

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^۱، دانشجوی دکتری؛ ابراهیم بابایی^۲، استاد؛ محمدباقر بناء شریفیان^۳، 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. Mohammadian¹, PhD Student; E. Babaei², Professor; M. B. Bannae Sharifian³, 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 امکان پذیر می سازد [۶].

در خصوص پیشینه مدیریت انرژی منابع هیبرید می توان به این موارد اشاره نمود: در مرجع [۷] ساختارهای مختلفی از باتری - فراخازن ارائه شده است. در مرجع [۸] استفاده از فراخازن به عنوان ذخیره ساز انرژی برای کاربردهای بهبود کیفیت توان و جهت فائق آمدن بر محدودیت های تحویل توان باتری و محدودیت های ذخیره سازی انرژی توسط فراخازن را تحلیل نموده و یک سیستم ذخیره ساز انرژی هیبرید متشکل از دو منبع انرژی را پیشنهاد کرده است. یک روش بهینه سازی عملکرد باتری - فراخازن به عنوان 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 می گردد و باتری از ضربات مصون می ماند. در مرجع [۱۰-۱۲] منبع انرژی هیبرید شبه فعال 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 بیش تری روی منبع تغذیه هیبرید فراهم می آورد و با کلیدزنی به موقع آن می توان به هدف کنترلی مورد نظر دست یافت. روش های کنترلی مختلفی نیز در مراجع مختلف به منظور کنترل سیستم باتری - فراخازن به کار رفته است. از جمله در مرجع [۱۳] از کنترل پیش بین برای کنترل جریان توان استفاده شده است که عمده ترین مزیت این روش ثابت نگه داشتن حالت شارژ باتری و ولتاژ و جریان فراخازن در محدوده از پیش تعیین شده 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 ذخیره ساز 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 مورد نیاز استخراج می گردد. سپس یک روش مدیریت انرژی بر مبنای مدل به دست آمده، مورد بحث قرار گرفته و سپس جهت بررسی صحت مدل پیشنهادی و کارایی آن در سیستم مدیریت انرژی خودروی برقی با منابع توان هیبرید، نتایج شبیه سازی سیستم مورد بحث در نرم افزار Matlab آورده خواهد شد. در پایان نتایج حاصل از تحقیق حاضر و پیشنهادها برای کارهای آینده گنجانده شده است.

۲- مدل سازی 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 می توان از ترکیبی از این حالت ها استفاده نمود. از دیگر مزایای این مبدل

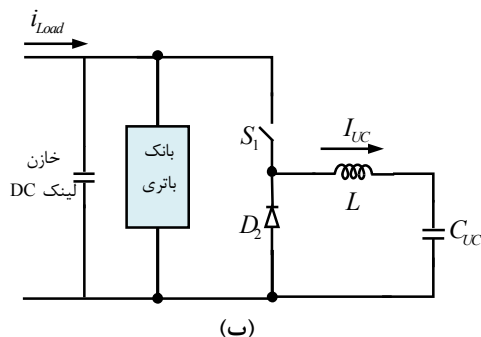
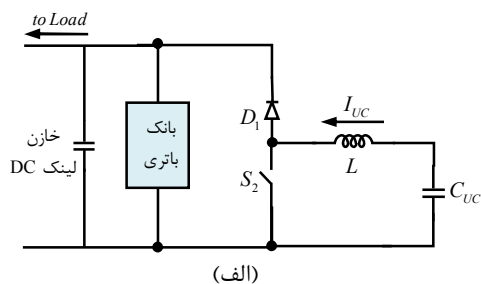
مبدل های dc-dc دسته ای از مبدل های الکترونیک قدرت هستند که به دلیل داشتن مزایایی مانند وزن سبک، حجم کم و قابلیت اطمینان بالا به صورت گسترده ای در کاربردهای مختلف مورد استفاده قرار می گیرند [۱]. در این مقاله یک مبدل کاهنده-افزاینده دوسویه مورد بررسی و مدل سازی قرار می گیرد. این مبدل در کاربردهای خودرو برقی و خودروهای هیبرید کاربرد فراوان دارد [۲].

