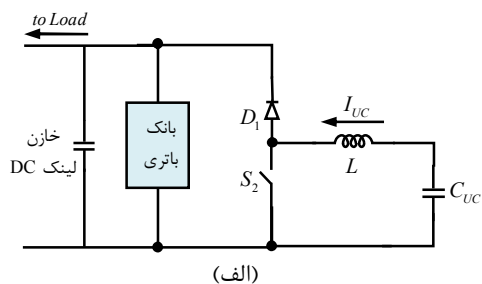
مبدل‌های dc-dc دسته‌ای از مبدل‌های الکترونیک قدرت هستند که به دلیل داشتن مزایایی مانند وزن سبک، حجم کم و قابلیت اطمینان بالا به‌صورت گسترده‌ای در کاربردهای مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱]. در این مقاله یک مبدل کاهنده-افزاینده دوسویه مورد بررسی و مدل‌سازی قرار می‌گیرد. این مبدل در کاربردهای خودرو برقی و خودروهای هیبرید کاربرد فراوان دارد [۲].

معادلات مداری توصیف‌کننده مبدل‌های الکترونیک قدرت از جمله مبدل مذکور ساختاری غیرخطی دارند. تحلیل مبدل و طراحی کنترل‌کننده بر مبنای معادلات غیرخطی بسیار دشوار است. اگرچه مبدل دارای کلید، یک سیستم غیرخطی است ولی می‌توان آن را به دو مدار خطی در حالت کلید روشن و حالت کلید خاموش تجزیه نمود. این دو مدار خطی را می‌توان به‌وسیله گراف سیگنال جریان نشان داد. گراف سیگنال جریان کل مبدل را نیز می‌توان از ترکیب دو گراف مدار حالت روشن و مدار حالت خاموش و از طریق شاخه‌های کلیدزنی به دست آورد. شاخه‌های کلیدزنی تنها اجزای غیرخطی مبدل‌ها می‌باشند بنابراین کار مدل‌سازی به شاخه‌های کلیدزنی محدود می‌گردد. روش مدل‌سازی گراف جهت مطالعه رفتار غیرخطی و دینامیکی مبدل‌های کلیدزنی شده به کار گرفته می‌شود [۳-۵].

برای داشتن مدیریت مناسب روی سیستم انرژی با حضور ادوات بازگرداننده انرژی در حین ترمز باید به دنبال مدلی بود که به واسطه آن الگوریتم‌های کنترلی طراحی شده و مدیریت سیستم انرژی انجام پذیرد. تاکنون روش‌های مختلفی برای مدل‌سازی سیستم انرژی در خودروهای برقی به کار گرفته شده‌اند. اصلی‌ترین بخش سیستم انرژی با قابلیت بازگشت انرژی در هنگام ترمز، مبدل dc-dc دوسویه است که گاهی تحت عنوان مبدل مدیریت انرژی نیز نامیده می‌شود. این مبدل یک مبدل توان بالا است که باتری با ولتاژ بالا را در یک ولتاژ پایین‌تر با لینک dc ولتاژ بالا ارتباط داده و موجب بهینه‌سازی عملکرد سیستم محرکه، کاهش ریبیل جریان باتری، ثابت نگه‌داشتن ولتاژ لینک dc و عملکرد توان بالای محرکه می‌شود. هدف سیستم مدیریت انرژی، کنترل جریان و در نتیجه کنترل توان در سیستم انرژی در راستای حفاظت باتری‌ها از پیک توان و طولانی‌تر نمودن عمر باتری‌ها است. فراخازن‌ها یا خازن‌های الکتروشمیایی دولایه با توان ویژه بالا را می‌توان به‌عنوان تجهیزات ذخیره‌ساز کمکی به کار برد که به‌عنوان یک بافر بین باتری‌ها و محرکه‌های الکتریکی به کار می‌روند و می‌توانند در بازیابی انرژی ترمزی و افزایش مسافت قابل پیمایش خودرو مؤثر باشند. ساده‌ترین مدار مدیریت انرژی شامل اتصال موازی فراخازن‌ها با باتری‌ها به‌عنوان منبع تغذیه هیبرید است. مدار مدیریت انرژی کارآمدتر با افزودن یک مبدل الکترونیک قدرت به دست می‌آید. مبدل dc-dc دوسویه اجازه کنترل جریان خازن و به‌طور غیرمستقیم کنترل جریان باتری را می‌دهد. همچنین مبدل ولتاژ خازن را با ولتاژ لینک dc مطابقت می‌دهد که بدین

$S_1$  و  $D_2$  دیود یک مبدل کاهنده شکل می‌گیرد. برای تعیین جهت جریان توان و مد کاری، لازم است یک نشانگر جهت جریان توان به کار گرفته شود.

دومین روش کلیدزنی مستلزم کموتاسیون مکمل کلیدها است که ترکیب دو مد کاری مذکور می‌باشد و در شکل ۲ نشان داده شده است. به این ترتیب مبدل قادر است به صورت پیوسته بین دو جریان منفی و مثبت کلیدزنی شود.



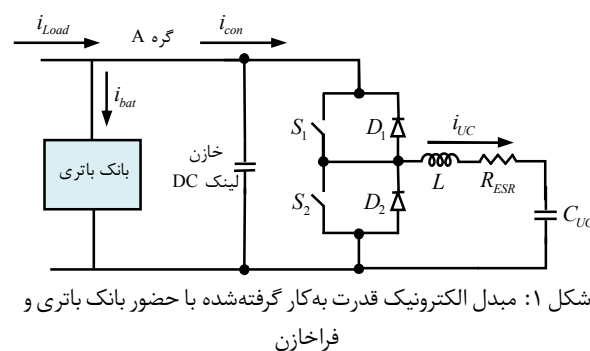
شکل ۲: مبدل الکترونیک قدرت در حالت؛ (الف) افزایشده، (ب) کاهنده

۲-۱- روش پیشنهادی برای استخراج مدل و توابع تبدیل مبدل با شیوه جدیدی از گراف سیگنال جریان

در مراجعی که توابع تبدیل مبدل‌ها استفاده شده [۱۸-۱۹] مراحل به دست آوردن آن‌ها به طور صریح بیان نگردیده است. بنابراین بررسی این مدل‌ها مشکل است. روش گراف سیگنال جریان یک روش کاملاً تحلیلی برای به دست آوردن توابع تبدیل موردنیاز است. در این روش کاربرد فرمول بهره میسون برای حل معادلات حالت مرتبه بالا ارائه می‌گردد. در شیوه ارائه شده در این مقاله که نسبت به روش ارائه شده در مراجع پیشین ساده‌تر است ابتدا گراف سیگنال جریان بر مبنای معادلات حالت رسم شده و سپس بهره حلقه برای هر حلقه و حلقه‌های مجزا به دست آمده است. سپس مسیره‌های پیشرو مشخص گردیده و در نهایت با به کارگیری فرمول بهره میسون توابع تبدیل دلخواه به عنوان تابعی از بهره حلقه‌ها و حل معادلات پیچیده از مرتبه بالا را می‌توان به صورت مرحله به مرحله و با در نظر گرفتن هر حلقه به جای یک معادله طولانی شامل متغیرهای زیاد به طور همزمان انجام داد. روش پیشنهادی می‌تواند جایگزین مناسبی برای روش متوسط‌گیری فضای حالت به حساب آید. در اینجا معادلات حالت مبدل در مد هدایت پیوسته استخراج می‌شوند.

راندمان بالا، تلفات کم، قابلیت اطمینان بالا و نویز الکترومغناطیسی ناچیز اتس [۱۶-۱۵]. کاربرد مبدل دوسویه dc-dc در راه‌اندازی موتورهای خودروهای برقی امکان کنترل عملکردهای موتوری و ترمز ژنراتوری را فراهم می‌آورد. به‌ویژه در طول عملکرد موتوری راه‌اندازی موتور dc تغذیه شده با باتری، یک مبدل dc-dc جهت تنظیم جریان موتور برای دنبال کردن سیگنال مرجع گشتاور استفاده می‌گردد. از سوی دیگر ساختار دوسویه مبدل برای جریان معکوس توان موردنیاز است تا اینکه انرژی جنبشی خودرو را در باتری از طریق عملکرد ترمز ژنراتوری درایو موتور بازیابی کند [۱۹-۱۷]. در این مقاله، ساختار و عملکرد مدهای مختلف کاری یک مبدل دوسویه کاهنده-افزاینده به روش مدل‌سازی گراف سیگنال جریان مورد مطالعه قرار خواهد گرفت.

مبدل کاهنده-افزاینده‌ای که به عنوان ساختار مبدل موردبررسی در نظر گرفته می‌شود در شکل ۱ به عنوان دیاگرام مداری سیستم انرژی مورد استفاده در یک خودروی برقی نشان داده شده است. این مدار شامل یک سلف  $L$ ، دو خازن لینک dc و  $C_{UC}$  است. ولتاژ ورودی ولتاژ لینک dc برابر  $V_i$  و ولتاژ اولیه فراخازن برابر  $V_{UC0}$  هستند. ولتاژ روی فراخازن در خروجی بوده و  $I_L$  جریان گذرنده از سلف است. مقاومت سری معادل فراخازن خروجی ( $C_{UC}$ ) می‌باشد. از آن هم این است که صفر و قطب‌های مربوط به این مقاومت‌ها در فرکانس‌های خیلی بالا بر روی پاسخ فرکانسی توابع تبدیل تأثیرگذار هستند و صرف نظر از این نکته بر روی صحت مدل تأثیری نخواهند داشت. با این حال مقدار  $C_{UC}$  به طور عادی بزرگ است تا ریپل ولتاژ خروجی کوچک گردد. خازن سرمایی با ظرفیت بزرگ وجود ندارد لذا در این مدل خازن خروجی یک فراخازن فرض گردیده است. دیودها و کلیدها ایده آل فرض شده‌اند. این مبدل کاهنده-افزاینده جریان دوسویه توان را امکان پذیر می‌سازد.



شکل ۱: مبدل الکترونیک قدرت به کار گرفته شده با حضور بانک باتری و فراخازن

جهت توان توسط کلیدزنی کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  کنترل می‌شود. دو روش عمده برای کلیدزنی وجود دارد. شکل ۲ این دو حالت را نشان می‌دهد. در حالت اول بسته به مد کاری موردنیاز تنها یکی از کلیدها کلیدزنی می‌شود. زمانی که کشیده شدن جریان از فراخازن موردنیاز باشد چه توان به بار تحویل داده شود و چه باتری‌ها شارژ شوند با کموتاسیون کلید  $S_2$  و  $D_1$  یک مبدل افزایشده شکل می‌گیرد و زمانی که نیاز باشد جهت جریان به سمت بانک خازنی باشد با کموتاسیون کلید

می باشند و متفاوت با مقادیر لحظه‌ای هستند. این معادلات روابط پایه سیگنال کوچک هستند.

$$L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \tilde{d}\tilde{v}_i - R_{ESR}\tilde{i}_L - \tilde{v}_{UC} \quad (1)$$

$$\tilde{i}_L = C_{UC} \frac{d\tilde{v}_{UC}}{dt} \quad (2)$$

### ۱-۱-۲- اغتشاش و خطی سازی سیگنال کوچک

در این قسمت متغیرهای نامی dc و اغتشاش دار شده ac به ترتیب توسط  $\bar{x}$  و  $\tilde{x}$  نشان داده شده اند که در آن  $x$  می تواند یکی از متغیرهای  $i_L$ ،  $v_i$ ،  $v_{UC}$  و  $\tilde{d}$  باشد. با افزودن اغتشاش های کوچک به روابط فوق و صرف نظر کردن از عبارتهای مرتبه بالاتر یک معادله خطی به دست می آید.

$$Ls(\tilde{i}_L + \bar{I}_L) = (\bar{D} + \tilde{d})(\tilde{v}_i + \bar{V}_i) - R_{ESR}(\tilde{i}_L + \bar{I}_L) - (\tilde{v}_{UC} + \bar{V}_{UC}) \quad (3)$$

$$(\tilde{i}_L + \bar{I}_L) = C_{UC}s(\tilde{v}_{UC} + \bar{V}_{UC}) \quad (4)$$

معادلات نهایی بازنویسی شده به صورت زیر به دست می آیند که همان معادله ac است:

$$Ls\tilde{i}_L = \bar{D}\tilde{v}_i + \tilde{d}\bar{V}_i - R_{ESR}\tilde{i}_L - \tilde{v}_{UC} \quad (5)$$

$$\tilde{i}_L = C_{UC}s\tilde{v}_{UC} \quad (6)$$

با استفاده از گراف سیگنال جریان و فرمول بهره میسون که در ادامه شرح داده خواهد شد می توان معادلات به دست آمده را حل کرد. از معادلات ac برای رسم گراف سیگنال جریان استفاده می شود. در فرآیند رسم گراف سیگنال جریان همه حالت ها و متغیرهای مستقل،  $\tilde{x}$  و  $s\tilde{x}$ ، به وسیله گره ها مشخص می شوند و بهره هر مسیر بین گره ها از معادلات ac به دست می آیند. فرمول بهره میسون برای یک تابع تبدیل از ورودی  $y_{in}$  به خروجی  $y_{out}$  به صورت زیر بیان می گردد:

$$\frac{y_{out}}{y_{in}} = \sum_{i=1}^n \frac{P_i \Delta_i}{\Delta} \quad (7)$$

که در آن  $P_i$  بهره  $i$  امین مسیر پیشرو بین  $y_{in}$  و  $y_{out}$  بوده و  $n$  تعداد کل مسیرهای پیشرو بین  $y_{in}$  و  $y_{out}$  بوده و  $\Delta$  از رابطه زیر به دست می آید:

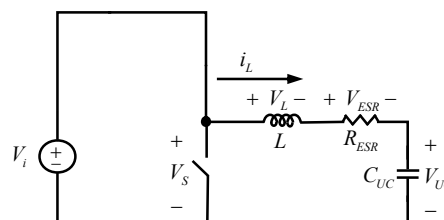
$$\Delta = 1 + \sum_{r=1}^n (-1)^r \left[ \sum_m L_{mr} \right] \quad (8)$$

که در آن  $L_{mr}$  بهره حاصل ضرب ترکیبات  $m$  تایی ممکن از  $r$  حلقه مجزا است. با توجه به گراف سیگنال جریان رسم شده چون دو حلقه مجزا موجود است بنابراین می توان نوشت:

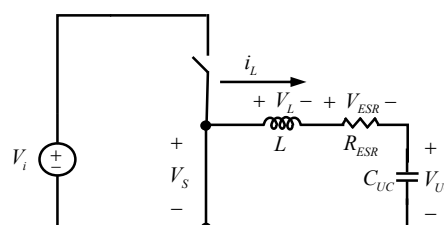
$$\Delta = 1 - L_{m1} + L_{m2} \quad (9)$$

که در آن  $L_{m1}$  حاصل جمع بهره حلقه های مجزا و  $L_{m2}$  حاصل جمع بهره همه حلقه های دوتایی مجزا است.  $\Delta_i$  همه حلقه های موجود در

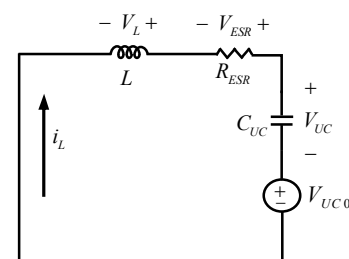
در اولین گام از مدل سازی در شکل ۱ ولتاژ اولیه فراهازن برابر صفر تنظیم می شود. شکل ۳ مد کاری اول مدار را نشان می دهد که در آن  $S_1$  روشن و  $S_2$  خاموش است. شکل ۴ مد کاری دوم مدار را نشان می دهد که با خاموش شدن کلید  $S_1$  و روشن شدن کلید  $S_2$  شکل می گیرد. گام بعدی صفر نمودن ولتاژ لینک dc و به دست آوردن تابع تبدیل مدار است. شکل ۵ نشان دهنده مدار معادل مبدل در مد کاری سوم مبدل است.



شکل ۳: حالت کلیدزنی با روشن بودن کلید  $S_1$  و خاموشی کلید  $S_2$  (مد کاری اول)



شکل ۴: حالت کلیدزنی با روشن بودن کلید  $S_2$  و خاموشی کلید  $S_1$  (مد کاری دوم)



شکل ۵: مدار مبدل مورد بحث با  $V_i=0$  (مد کاری سوم)

معادلات جدول ۱ با استفاده از قوانین ولتاژ و جریان کیرشهف به دست می آیند.

جدول ۱: معادلات مربوط به مدهای کاری اول و دوم مدار قدرت مبدل

مد کاری اول (شکل ۳)	مد کاری دوم (شکل ۴)
$V_s - V_L - V_{ESR} - V_{UC} = 0$	$V_s - V_L - V_{ESR} - V_{UC} = 0$
$V_i - L \frac{di_L}{dt} - R_{ESR}i_L - V_{UC} = 0$	$-L \frac{di_L}{dt} - R_{ESR}i_L - V_{UC} = 0$
$L \frac{di_L}{dt} = V_i - R_{ESR}i_L - V_{UC}$	$L \frac{di_L}{dt} = -R_{ESR}i_L - V_{UC}$
$i_c = i_L = C_{UC} \frac{dV_{UC}}{dt}$	$i_c = i_L = C_{UC} \frac{dV_{UC}}{dt}$

با فرض  $\tilde{d}$  به عنوان بازه عملکرد، معادلات مداری نهایی به صورت زیر به دست می آیند که در آن  $\tilde{v}_i$ ،  $\tilde{i}_L$  و  $\tilde{v}_{UC}$  مقادیر متوسط گیری شده

$$T_1(s) = \left. \frac{i_L(s)}{d(s)} \right|_{v_{UC0}=0} = \frac{\frac{V_i s}{L}}{s^2 + \frac{R_{ESR}}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (۱۶)$$

در مد کاری سوم با فرض  $V_i=0$  که مدار معادل سیستم به صورت شکل ۵ است معادلات حالت به صورت جدول ۲ خواهند بود. گراف سیگنال جریان مد کاری سوم از روابط جدول ۲ به صورت شکل ۶-ب قابل ترسیم است. شیوه استخراج تابع تبدیل از گراف سیگنال جریان در جدول ۳ آورده شده است.

جدول ۲: معادلات مربوط به مد کاری سوم مدار قدرت مبدل

معادلات مد کاری سوم	
$-V_L - V_{ESR} - V_{UC} - V_{UC0} = 0$	
$-L \frac{di_L}{dt} - R_{ESR} i_L - V_{UC} - V_{UC0} = 0$	
$i_C = i_L = C_{UC} \frac{dV_{UC}}{dt}$	
شکل دیگر معادلات	
$Ls(\tilde{i}_L + \bar{I}_L) = -R_{ESR}(\tilde{i}_L + \bar{I}_L) - (\tilde{v}_{UC} + \bar{V}_{UC}) - (\tilde{v}_{UC0} + \bar{V}_{UC0})$	
$Ls\tilde{i}_L = -R_{ESR}\tilde{i}_L - \tilde{v}_{UC} - \tilde{v}_{UC0}$	
$s\tilde{i}_L = \frac{-R_{ESR}}{L}\tilde{i}_L - \frac{1}{L}\tilde{v}_{UC} - \frac{1}{L}\tilde{v}_{UC0}$	
$i_L = C_{UC}s\tilde{v}_{UC}$	

جدول ۳: استخراج تابع تبدیل و مدل مدار قدرت مبدل در مد کاری سوم

حلقه‌ها و بهره حلقه‌ها	مسیر پیشرو و بهره آن
$L_1: s\tilde{i}_L, i_L, s\tilde{i}_L$	$P_1: v_{UC0}, s\tilde{i}_L, i_L$
$L_1 = \frac{1}{s} \cdot \frac{-R_{ESR}}{L} = \frac{-R_{ESR}}{Ls}$	$P_1 = \frac{-1}{L} \cdot \frac{1}{s} = \frac{-1}{Ls}$
$L_2: s\tilde{i}_L, i_L, sv_{UC}, v_{UC}, s\tilde{i}_L$	
$L_2 = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{-1}{L} = \frac{-1}{LCS^2}$	