معادلات مداری توصیف کننده مبدل های الکترونیک قدرت از جمله مبدل مذکور ساختاری غیرخطی دارند. تحلیل مبدل و طراحی کنترل کننده بر مبنای معادلات غیرخطی بسیار دشوار است. اگرچه مبدل دارای کلید، یک سیستم غیرخطی است ولی می توان آن را به دو مدار خطی در حالت کلید روشن و حالت کلید خاموش تجزیه نمود. این دو مدار خطی را می توان به وسیله گراف سیگنال جریان نشان داد. گراف سیگنال جریان کل مبدل را نیز می توان از ترکیب دو گراف مدار حالت روشن و مدار حالت خاموش و از طریق شاخه های کلیدزنی به دست آورد. شاخه های کلیدزنی تنها اجزای غیرخطی مبدل ها می باشند بنابراین کار مدل سازی به شاخه های کلیدزنی محدود می گردد. روش مدل سازی گراف جهت مطالعه رفتار غیرخطی و دینامیکی مبدل های کلیدزنی شده به کار گرفته می شود [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 الگوریتم های کنترلی طراحی شده و مدیریت سیستم انرژی انجام پذیرد. تاکنون روش های مختلفی برای مدل سازی سیستم انرژی در خودروهای برقی به کار گرفته شده اند. اصلی ترین بخش سیستم انرژی با قابلیت بازگشت انرژی در هنگام ترمز، مبدل dc-dc دوسویه است که گاهی تحت عنوان مبدل مدیریت انرژی نیز نامیده می شود. این مبدل یک مبدل توان بالا است که باتری با ولتاژ بالا را در یک ولتاژ پایین تر با لینک dc ولتاژ بالا ارتباط داده و موجب بهینه سازی عملکرد سیستم محرکه، کاهش ریبیل جریان باتری، ثابت نگه داشتن ولتاژ لینک dc و عملکرد توان بالای محرکه می شود. هدف سیستم مدیریت انرژی، کنترل جریان و در نتیجه کنترل توان در سیستم انرژی در راستای حفاظت باتری ها از پیک توان و طولانی تر نمودن عمر باتری ها است. فراخازن ها یا خازن های الکتروشمیایی دولایه با توان ویژه بالا را می توان به عنوان تجهیزات ذخیره ساز کمکی به کار برد که به عنوان یک بافر بین باتری ها و محرکه های الکتریکی به کار می روند و می توانند در بازیابی انرژی ترمزی و افزایش مسافت قابل پیمایش خودرو مؤثر باشند. ساده ترین مدار مدیریت انرژی شامل اتصال موازی فراخازن ها با باتری ها به عنوان منبع تغذیه هیبرید است. مدار مدیریت انرژی کارآمدتر با افزودن یک مبدل الکترونیک قدرت به دست می آید. مبدل dc-dc دوسویه اجازه کنترل جریان خازن و به طور غیرمستقیم کنترل جریان باتری را می دهد. همچنین مبدل ولتاژ خازن را با ولتاژ لینک dc مطابقت می دهد که بدین

S_1 و دیود D_2 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.



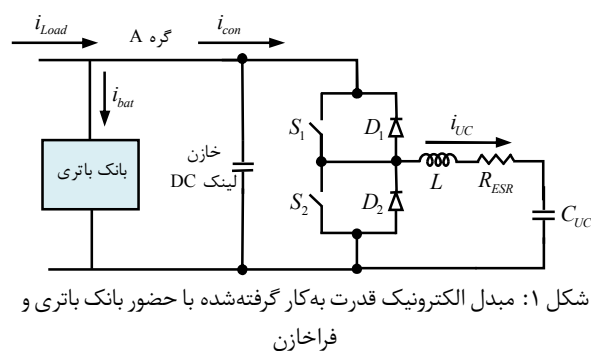
شکل ۲: مبدل الکترونیک قدرت در حالت؛ (الف) افزایشده، (ب) کاهنده

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 به‌عنوان تابعی از بهره حلقه‌ها و حل معادلات پیچیده از مرتبه بالا را می‌توان به صورت مرحله‌به‌مرحله 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 تغذیه‌شده 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 به‌عنوان ساختار مبدل موردبررسی در نظر گرفته می‌شود در شکل ۱ به‌عنوان 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 صرف‌نظر از این نکته بر روی صحت مدل تأثیری نخواهند داشت. با این حال مقدار C_{UC} به‌طور 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 امکان‌پذیر می‌سازد.



شکل ۱: مبدل الکترونیک قدرت به‌کار گرفته‌شده 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 Δ از رابطه زیر به دست می آید:

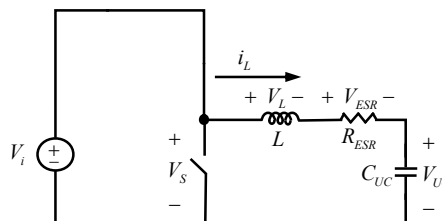
$$\Delta = 1 + \sum_{r=1}^n (-1)^r \left[\sum_m L_{mr} \right] \quad (8)$$

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:

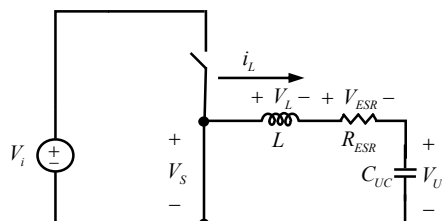
$$\Delta = 1 - L_{m1} + L_{m2} \quad (9)$$