فرمول میسون و استخراج تابع تبدیل مدل

$$\Delta_1 = 1$$

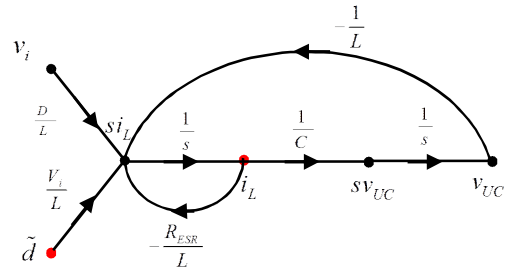
$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2) = 1 - \left( -\frac{R_{ESR}}{Ls} - \frac{1}{LCS^2} \right) = 1 + \frac{R_{ESR}}{Ls} + \frac{1}{LCS^2}$$

$$T_2(s) = \frac{\sum P_i \Delta_i}{\Delta} = \frac{P_1 \Delta_1}{\Delta}$$

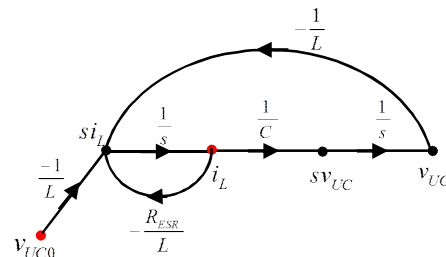
$$T_2(s) = \left. \frac{i_L(s)}{v_{UC0}(s)} \right|_{v_i=0} = \frac{\frac{-1}{Ls}}{1 + \frac{R_{ESR}}{Ls} + \frac{1}{LCS^2}} = \frac{\frac{-1}{Ls}}{s^2 + \frac{R_{ESR}}{L}s + \frac{1}{LC}}$$

با استفاده از اصل جمع آثار با دو منبع توان در مدار سیستم انرژی، می توان از حاصل جمع دو تابع تبدیل  $T_1(s)$  و  $T_2(s)$  معادله جریان فراخازن در سیستم انرژی را به صورت زیر استخراج نمود:

$\Delta$  هستند که  $P_i$  را قطع نمی کنند. بهره حلقه‌های مجزا با  $L_p$  نشان داده شده است. گراف سیگنال جریان مبدل برای دو مد کاری اول و دوم به صورت شکل ۶-الف به دست می آید.



(الف)



(ب)

شکل ۶: گراف سیگنال جریان مبدل برای؛ (الف) دو مد کاری اول، (ب) مد کاری سوم

تابع تبدیل کنترل به جریان بار با صفر فرض نمودن ولتاژ اولیه خازن به دست می آید.  $P_1: d, s\tilde{i}_L, i_L$  گره‌های موجود در مسیر پیشرو از ورودی کنترل به جریان بار است. بنابراین بهره مسیر پیشرو به صورت زیر به دست می آید:

$$P_1 = \frac{V_i}{L} \cdot \frac{1}{s} \quad (۱۰)$$

بهره حلقه‌های مجزای  $L_1: s\tilde{i}_L, i_L, s\tilde{i}_L$  و  $L_2: s\tilde{i}_L, i_L, sv_{UC}, v_{UC}, s\tilde{i}_L$  به صورت زیر به دست می آید:

$$L_1 = \frac{-R_{ESR}}{Ls} \quad (۱۱)$$

$$L_2 = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{-1}{L} = \frac{-1}{LCS^2} \quad (۱۲)$$

استخراج تابع تبدیل از رابطه میسون به صورت زیر است:

$$\Delta_1 = 1 \quad (۱۳)$$

$$\Delta = 1 - \left( -\frac{R_{ESR}}{Ls} - \frac{1}{LCS^2} \right) = 1 + \frac{R_{ESR}}{Ls} + \frac{1}{LCS^2} \quad (۱۴)$$

$$T_1(s) = \frac{\sum P_i \Delta_i}{\Delta} = \frac{P_1 \Delta_1}{\Delta} = \frac{\frac{V_i}{Ls}}{1 + \frac{R_{ESR}}{Ls} + \frac{1}{LCS^2}} \quad (۱۵)$$

۳- سیستم مدیریت انرژی و پیشنهاد روش کنترلی بر مبنای مدل استخراج شده

هدف سیستم مدیریت انرژی کنترل جریان و بدین وسیله کنترل توان در سیستم انرژی در راستای حفاظت و طولانی تر نمودن عمر باتری ها می باشد. جریان باتری را به وسیله مدار ارائه شده نمی توان به طور مستقیم کنترل نمود. شکل ۱ سیستم انرژی و همه جریان های جاری در آن را نشان می دهد. جریان های شارژ باتری، فراخازن و جریان بار به سمت سیستم انرژی مثبت در نظر گرفته می شوند. به همین دلیل جریان بار، باتری و فراخازن در طول دوره ترمز ژنراتوری مثبت بوده و در طول دوره موتوری منفی می باشند. معادله جریان در گره A که شکل دیگری از رابطه (۱۹) است به صورت زیر می باشد:

$$i_{load} = i_{bat} + i_{con} \quad (21)$$

رابطه (۲۱) نشان می دهد که می توان با کنترل جریان مبدل ( $i_{con}$ ) جریان باتری ( $i_{bat}$ ) را نیز کنترل نمود. به علاوه جریان مبدل با جریان خازن ( $i_{UC}$ ) با نسبت بازه زمانی عملکرد کلیدهای مبدل متناسب است. بنابراین با کنترل جریان فراخازن می توان جریان باتری را به طور غیرمستقیم کنترل نمود. باتری ها به ویژه سلول های یون لیتیوم با جریان هایی بیش تر از جریان نامی تخریب می شوند به همین ترتیب اگر نرخ تغییرات جریان در آن ها نیز زیاد شود تخریب خواهند شد [۲۰]. این شرایط زمانی که خودرو شتاب بگیرد و مخصوصاً در طول بازه زمانی ترمز ژنراتوری پیش می آید. سیستم مدیریت انرژی باید اولاً جریان باتری را محدود نموده و ثانیاً نرخ تغییرات جریان باتری را کنترل نماید.

مدار سیستم انرژی خودروی برقی مورد نظر در شکل ۷ آورده شده است. همان گونه که مشاهده می شود به جای بار موتوری و وضعیت ژنراتوری از یک بار الکترونیکی دوسویه استفاده شده که قابلیت کار در هر دو وضعیت موتوری و نیز وضعیت ترمز ژنراتوری را دارا است. دیگرام مربوط به سیستم بار الکترونیکی در شکل ۸ نشان داده شده است. شیوه مدل سازی بار الکترونیکی جهت کنترل جریان بار، مشابه روش استخراج تابع تبدیل مبدل کاهنده-افزاینده دوسویه بوده و معادلات نهایی آن در بخش ضمیمه (ب) آورده شده است.

در مدار کنترل پیشنهادی که در شکل ۹ آورده شده جریان بار جهت تعیین جریان مرجع باتری اندازه گیری شده و استفاده می گردد. جریان مرجع باتری به وسیله یک تابع محدودکننده و یک تابع تأخیر بعد از آن تعیین می گردد. جریان مرجع فراخازن از جریان مرجع باتری و مطابق معادله (۲۱) به دست می آید. در نهایت یک کنترل کننده PI جهت کنترل جریان فراخازن و برای تعقیب جریان مرجع استفاده می گردد. در طراحی کنترل کننده PI از تابع تبدیل استخراج شده برای سیستم در رابطه (۱۸) استفاده می شود. در بخش های بعدی در خصوص جزئیات مربوط به طراحی قسمت های مختلف کنترل کننده و نحوه عملکرد آن ها به تفصیل بحث خواهد شد.

$$I_{UC}(s) = [d(s) \cdot V_i - V_{UC}] \frac{\frac{1}{L}s}{s^2 + \frac{R_{ESR}}{L}s + \frac{1}{LC_{UC}}} \quad (17)$$

از رابطه (۱۷) ملاحظه می شود که تابع یک صفر در مبدأ نمودار مکان هندسی ریشه ها دارد. این صفر به عنوان یک مشتق گیر عمل می کند و در پاسخ پله حلقه باز سیستم باعث ایجاد یک فراجهش خیلی بزرگ در جریان خازن می گردد. مقدار دقیق این فراجهش از پاسخ پله سیستم به دست می آید. در رابطه (۱۷) عبارت  $d(s) \cdot V_i - V_{UC}$  برابر با مقدار ولتاژ گذرنده از سلف و مقاومت سری معادل است. لذا، جریان فراخازن در دو حالت برابر صفر خواهد گردید. اولین حالت زمانی است که کلیدهای مبدل باز باشند و دوم اینکه ولتاژ گذرنده از سلف برابر با صفر باشد. ولتاژ گذرنده از سلف زمانی برابر صفر است که  $d(s) \cdot V_i = V_{UC}$  باشد و به این ترتیب  $d(s) = V_{UC} / V_i$  در عبارت  $V_i / V_i$  که معادل یک است ضرب می شود تا رابطه (۱۸) به صورت زیر به دست آید:

$$I_{UC}(s) = V_i \left[ d(s) - \frac{V_{UC}}{V_i} \right] \frac{\frac{1}{L}s}{s^2 + \frac{R_{ESR}}{L}s + \frac{1}{LC_{UC}}} \quad (18)$$

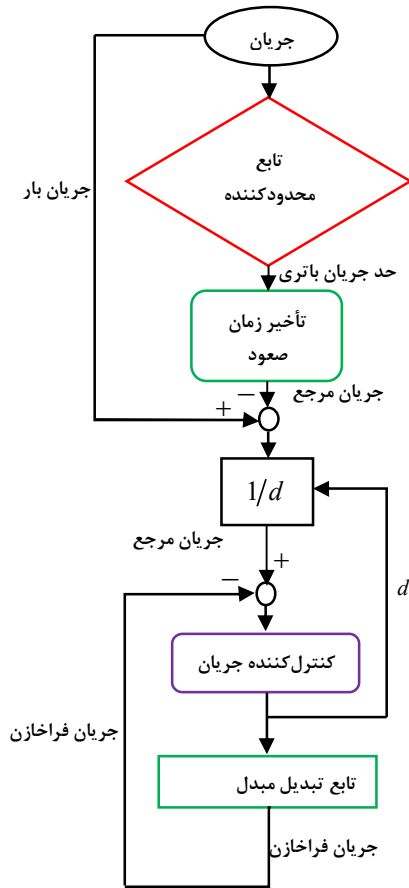
از رابطه فوق می توان جریان فراخازن را محاسبه نمود. شیوه مدل سازی دیگری که می توان در مقایسه با روش پیشنهادی به آن اشاره نمود روش مدل سازی فضای حالت می باشد. این روش در بخش ضمیمه (الف) برای مدل سازی مبدل مورد نظر آورده شده است. نتایج حاصل گویای صحت روش مدل سازی پیشنهادی و مطابقت دو مدل استخراج شده از دو روش می باشند.

برای محاسبه جریان باتری از جریان فراخازن، رابطه (۱۹) که همان معادله جریان در گره A می باشد، استفاده می شود.

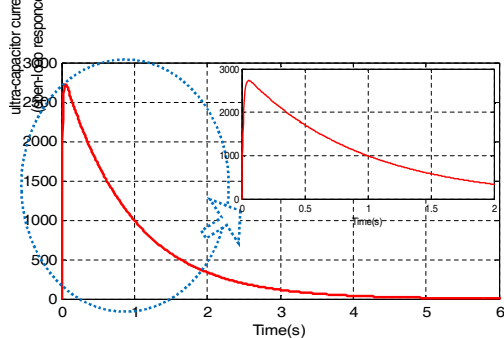
$$I_{bat}(s) = I_{load}(s) - d(s) \cdot I_{UC}(s) \quad (19)$$

مدل های بسیاری برای تکنولوژی های مختلف باتری وجود دارد. هر یک از مدل ها از لحاظ دقت و پیچیدگی متفاوت هستند. در اینجا مدار معادل تونن برای مدل باتری استفاده می شود و شامل یک منبع ولتاژ  $V_{bat}$  و مقاومت  $R_{in}$  است که به ترتیب نشانگر ولتاژ نامی سلول یا ولتاژ مدار باز و مقاومت داخلی سلول می باشند. ملاحظه می گردد که ولتاژ ترمینال سلول و از این رو ولتاژ لینک dc وابسته به جریان باتری هستند. ولتاژ ترمینال سلول به صورت زیر محاسبه می گردد:

$$V_i = V_{bat} + R_{in} \cdot I_{bat} \quad (20)$$



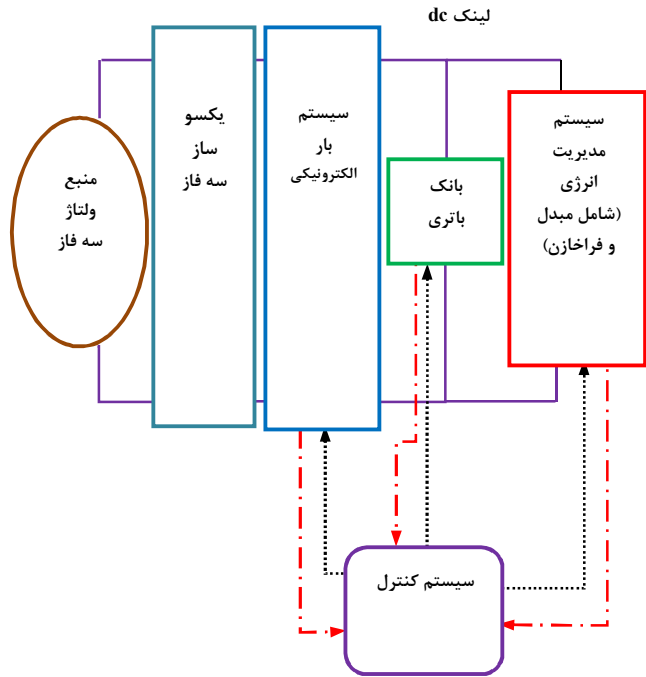
شکل ۹: بلوک دیاگرام کنترلی سیستم مدیریت انرژی



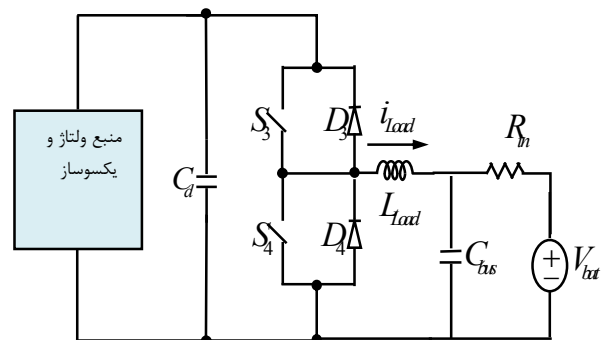
شکل ۱۰: پاسخ حلقه باز سیستم انرژی

جدول ۴: پارامترهای به کاررفته در شبیه‌سازی

مقدار	پارامتر
۳۵۰ $\mu H$	$L$
۲۸ $m\Omega$	$R_{ESR}$
۳۳/۵ $F$	$C_{UC}$
۱/۱ $mH$	$L_{Load}$
۱۲۰ $v$	$V_i$
۱۰ $v$	$V_{UC0,mod e1,2}$
۶۰ $v$	$V_{UC0,mod e3}$
۱۳/۲ $mF$	$C_{bus}$
۲۰ $v$	$V_{bat}$
۱۰ $kHz$	$f_s$



شکل ۷: بلوک دیاگرام سیستم انرژی خودروی برقی



شکل ۸: دیاگرام مداری سیستم بار الکترونیکی و بانک باتری

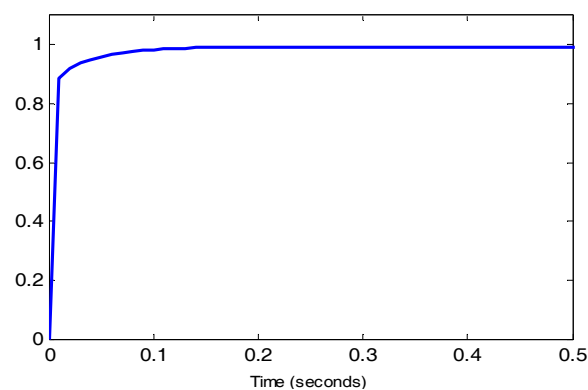
شکل ۱۰ پاسخ حلقه باز سیستم انرژی را که همان جریان فراخازن است، نشان می‌دهد. در این شکل ولتاژ خازن برابر صفر در نظر گرفته شده است. پاسخ حلقه باز سیستم، یک فراجش بزرگ برای جریان فراخازن در حدود ۲۶۰۰ آمپر را نشان می‌دهد که این فراجش می‌تواند به سایر اجزای سیستم انرژی از جمله باتری آسیب برساند. به‌منظور بررسی عملکرد سیستم انرژی و کنترل‌کننده پیشنهادی، پارامترهای جدول ۴ در شبیه‌سازی مورد استفاده قرار گرفته‌اند.

### ۱-۳- کنترل کننده جریان فراخازن

برای کنترل جریان فراخازن از یک کنترل کننده PI استفاده می شود. استفاده از کنترل کننده PI، اثر مشتق گیر سیستم و انتگرال گیر کنترل کننده خنثی می شود. کنترل کننده به گونه ای طراحی می شود که سیستم پاسخ پله ای با زمان صعود صد میلی ثانیه داشته باشد و نیز هیچ فراجهشی در پاسخ جریان حلقه بسته سیستم رخ ندهد. فراجهش جریان خازن باعث آسیب به اجزای مدار سیستم مدیریت انرژی می گردد. تابع تبدیل کنترل کننده PI طراحی شده به صورت زیر است:

$$T_{PI}(s) = 0.00165 + \frac{0.05}{s} \quad (22)$$

شکل ۱۱ پاسخ حلقه بسته سیستم برای ورودی پله واحد را نشان می دهد. همان گونه که ملاحظه می شود پاسخ حلقه بسته فاقد هرگونه فراجهش بوده و زمان صعودی معادل صد میلی ثانیه دارد. بنابراین پاسخ حلقه بسته مطلوب با کنترل کننده PI طراحی شده به دست می آید.

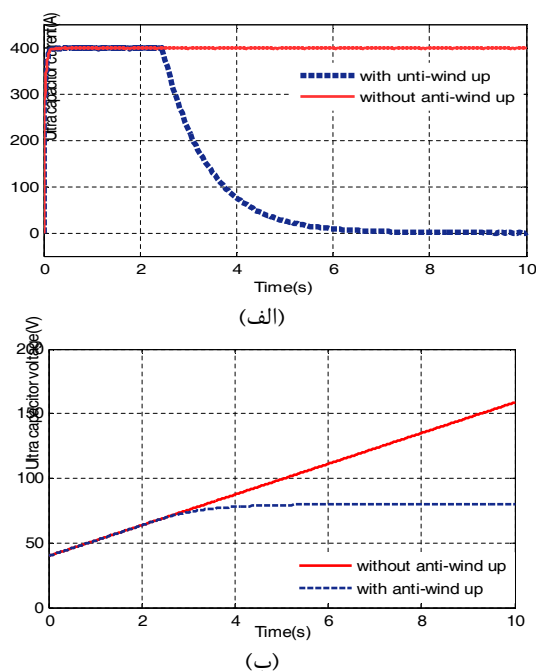


شکل ۱۱: پاسخ پله سیستم حلقه بسته

در طراحی کنترل کننده، محدودیت ولتاژ فراخازن مورد توجه قرار نگرفته است. بنابراین باید ترتیبی اتخاذ گردد که با رسیدن به حد ولتاژ فراخازن ( $V_{UC-limit}$ ) جریان خازن به صفر کاهش یابد. از رابطه (۱۸) می توان دید زمانی جریان خازن برابر صفر می شود که بازه زمانی عملکرد کلیدهای مبدل برابر با نسبت ولتاژ خازن بر ولتاژ لینک dc گردد. یک تابع محدود کننده در خروجی کنترل کننده PI قرار داده می شود. بازه زمانی عملکرد کلیدهای مبدل ( $d_{limit}$ ) که در آن حداکثر ولتاژ فراخازن حاصل می گردد برابر است با:

$$d_{limit} = \frac{V_{UC-limit}}{V_i} \quad (23)$$

در صورت رعایت این حد، انتگرال گیری از خطا توسط کنترل کننده متوقف شده و هیچ تأخیری در خروجی رخ نمی دهد و انتگرال گیر نیز در صورت رعایت حدود به مدار باز خواهد گشت. اختلاف پاسخ سیستم به دلیل محدود کردن بازه زمانی عملکرد کلیدهای مبدل نیز حائز اهمیت است. شکل ۱۲ پاسخ سیستم با به کارگیری و بدون به کارگیری تابع محدود کننده را نشان می دهد.



شکل ۱۲: (الف) جریان فراخازن (ب) ولتاژ فراخازن با تابع محدود کننده و بدون تابع محدود کننده

شکل ۱۲ نشان می دهد که با عبور از حد  $d_{limit}$  و رسیدن به حداکثر ولتاژ مجاز فراخازن، انتگرال گیری از سیگنال خطا توسط کنترل کننده PI متوقف شده و جریان فراخازن به صفر برمی گردد. در صورتی که تابع محدود کننده در خروجی PI گذاشته نشود انتگرال گیری از خطا موجب افزایش بی وقفه خطا و پاسخ نادرست سیستم خواهد گردید.