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

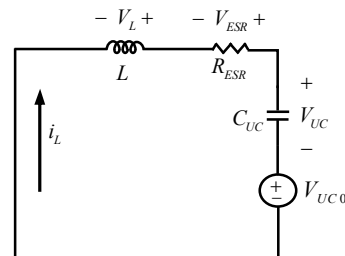
در اولین گام از مدل سازی در شکل ۱ ولتاژ اولیه فراخازن برابر صفر تنظیم می شود. شکل ۳ مد کاری اول مدار را نشان می دهد که در آن S_1 روشن و S_2 خاموش است. شکل ۴ مد کاری دوم مدار را نشان می دهد که با خاموش شدن کلید S_1 و روشن شدن کلید S_2 شکل می گیرد. گام بعدی صفر نمودن ولتاژ لینک dc و به دست آوردن تابع تبدیل 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{i}_L ، \tilde{v}_i 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

$$\Delta_1 = 1$$

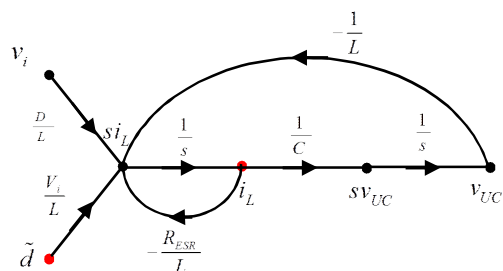
$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2) = 1 - \left(-\frac{R_{ESR}}{Ls} - \frac{1}{LCS^2} \right) = 1 + \frac{R_{ESR}}{Ls} + \frac{1}{LCS^2}$$

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

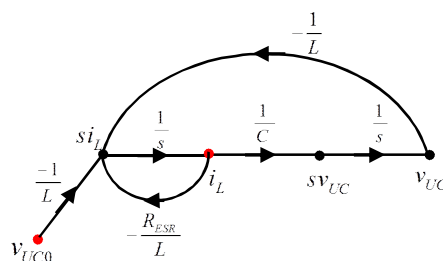
$$T_2(s) = \left. \frac{i_L(s)}{v_{UC0}(s)} \right|_{v_i=0} = \frac{\frac{-1}{Ls}}{1 + \frac{R_{ESR}}{Ls} + \frac{1}{LCS^2}} = \frac{\frac{-1}{Ls}}{s^2 + \frac{R_{ESR}}{L}s + \frac{1}{LC}}$$

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:

Δ هستند که P_i را قطع نمی کنند. بهره حلقه های 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. $P_1: d, s\tilde{i}_L, i_L$ گره های 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 حلقه های 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 باتری‌ها می‌باشد. جریان باتری را به وسیله مدار ارائه شده نمی‌توان به طور مستقیم کنترل نمود. شکل ۱ سیستم انرژی و همه جریان‌های جاری در آن را نشان می‌دهد. جریان‌های شارژ باتری، فراخازن و جریان بار به سمت سیستم انرژی مثبت در نظر گرفته می‌شوند. به همین دلیل جریان بار، باتری و فراخازن در طول دوره ترمز ژنراتوری مثبت بوده و در طول دوره موتوری منفی می‌باشند. معادله جریان در گره A که شکل دیگری از رابطه (۱۹) است به صورت زیر می‌باشد:

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

رابطه (۲۱) نشان می‌دهد که می‌توان 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 می‌توان جریان باتری را به طور غیرمستقیم کنترل نمود. باتری‌ها به‌ویژه سلول‌های یون لیتیوم با جریان‌هایی بیش‌تر از جریان نامی تخریب می‌شوند به همین ترتیب اگر نرخ تغییرات جریان در آن‌ها نیز زیاد شود تخریب خواهند شد [۲۰]. این شرایط زمانی که خودرو شتاب بگیرد و مخصوصاً در طول بازه زمانی ترمز ژنراتوری پیش می‌آید. سیستم مدیریت انرژی باید اولاً جریان باتری را محدود نموده و ثانیاً نرخ تغییرات جریان باتری را کنترل نماید.

مدار سیستم انرژی خودروی برقی موردنظر در شکل ۷ آورده شده است. همان‌گونه که مشاهده می‌شود 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 مدل‌سازی 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 اندازه‌گیری شده و استفاده می‌گردد. جریان مرجع باتری به وسیله یک تابع محدودکننده و یک تابع تأخیر بعد از آن تعیین می‌گردد. جریان مرجع فراخازن از جریان مرجع باتری و مطابق معادله (۲۱) به دست می‌آید. در نهایت یک کنترل‌کننده PI جهت کنترل جریان فراخازن و برای تعقیب جریان مرجع استفاده می‌گردد. در طراحی کنترل‌کننده PI از تابع تبدیل استخراج شده برای سیستم در رابطه (۱۸) استفاده می‌شود. در بخش‌های بعدی در خصوص جزئیات مربوط به طراحی قسمت‌های مختلف کنترل‌کننده و نحوه عملکرد آن‌ها 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 می‌شود که تابع یک صفر در مبدأ نمودار مکان هندسی ریشه‌ها دارد. این صفر به‌عنوان یک مشتق‌گیر عمل می‌کند و در پاسخ پله حلقه باز سیستم باعث ایجاد یک فراجش خیلی بزرگ در جریان خازن می‌گردد. مقدار دقیق این فراجش از پاسخ پله سیستم به دست می‌آید. 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 می‌شود تا رابطه (۱۸) به صورت زیر به دست آید:

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

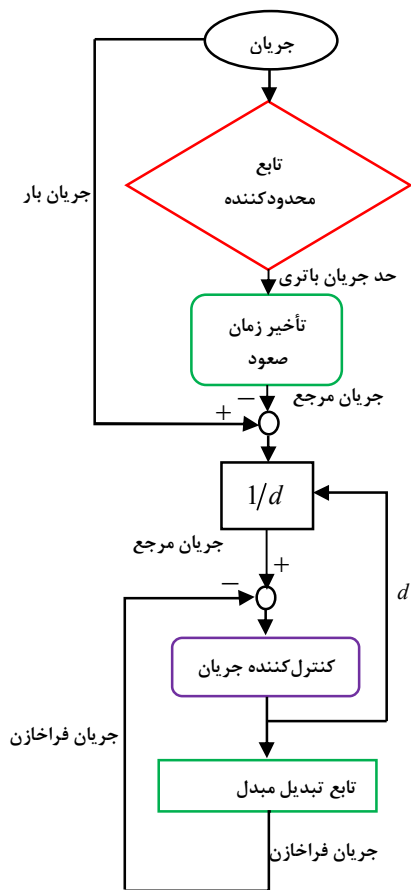
از رابطه فوق می‌توان جریان فراخازن را محاسبه نمود. شیوه مدل‌سازی دیگری که می‌توان در مقایسه با روش پیشنهادی به آن اشاره نمود روش مدل‌سازی فضای حالت می‌باشد. این روش در بخش ضمیمه (الف) برای مدل‌سازی مبدل موردنظر آورده شده است. نتایج حاصل گویای صحت روش مدل‌سازی پیشنهادی و مطابقت دو مدل استخراج شده از دو روش می‌باشند.

برای محاسبه جریان باتری از جریان فراخازن، رابطه (۱۹) که همان معادله جریان در گره A می‌باشد، استفاده می‌شود.

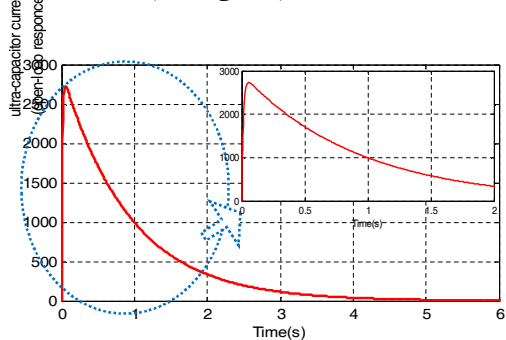
$$I_{bat}(s) = I_{load}(s) - d(s) \cdot I_{UC}(s) \quad (19)$$

مدل‌های بسیاری برای تکنولوژی‌های مختلف باتری وجود دارد. هر یک از مدل‌ها از لحاظ دقت و پیچیدگی متفاوت هستند. در اینجا مدار معادل تونن برای مدل باتری استفاده می‌شود 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 می‌باشند. ملاحظه می‌گردد که ولتاژ ترمینال سلول و از این رو ولتاژ لینک dc وابسته به جریان باتری هستند. ولتاژ ترمینال سلول به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

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



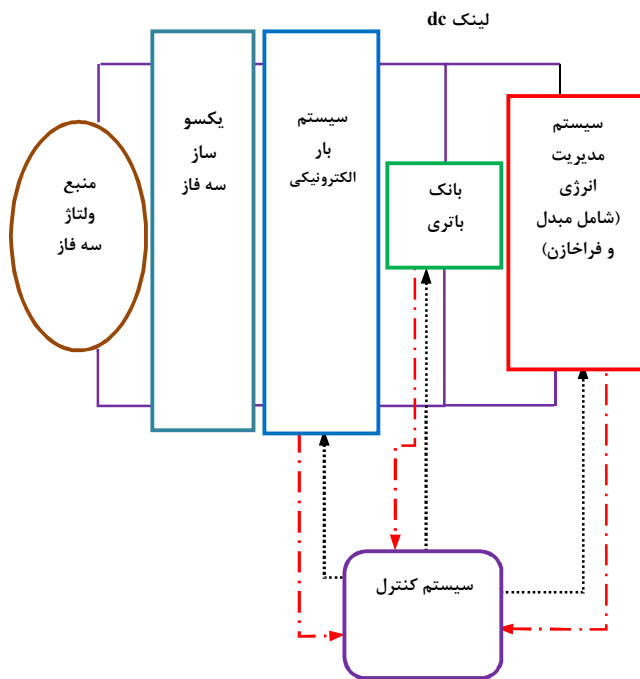
شکل ۹: بلوک دیاگرام کنترلی سیستم مدیریت انرژی