### ۲-۳- کنترل کننده جریان باتری

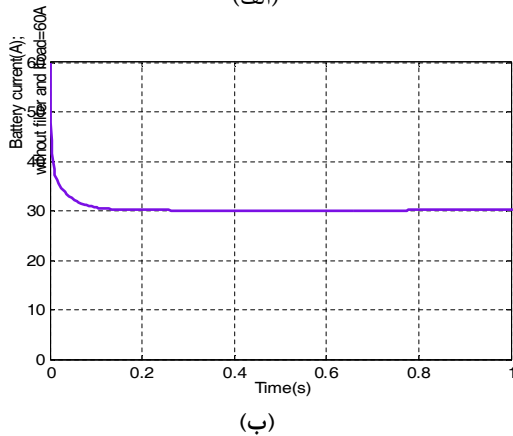
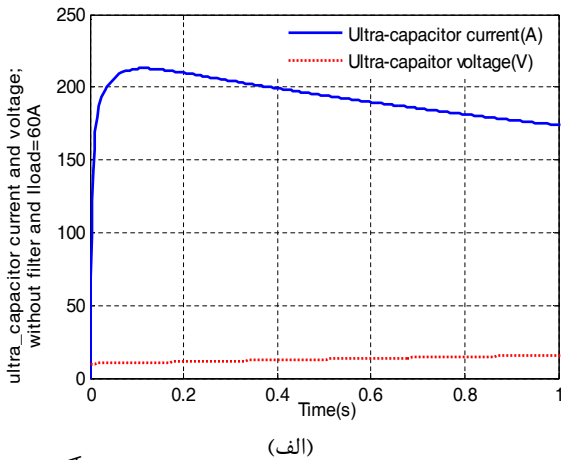
گام مهم بعدی در الگوریتم کنترلی سیستم مدیریت انرژی، طراحی کنترل کننده جریان باتری است. شکل ۱۳ نشان دهنده بلوک دیاگرام سیستم کنترل و مدیریت انرژی می باشد. سیستمی که جریان فراخازن را تعیین می کند به سه بخش تقسیم می گردد. بخش اول تعیین می کند که آیا جریان بار در محدوده جریان مشخص باتری قرار دارد یا نه. بخش دوم تأخیری را به زمان افزایش جریان باتری اضافه می کند. خروجی این بلوک جریان مرجع باتری است. آخرین بخش، از جریان مرجع باتری برای محاسبه جریان مرجع فراخازن استفاده می کند. رابطه جریان مرجع فراخازن به صورت زیر به دست می آید:

$$I_{UC-ref} = \frac{I_{load}(s) - I_{bat-ref}(s)}{d(s)} \quad (24)$$

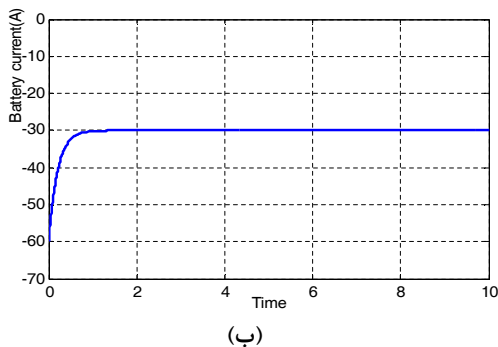
توانایی محدودکنندگی سیستم مدیریت انرژی از طریق نتایج شبیه سازی نشان داده شده است. ورودی پله برای جریان بار استفاده شده است. این شرایط از جریان بار به هنگام شتاب گرفتن شدید و ترمز ژنراتوری رخ می دهد.



شیوه کنترل جریان باتری را در مدت صد میلی ثانیه تثبیت نموده و آن را از آسیب حفظ می نماید.

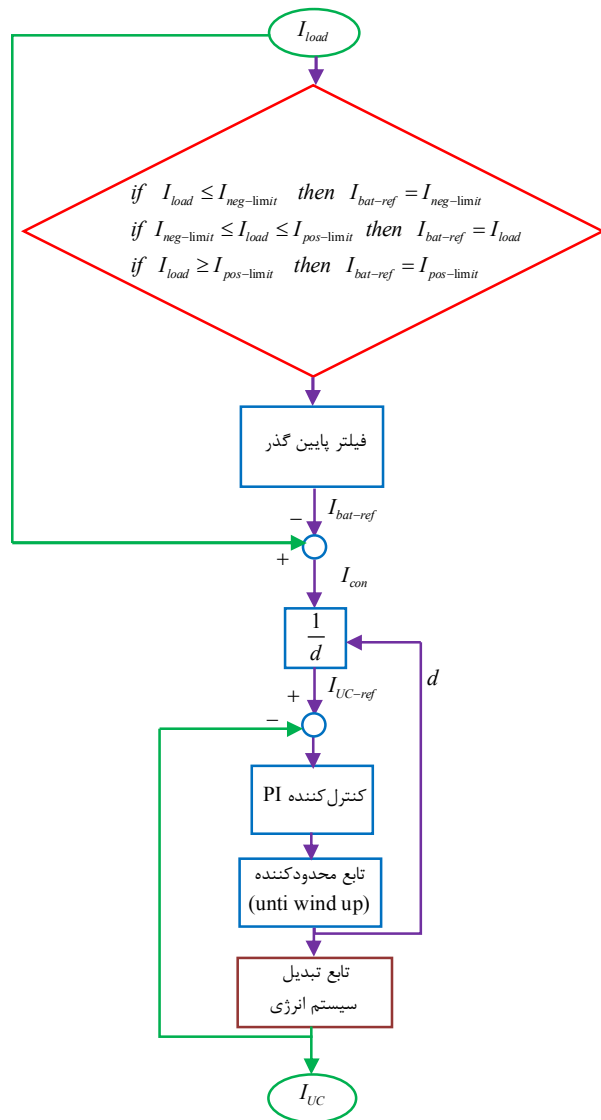


شکل ۱۴: (الف) جریان و ولتاژ فراخازن؛ (ب) جریان باتری، با جریان بار ۶۰ آمپر



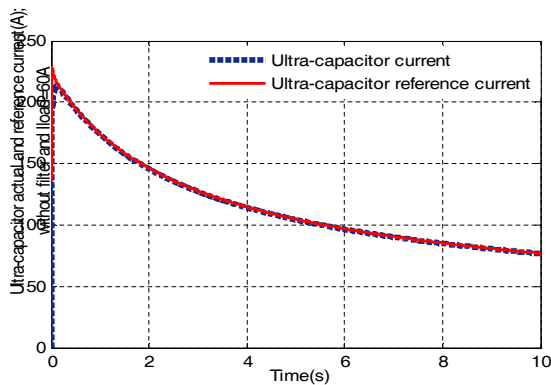
شکل ۱۵: جریان باتری با جریان بار ۶۰- آمپر

شکل ۱۶ پاسخ به جریان بار سینوسی با دامنه ۶۰ آمپر و فرکانس  $1 \text{ rad/sec}$  را نشان می دهد و بیانگر این است که تا رسیدن بازه عملکرد مبدل به مقدار حدی آن، جریان باتری در نیم سیکل مثبت به ۳۰ آمپر و در نیم سیکل منفی به ۳۰- آمپر محدود می گردد.

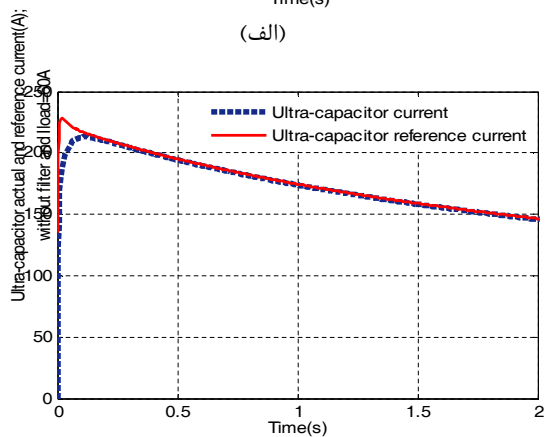


شکل ۱۳: بلوک دیاگرام کنترل سیستم انرژی

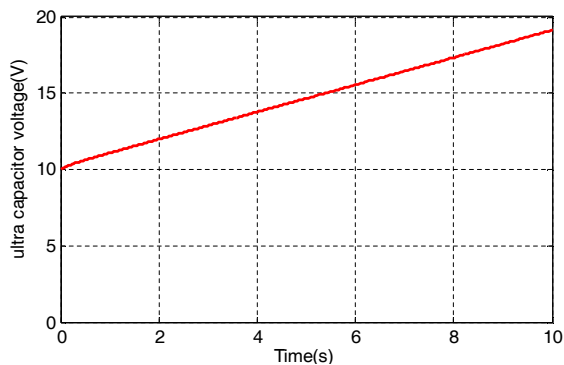
شبه سازی ها برای جریان بار مثبت و منفی انجام شده اند. این نتایج بدون تابع تأخیر افزایش زمان می باشد. در این شکل ها تنها خاصیت محدود کردن جریان توسط کنترل کننده، شبه سازی شده است. ولتاژ اولیه فراخازن ( $V_{UC0}$ ) برابر ۱۰ ولت در طول جریان بار مثبت و ۶۰ ولت در طول جریان بار منفی انتخاب شده است. مقادیر حدی  $I_{neg-limit}$  برابر ۳۰- آمپر و  $I_{pos-limit}$  برابر ۳۰+ آمپر برای شبه سازی استفاده شده اند. برای نتایج نشان داده شده در شکل ۱۴ و ۱۵ به ترتیب جریان بار پله ای ۶۰ و ۶۰- آمپر در زمان صفر ثانیه استفاده شده است. در این لحظه بسته به اینکه جریان بار مثبت یا منفی باشد، به دلیل زمان واکنش کنترل کننده جریان فراخازن، سیستم نمی تواند با سرعت کافی به لبه بالارونده جریان بار پاسخ دهد. در این مرحله بعد از گذشت صد میلی ثانیه جریان باتری برای جریان بار مثبت به ۳۰ آمپر و برای جریان بار منفی در همین مدت به ۳۰- آمپر می رسد و در همین مقدار باقی می ماند. این