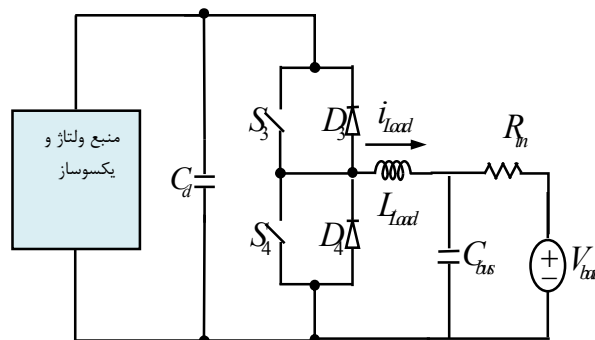
شکل ۱۰: پاسخ حلقه باز سیستم انرژی

جدول ۴: پارامترهای به کاررفته در شبیه‌سازی

مقدار	پارامتر
۳۵۰ μH	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

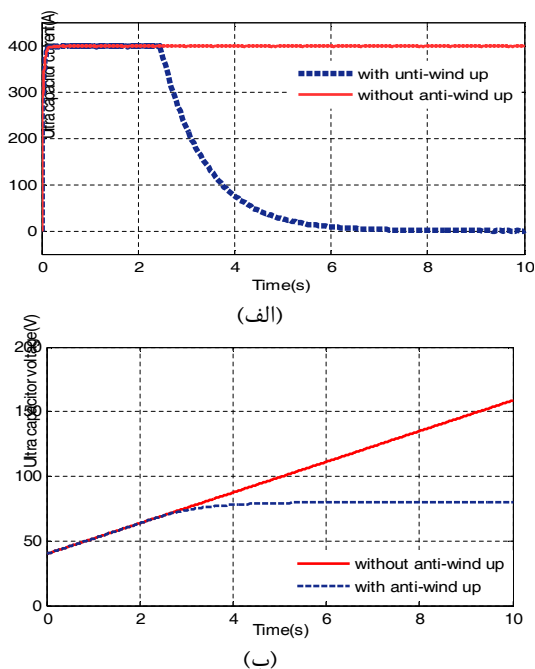


شکل ۷: بلوک دیاگرام سیستم انرژی خودروی برقی



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. به منظور بررسی عملکرد سیستم انرژی و کنترل کننده پیشنهادی، پارامترهای جدول ۴ در شبیه‌سازی مورد استفاده قرار گرفته‌اند.



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

شکل ۱۲ نشان می‌دهد که با عبور از حد d_{limit} و رسیدن به حداکثر ولتاژ مجاز فراخازن، انتگرال‌گیری از سیگنال خطا توسط کنترل‌کننده PI متوقف شده و جریان فراخازن به صفر برمی‌گردد. در صورتی که تابع محدودکننده در خروجی PI گذاشته نشود انتگرال‌گیری از خطا موجب افزایش بی‌وقفه خطا و پاسخ نادرست سیستم خواهد گردید.

۳-۲- کنترل‌کننده جریان باتری

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

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

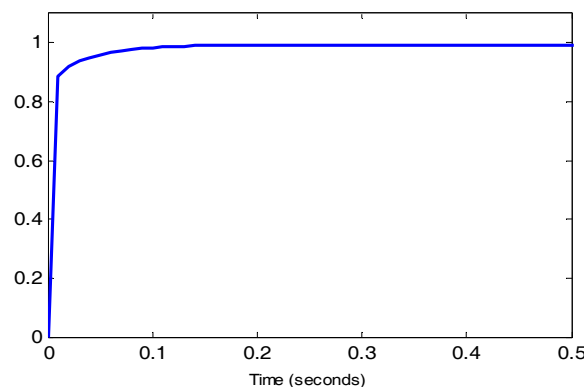
توانایی محدودکنندگی سیستم مدیریت انرژی از طریق نتایج شبیه‌سازی نشان داده شده است. ورودی پله برای جریان بار استفاده شده است. این شرایط از جریان بار به هنگام شتاب گرفتن شدید و ترمز ژنراتوری رخ می‌دهد.

۳-۱- کنترل‌کننده جریان فراخازن

برای کنترل جریان فراخازن از یک کنترل‌کننده PI استفاده می‌شود. استفاده از کنترل‌کننده PI، اثر مشتق‌گیر سیستم و انتگرال‌گیر کنترل‌کننده خنثی می‌شود. کنترل‌کننده به گونه‌ای طراحی می‌شود که سیستم پاسخ پله‌ای با زمان صعود صد میلی‌ثانیه داشته باشد و نیز هیچ فرآهشی در پاسخ جریان حلقه بسته سیستم رخ ندهد. فرآهش جریان خازن باعث آسیب به اجزای مدار سیستم مدیریت انرژی می‌گردد. تابع تبدیل کنترل‌کننده 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 می‌دهد. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود پاسخ حلقه بسته فاقد هرگونه فرآهش بوده و زمان صعودی معادل صد میلی‌ثانیه دارد. بنابراین پاسخ حلقه بسته مطلوب با کنترل‌کننده PI طراحی شده به دست می‌آید.