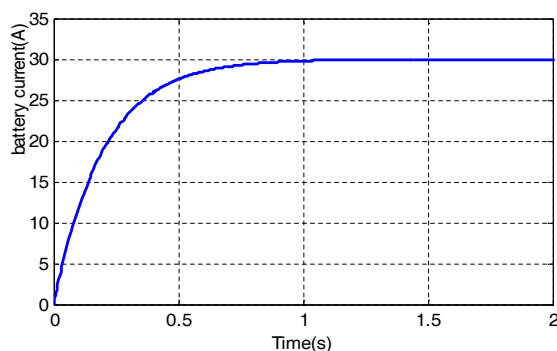
(الف)



(ب)

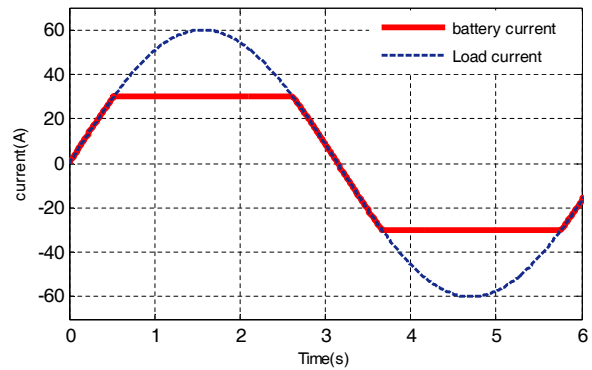


(ج)



(د)

شکل ۱۸: جریان فراخازن؛ (الف) بدون فیلتر، (ب) با فیلتر پایین گذر، (ج) ولتاژ فراخازن، (د) جریان باتری، برای جریان بار ۶۰ آمپر با فیلتر



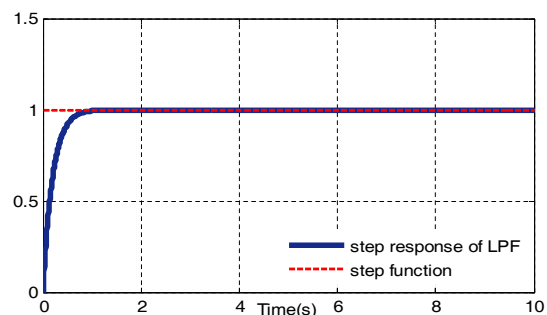
شکل ۱۶: پاسخ حدی با جریان بار سینوسی

### ۳-۳- تأخیر زمان صعود جریان باتری

گذر جریان‌های بالا و تغییرات سریع در جریان، هر دو می‌توانند اثر مخربی بر روی یک سلول لیتیومی بگذارند. وظیفه سیستم مدیریت انرژی کنترل زمان صعود جریان باتری بوده و این هدف با اضافه کردن یک تابع فیلتر پایین‌گذر ساده بعد از کنترل‌کننده جریان بار محقق می‌گردد. تابع فیلتر مزیت دیگری نیز دارد و آن هم حذف محتوای فرکانس بالا از جریان باتری است. یک تابع فیلتر درجه یک به صورت زیر انتخاب می‌گردد:

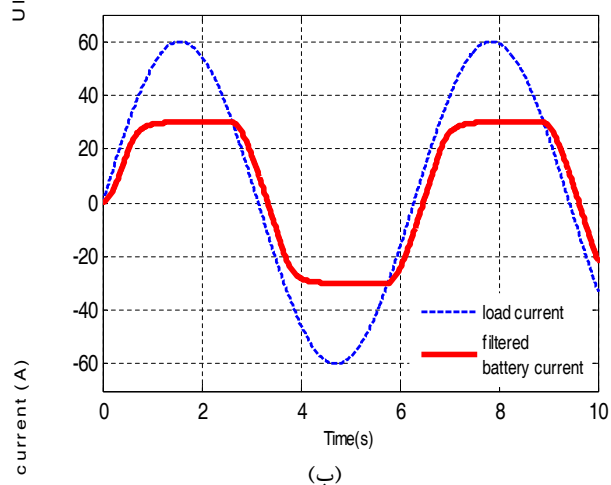
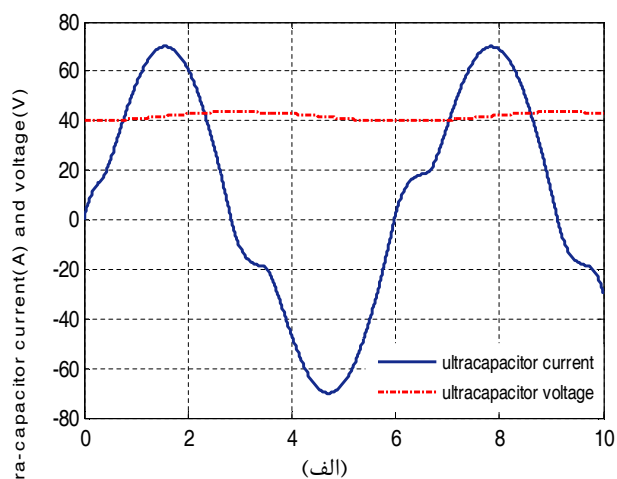
$$F(s) = \frac{a_0}{s + b_0} \quad (25)$$

با این فرض که ورودی پله واحد اعمال شود زمان صعود جریان باتری ۱ ثانیه انتخاب می‌گردد. این فرض مستلزم این است که تابع فیلتر قطبی در  $s = -5$  داشته باشد. بنابراین  $b_0$  برابر +۵ خواهد بود. به علاوه، بهره dc تابع باید واحد باشد لذا اگر از قضیه مقدار نهایی استفاده شود  $a_0 = b_0$  به دست می‌آید. شکل ۱۷ پاسخ تابع فیلتر به ورودی پله را نشان می‌دهد. مطابق این شکل زمان صعود ۱ ثانیه نیز حاصل می‌گردد.



شکل ۱۷: پاسخ پله تابع فیلتر

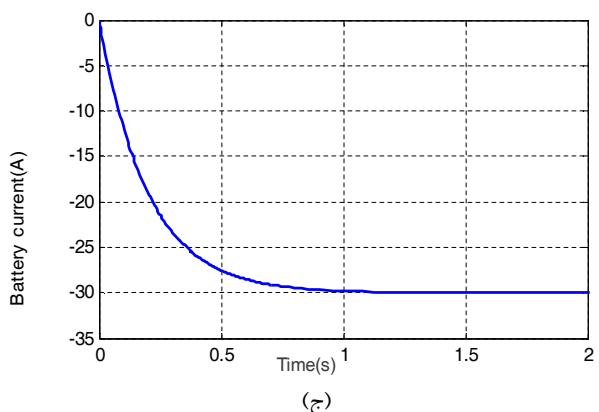
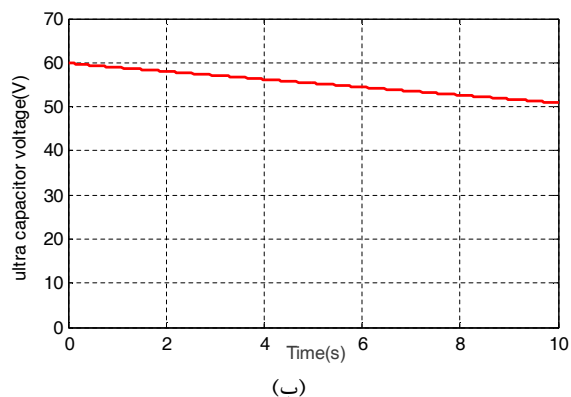
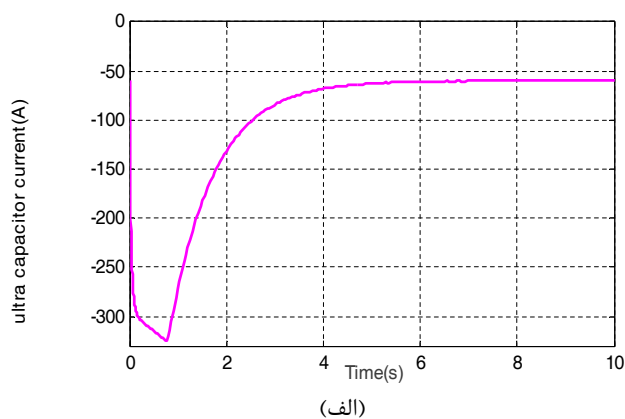
شکل‌های ۱۸، ۱۹ و ۲۰ نتایج شبیه‌سازی برای تابع فیلتر اضافه‌شده به سیستم را نشان می‌دهند. همان جریان بار قبلی یعنی پله ۶۰ یا ۶۰- آمپری در  $t$  برابر صفر ثانیه مشابه شبیه‌سازی تابع محدودکننده تولید می‌شود. نتایج نشان می‌دهند سیستم مدیریت انرژی زمان صعود جریان باتری به ۱ ثانیه را کنترل می‌کند.



شکل ۲۰: (الف) جریان و ولتاژ فراخازن، (ب) جریان باتری با جریان بار سینوسی و با افزوده شدن تابع فیلتر

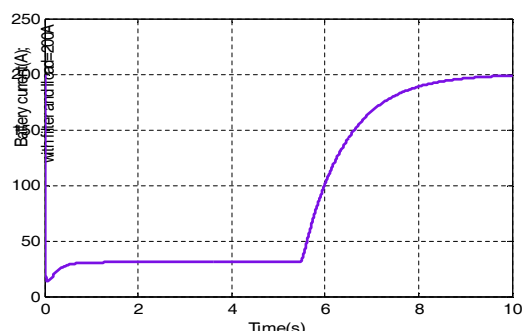
این نتایج پاسخ سیستم در طول زمان کوتاهی را نشان می‌دهند. شبیه‌سازی در طول مدت شارژ فراخازن‌ها نیز انجام شده است. جریان بار ۲۰۰ آمپر برای شبیه‌سازی انتخاب شده است. در سیستم واقعی زمانی که محرکه الکتریکی توان کامل را در بازه زمانی ترمز مولدی به سیستم انرژی خودروی برقی باز می‌گرداند. شکل ۲۱ جریان و ولتاژ فراخازن را برای سیستم با حضور فیلتر و بدون فیلتر نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که جریان خازن پیک بیش‌تری در حالت با تابع فیلتر نسبت به زمانی که فیلتر در مدار موجود نباشد خواهد داشت. دلیل این امر این است که مقادیر بیش‌تری از جریان لازم است که به خازن‌ها فرستاده شود تا اینکه جریان باتری در زمان پیش‌بینی شده افزایش یابد. شکل ۲۲ جریان باتری را به‌عنوان تابعی از زمان باز هم برای دو حالت قبل نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که افزودن یک تابع شکل‌دهنده یا همان فیلتر پایین‌گذر، زمان لازم برای خازن جهت رسیدن به حد نهایی را تقلیل می‌دهد.