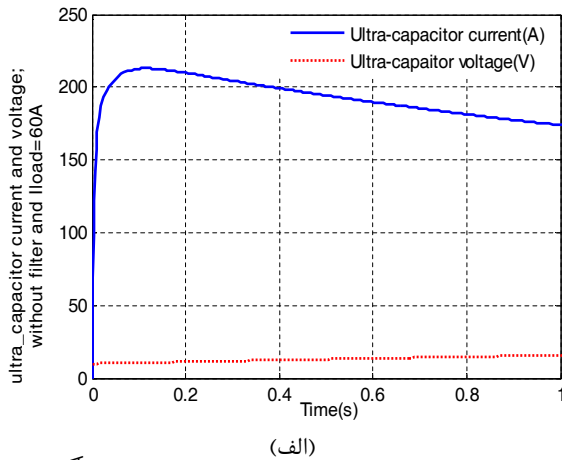
شکل ۱۱: پاسخ پله سیستم حلقه بسته

در طراحی کنترل‌کننده، محدودیت ولتاژ فراخازن موردتوجه 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) می‌توان دید زمانی جریان خازن برابر صفر می‌شود که بازه زمانی عملکرد کلیدهای مبدل برابر با نسبت ولتاژ خازن بر ولتاژ لینک dc گردد. یک تابع محدودکننده در خروجی کنترل‌کننده PI قرار داده می‌شود. بازه زمانی عملکرد کلیدهای مبدل (d_{limit}) که در آن حداکثر ولتاژ فراخازن حاصل می‌گردد برابر است با:

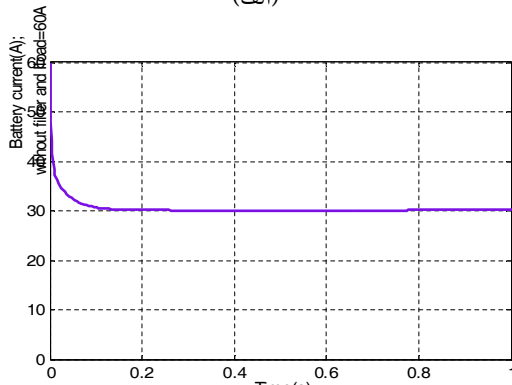
$$d_{limit} = \frac{V_{UC-limit}}{V_i} \quad (23)$$

در صورت رعایت این حد، انتگرال‌گیری از خطا توسط کنترل‌کننده متوقف شده و هیچ تأخیری در خروجی رخ نمی‌دهد و انتگرال‌گیر 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 به‌کارگیری و بدون به‌کارگیری تابع محدودکننده را نشان می‌دهد.

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

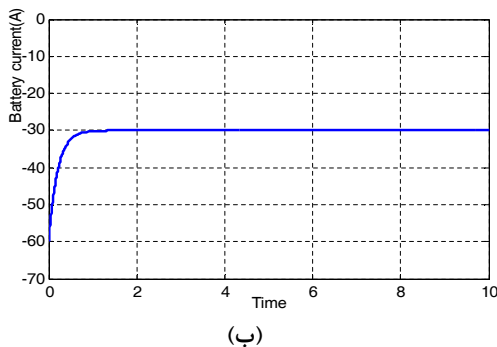


(الف)



(ب)

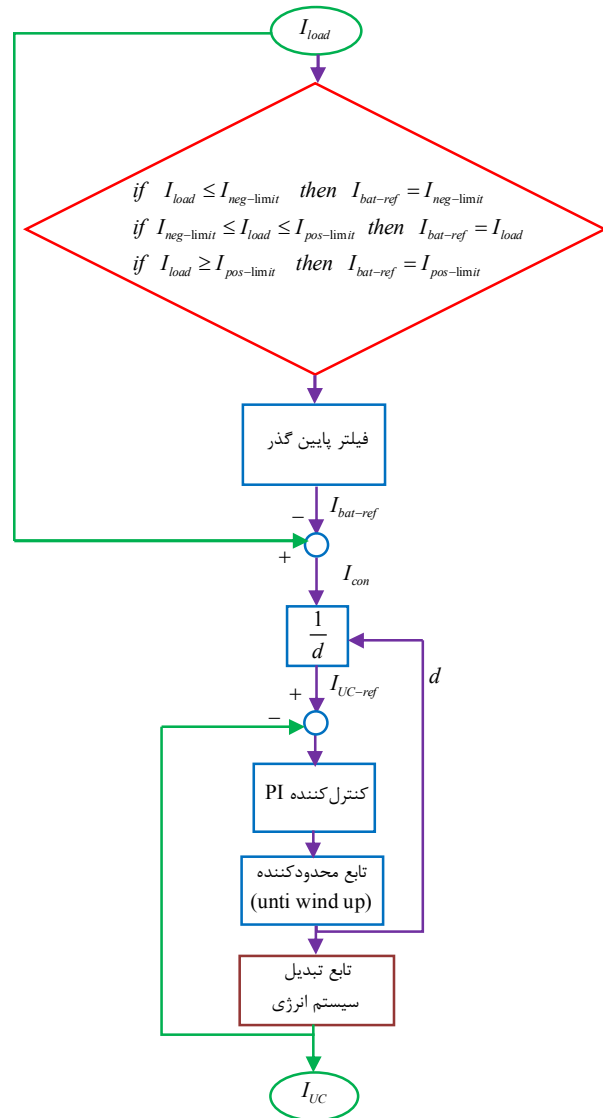
شکل ۱۴: (الف) جریان و ولتاژ فراخازن؛ (ب) جریان باتری، با جریان بار ۶۰ آمپر