با توجه به شبیه‌سازی‌های انجام‌شده نتیجه می‌شود که ناحیه کار سیستم پیشنهادی، جریان‌های بالا و ولتاژ پایین است. بنابراین اگر سیستم در عمل پیاده شود باید در انتخاب اجزای مدار به‌خصوص

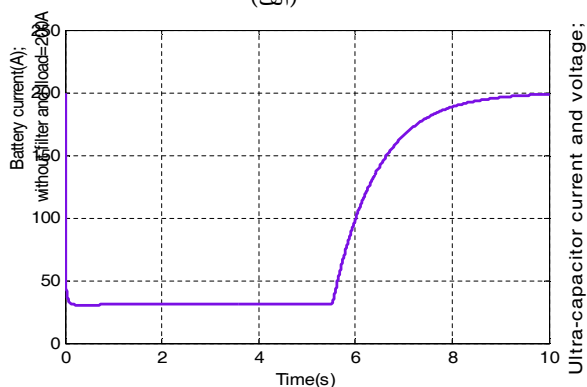


شکل ۱۹: (الف) جریان فراخازن، (ب) ولتاژ فراخازن، (ج) جریان باتری با جریان بار ۶۰- آمپر (با افزوده شدن تابع فیلتر)

شکل‌های ۱۸ و ۱۹ بیان‌کننده این است که حضور فیلتر باعث طولانی‌تر شدن زمان رسیدن جریان باتری به مقدار نهایی آن شده و در طول این مدت جریان‌های زیاد به فراخازن منتقل می‌گردد، لذا باتری از آسیب حفظ می‌شود. شکل ۲۰ پاسخ سیستم به جریان بار سینوسی را در حضور فیلتر پایین‌گذر نشان می‌دهد. این شکل نیز حاکی از انتقال فراجهش جریان بر روی فراخازن و ثابت ماندن جریان باتری می‌باشد. تأخیر اعمال‌شده توسط فیلتر، زمان لازم برای این انتقال را فراهم می‌آورد و هدف سیستم مدیریت انرژی که کنترل جریان توان و انرژی متناسب با ظرفیت اجزای سیستم بود بدین وسیله محقق می‌گردد. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود با تأخیر افزوده فیلتر، جریان باتری در مدت زمان حدود یک ثانیه در ۳۰ آمپر تثبیت می‌گردد.



(الف)



(ب)

شکل ۲۲: جریان باتری با جریان بار ۲۰۰ آمپر؛ (الف) با فیلتر، (ب) بدون فیلتر

#### ۴- نتیجه‌گیری

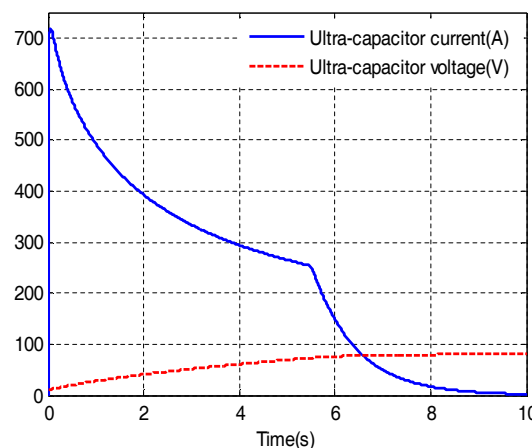
در این مقاله، روش مدل‌سازی گراف سیگنال جریان به شیوه‌ای جدید برای مبدل مورد استفاده پیشنهاد شده و توابع تبدیل مورد نیاز به کمک روش پیشنهادی به دست آمده است. به کمک روش گراف سیگنال جریان می‌توان نسبت هر دو متغیر دلخواه در مدار را به سادگی محاسبه نمود در حالی که محاسبه چنین نسبتی به کمک روش‌های دیگر مدل‌سازی فرآیند بسیار پیچیده‌ای خواهد داشت.

مدل استخراج شده در مدیریت سیستم انرژی خودروی برقی به کار گرفته شده است. خودروی برقی مورد نظر متشکل از یک منبع توان هیبرید شامل باتری و فراخازن است و این ترکیب در بازیافت انرژی ترمزی خودرو و افزایش مسافت قابل پیمایش آن مؤثر است.

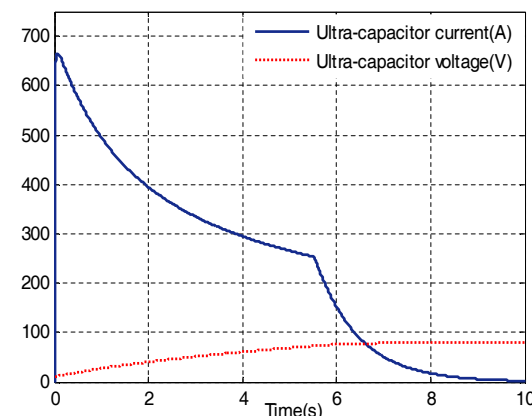
برای شبیه‌سازی عملکرد موتور خودرو، بار الکترونیکی دوسویه پیشنهاد شده و نیز یک روش کنترلی برای کنترل جریان باتری و فراخازن ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی نشانگر صحت روش مدل‌سازی پیشنهادی و کارایی آن در کنترل سیستم انرژی خودروی برقی است. نتایج برای هر دو وضعیت عملکرد موتوری و ترمز مولدی خودرو نشان داده شده‌اند.

در نهایت برای کارهای آینده در این زمینه پیشنهاد می‌شود مکان‌های مناسب دیگری برای تجهیزات ذخیره‌ساز انرژی در نظر گرفته شده و مطالعات لازم بر روی سیستم صورت گیرد. همچنین می‌توان تجهیزات بیشتری برای مدل‌سازی سیستم انرژی هیبرید در نظر گرفته و عملکرد آن را مورد ارزیابی قرار داد.

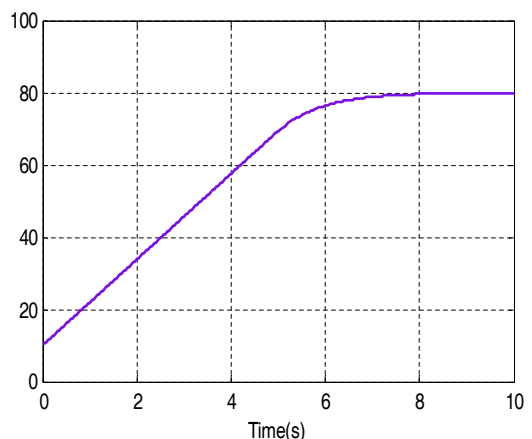
خازن‌ها دقت نمود، به گونه‌ای که بتوانند جریان‌های بالا را تحمل نمایند. می‌توان همین سیستم را به شیوه‌ای تغییر داد که مناسب برای کار در ولتاژ بالا و جریان پایین باشد، بهتر است جای باتری و فراخازن در سیستم انرژی عوض شود. واضح است که این تعویض جایگاه، خود نیازمند مطالعات ولتاژ و جریان اجزای سیستم و احتمالاً افزودن تجهیزات جانبی دیگر است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۲۱: ولتاژ و جریان فراخازن با جریان بار ۲۰۰ آمپر؛ (الف) با فیلتر، (ب) بدون فیلتر، (ج) ولتاژ فراخازن

از معادلات به دست آمده برای استخراج تابع تبدیل مبدل استفاده می‌گردد که در آن حالت‌های کلیدزنی مبدل و در نتیجه بازه زمانی عملکرد کلیدها نیز در نظر گرفته می‌شوند. بازه زمانی عملکرد کلیدهای مبدل به عنوان ورودی سیستم لحاظ می‌شود. جدول ۷ فرآیند استخراج تابع تبدیل را نشان می‌دهد:

جدول ۷: فرآیند استخراج تابع تبدیل از معادلات به دست آمده از روش فضای حالت

$$\frac{I_L(s)}{d(s)} = C(sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_i] + (C_1 - C_2)X$$

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{ESR}}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{UC}} & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A = A_1 d(s) - A_2 [1 - d(s)] = A_2$$

$$\left. \frac{I_L(s)}{d(s)} \right|_{V_{UC0}=0} = \frac{\frac{V_i s}{L}}{s^2 + \frac{R_{ESR}}{L}s + \frac{1}{LC_{UC}}}$$

۸ برای مد کاری سوم (شکل ۵) تابع تبدیل مورد نیاز مطابق جدول ۸ استخراج می‌گردد:

جدول ۸: فرآیند استخراج تابع تبدیل مد کاری سوم مبدل از روش فضای حالت

معادلات حالت مد کاری سوم (شکل ۵)

$$-V_L - V_{ESR} - V_{UC} - V_{UC0} = 0$$

$$-L \frac{di_L}{dt} - R_{ESR} i_L - V_{UC} - V_{UC0} = 0$$

$$-L \dot{x}_1 - R_{ESR} x_1 - x_2 - V_{UC0} = 0$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_{ESR}}{L} x_1 - \frac{1}{L} x_2 - V_{UC0}$$

$$i_C = i_L = C_{UC} \frac{dV_{UC}}{dt} \rightarrow \dot{x}_2 = \frac{1}{C_{UC}} x_1$$

معادلات فضای حالت به فرم ماتریسی

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{ESR}}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{UC}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

استخراج تابع تبدیل از معادلات به دست آمده

$$\frac{I_L(s)}{V_{UC0}(s)} = C(sI - A)^{-1} B$$

$$\left. \frac{I_L(s)}{V_{UC0}(s)} \right|_{V_i=0} = \frac{-\frac{1}{L}s}{s^2 + \frac{R_{ESR}}{L}s + \frac{1}{LC_{UC}}}$$

پیوست‌ها

(الف) مدل سازی مبدل کاهنده-افزاینده دوسویه به روش فضای حالت روش مدل سازی فضای حالت برای مبدل‌های الکترونیک قدرت نخستین بار توسط S. Cuk و R.D.Middlebrook مورد استفاده قرار گرفته است [۲۱]. مبدل مورد استفاده در این مقاله دوولتاژ ورودی دارد. مدار برای هر یک از ولتاژهای ورودی به صورت جداگانه تحلیل شده و در نهایت مانند روش پیشنهاد شده از اصل جمع آثار برای استخراج تابع تبدیل نهایی کمک گرفته می‌شود. جدول ۵ معادلات حالت مدهای کاری اول و دوم را نشان می‌دهد:

جدول ۵: متغیرهای حالت و معادلات حالت مدهای کاری اول و دوم

متغیرهای حالت مورد استفاده	معادلات حالت مد کاری اول (شکل ۳)
$x_1 = i_L$	$V_s - V_L - V_{ESR} - V_{UC} = 0$
$x_2 = V_{UC}$	$V_i - L \frac{di_L}{dt} - R_{ESR} i_L - V_{UC} = 0$
$\dot{x}_1 = \frac{di_L}{dt}$	$V_i - L \dot{x}_1 - R_{ESR} x_1 - x_2 = 0$
$\dot{x}_2 = \frac{dV_{UC}}{dt}$	$\dot{x}_1 = -\frac{R_{ESR}}{L} x_1 - \frac{1}{L} x_2 + \frac{1}{L} V_i$
$y = i_L$	$i_C = i_L = C_{UC} \frac{dV_{UC}}{dt} \rightarrow \dot{x}_2 = \frac{1}{C_{UC}} x_1$

معادلات حالت مد کاری دوم (شکل ۴)

	$V_s - V_L - V_{ESR} - V_{UC} = 0$
	$-L \frac{di_L}{dt} - R_{ESR} i_L - V_{UC} = 0$
	$-L \dot{x}_1 - R_{ESR} x_1 - x_2 = 0$
	$\dot{x}_1 = -\frac{R_{ESR}}{L} x_1 - \frac{1}{L} x_2$
	$i_C = i_L = C_{UC} \frac{dV_{UC}}{dt} \rightarrow \dot{x}_2 = \frac{1}{C_{UC}} x_1$

در جدول ۶ شکل ماتریسی معادلات برای مدهای کاری اول و دوم آمده است.

جدول ۶: شکل ماتریسی معادلات حالت مدهای کاری اول و دوم مبدل

مد کاری اول (شکل ۳)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{ESR}}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{UC}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_i$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

مد کاری دوم (شکل ۴)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{ESR}}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{UC}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

با به‌کارگیری اصل جمع‌آثار تابع جریان بار به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$I_{load}(s) = d(s)V_d \frac{\frac{1}{L_{load}}s + \frac{1}{L_{load}R_{in}C_{bus}}}{s^2 + \frac{1}{R_{in}C_{bus}}s + \frac{1}{L_{load}C_{bus}}} - V_{bat} \frac{\frac{1}{L_{load}R_{in}C_{bus}}}{s^2 + \frac{1}{R_{in}C_{bus}}s + \frac{1}{L_{load}C_{bus}}} \quad (28)$$

همان‌طور که از رابطه (۲۸) مشاهده می‌شود به دست آوردن تابع تبدیل که حاصل ضرب اختلاف ولتاژ و یک عبارت دینامیکی است کار بسیار مشکلی است. با در نظر گرفتن فرض زیر می‌توان چنین تابعی را به دست آورد:

$$I_{load}(s) = (d(s)V_d - V_{bat}) \frac{\frac{1}{L_{load}}s + \frac{1}{L_{load}R_{in}C_{bus}}}{s^2 + \frac{1}{R_{in}C_{bus}}s + \frac{1}{L_{load}C_{bus}}} \quad (27)$$

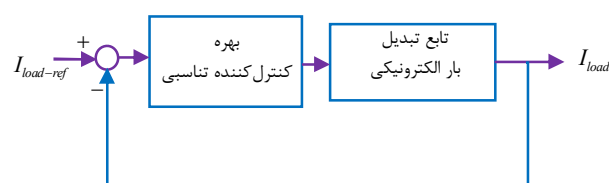
#### مراجع

- [1] Z. Amjadi, *Power electronics intensive energy management solutions for hybrid electric vehicle energy storage systems*, Ph.D. Thesis, Concordia University, Canada, Feb. 2011.
- [2] D.M. Bellur and M.K. Kazimierczuk, "DC-DC converters for electric vehicle applications," in *Proc. IEEE, EEIC*, pp. 286-293, Nashville, TN, Oct. 2007.
- [3] K. Smedley and S. Cuk, "Switching flow-graph nonlinear modeling technique," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 4, pp. 405-413, Jul. 1994.
- [4] M. Veerachary, "Analysis of fourth-order dc-dc converters: A flow graph approach," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 133-141, Jan. 2008.
- [5] M. Veerachary, "General rules for signal flow graph modeling and analysis of dc-dc converters," *IEEE Trans. Aerospace Electron. Sys.*, vol. 40, no. 1, pp. 259-271, Jan. 2004.
- [6] D. J. V. Schalkwyk, *Dynamics and energy management of electric vehicles*, Ms. Thesis, Stellenbosch University, Dec. 2007.
- [7] I. Aharon; A. Kuperman "Topological overview of powertrains for battery-powered vehicles with range extenders," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 868-876, Mar. 2011.
- [8] P.F. Ribeiro, B.K. Johnson, M.L. Crow, A. Arsoy, Y. Liu, "Energy storage systems for advanced power applications," *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 12, pp. 1744-1756, Dec. 2001.
- [9] P. Thounthong, S. Rael, B. Davat, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications," *J. Power Source*, vol. 193, no. 1, pp. 376-385, Aug. 2009.
- [10] A. Khaligh, Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, Jul. 2010.

به دلیل حجم بالای محاسبات تنها بخشی از آن در اینجا آورده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود نتایج حاصل از روش مدل‌سازی پیشنهادی کاملاً بر نتایج به‌دست‌آمده از روش مدل‌سازی فضای حالت منطبق است و این گویای صحت روش پیشنهادی است. همچنین مهم‌ترین امتیاز روش پیشنهادی این است که با حجم محاسبات کم‌تر و فرآیند ساده‌تری قادر است تابع تبدیل هر دو متغیر دلخواه از سیستم را به دست آورد.

(ب) نحوه تولید و کنترل بار الکترونیکی دوسویه

شکل ۲۳ بلوک دیاگرام سیستم بار الکترونیکی دوسویه که در این مقاله به‌عنوان بار موتور-ژنراتوری خودروی برقی در نظر گرفته شده است را نشان می‌دهد. جریان تحویلی توسط بار حدود ۲۰۰ آمپر می‌باشد. این جریان حاوی ریبیل بالایی است. جریان توسط خازن‌های لینک dc صاف می‌شود. جریان لینک dc و  $V_d$  (ولتاژ روی خازن لینک dc ( $C_d$ )) مطابق شکل ۷ و ۸ از یکسوساز سه‌فاز به دست می‌آیند. یکسوساز جریان بار منفی را مسدود می‌کند. بازه زمانی عملکرد کلیدهای مبدل به‌صورت نسبتی از ولتاژ خازن در نظر گرفته می‌شود. به همین دلیل اگر ولتاژ خازن از حد معینی کم‌تر باشد مبدل کلیدزنی نخواهد شد. تابعی نیز به سیستم افزوده می‌شود تا در صورت افزایش بیش از حد ولتاژ خازن، عملکرد سیستم را متوقف کند.



شکل ۲۳: بلوک دیاگرام سیستم بار الکترونیکی

روشی مشابه روش استخراج تابع تبدیل مبدل سیستم مدیریت انرژی برای به دست آوردن تابع تبدیل بار الکترونیکی نیز استفاده می‌گردد. مطابق شکل ۸ سیستم بار الکترونیکی دو ورودی  $V_d$  و  $V_{bat}$  دارد. مطابق اصل جمع‌آثار می‌توان تابع جریان بار برای هر یک از ورودی‌ها را به دست آورد. توابع تبدیل جریان بار به‌صورت زیر به دست می‌آیند:

زمانی که ولتاژ ورودی  $V_{bat}$  برابر صفر فرض شود:

$$I_{load} = d(s)V_d \frac{\frac{1}{L_{load}}s + \frac{1}{L_{load}R_{in}C_{bus}}}{s^2 + \frac{1}{R_{in}C_{bus}}s + \frac{1}{L_{load}C_{bus}}} \quad (26)$$

زمانی که ولتاژ ورودی  $V_d$  برابر صفر قرار داده شود:

$$I_{load} = -V_{bat} \frac{\frac{1}{L_{load}R_{in}C_{bus}}}{s^2 + \frac{1}{R_{in}C_{bus}}s + \frac{1}{L_{load}C_{bus}}} \quad (27)$$

- battery power management in hybrid vehicle applications—Polynomial control strategy,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 587–597, Feb. 2010.
- [17] K. C. Ramya and V. Jegathesan, “Review of bidirectional dc-dc converters suited for various applications,” *IJRRECE*, vol. 2, no. 2, pp. 76-79, Jun. 2012.
- [18] M. Hedlund, *Design and construction of a bidirectional dc-dc converter for an ev application*, Ph.D. Thesis, Uppsala university, Feb. 2010.
- [19] J. H. Lee, D. Y. Jung, T. K. Lee, Y. R. Kim and Ch. Y. Won, “Regenerative current control method of bidirectional dc/dc converter for EV/HEV application,” *J Electr Eng Technol*, vol. 8, no. 1, pp. 97-105, Jun. 2013.
- [20] J. Leuchter, “Bidirectional dc-dc converters for battery buffers with super-capacitor,” *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*, Prof. Rosario Carbone (Ed.), InTech., University of Defence, Czech Republic, pp. 179-206, Sept. 2011.
- [21] R.D. Middlebrook, S. Cuk, “A general unified approach to modeling switching converter power stages,” in *Proc. IEEE, PES*, Cleveland, Ohio, 1976.
- [11] A. Kuperman, I. Aharon, S. Malki, A. Kara, “Design of a semiactive battery-ultracapacitor hybrid energy source,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 806–815, Feb. 2013.
- [12] J. Cao, A. Emadi, “A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 122–132, Jan. 2012.
- [13] B. Hredzak, V.G. Agelidis, M. Jang, “A model predictive control system for a hybrid battery-ultracapacitor power source,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1469–1479, Mar. 2014.
- [14] B. Long, Sh.T. Lim, Zh.F. Bai, J.H. Ryu and K.T. Chong, “Energy management and control of electric vehicles, using hybrid power source in regenerative braking operation,” *Energies*, vol. 7, no. 7, pp. 4300–4315, Jul. 2014.
- [15] K. Zhiguo, Zh. Chunbo, Y. Shiyan and Ch. Shukang, “Study of bidirectional dc-dc converter for power management in electric bus with super-capacitors,” in *Proc. IEEE, VPPC*, pp. 1-5, Windsor, Sept. 2006.
- [16] M.B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, B. Dakyo, “DC/DC converter design for supercapacitor and