(ب)

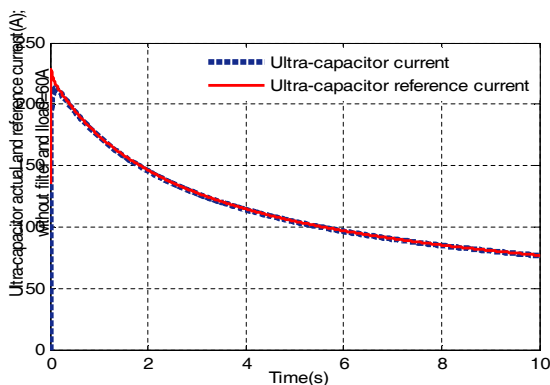
شکل ۱۵: جریان باتری با جریان بار ۶۰- آمپر

شکل ۱۶ پاسخ به جریان بار سینوسی با دامنه ۶۰ آمپر و فرکانس 1 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.

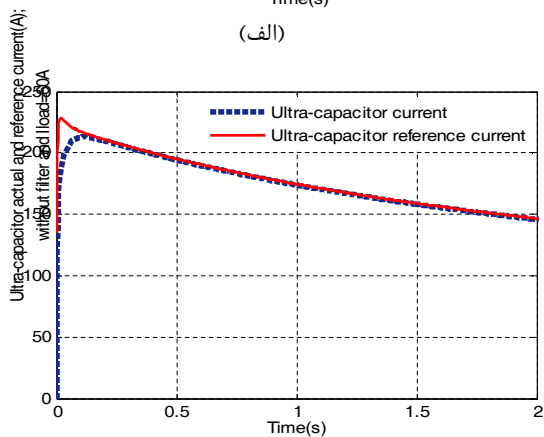


شکل ۱۳: بلوک دیاگرام کنترل سیستم انرژی

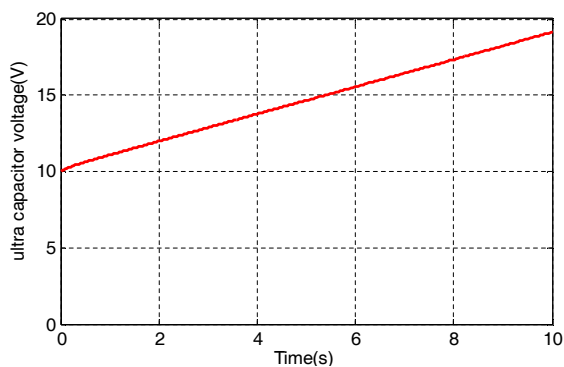
شبه سازی ها برای جریان بار مثبت و منفی انجام شده اند. این نتایج بدون تابع تأخیر افزایش زمان می باشد. در این شکل ها تنها خاصیت محدود کردن جریان توسط کنترل کننده، شبه سازی شده است. ولتاژ اولیه فراخازن (V_{UC0}) برابر ۱۰ ولت در طول جریان بار مثبت و ۶۰ ولت در طول جریان بار منفی انتخاب شده است. مقادیر حدی $I_{neg-limit}$ 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



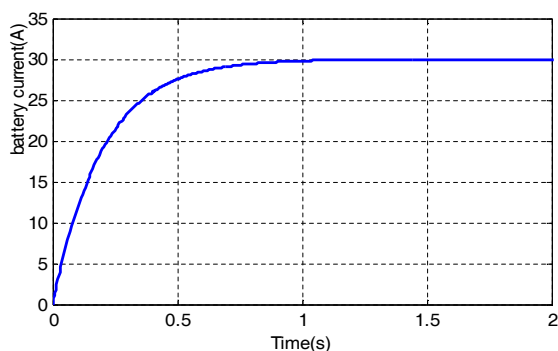
(الف)



(ب)

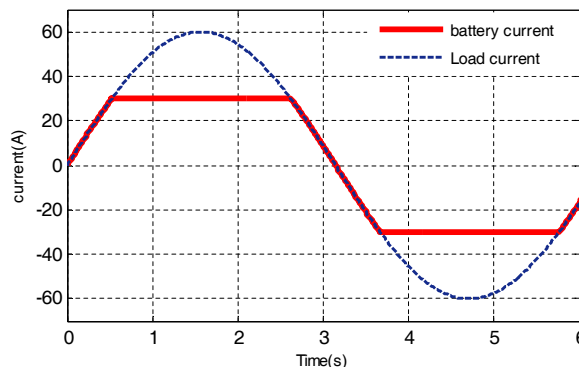


(ج)



(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



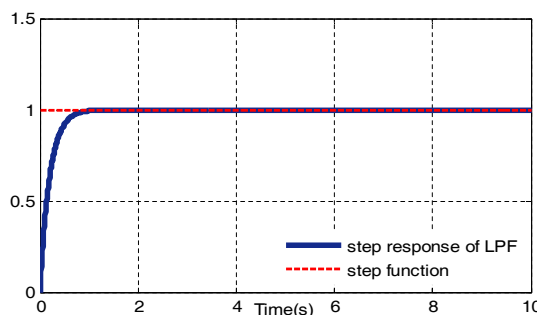
شکل ۱۶: پاسخ حدی با جریان بار سینوسی

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:

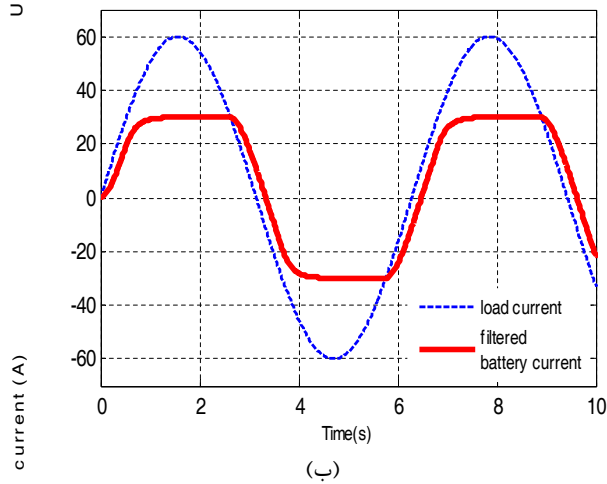
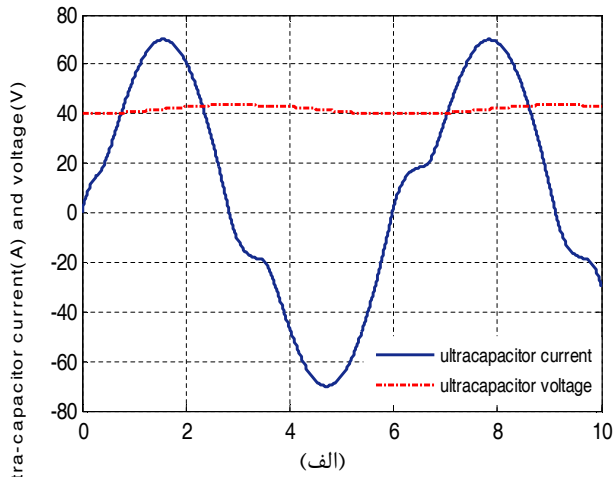
$$F(s) = \frac{a_0}{s + b_0} \quad (25)$$

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

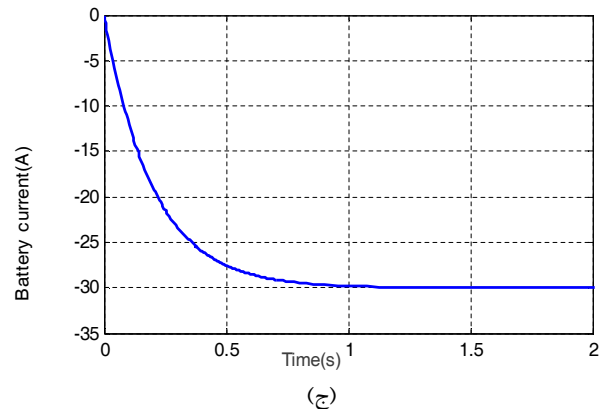
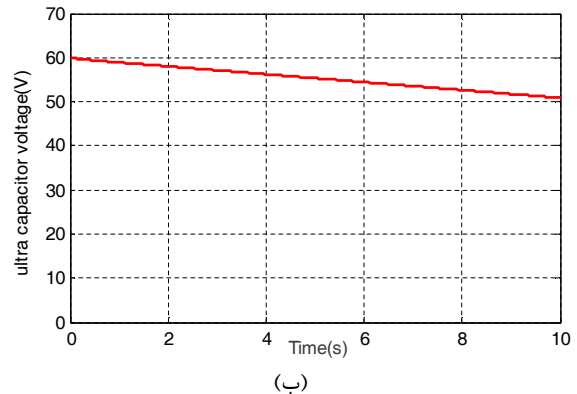
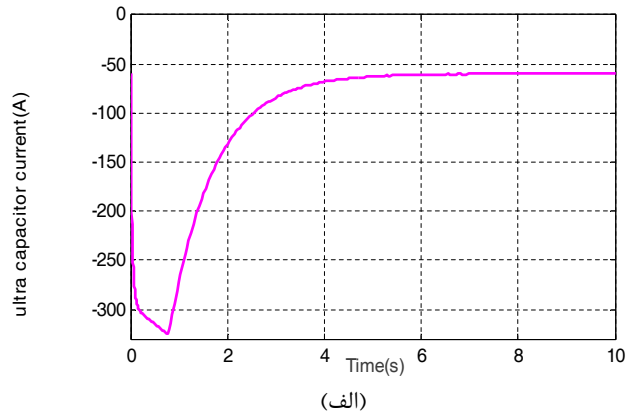
شکل‌های ۱۸، ۱۹ و ۲۰ نتایج شبیه‌سازی برای تابع فیلتر اضافه‌شده به سیستم را نشان می‌دهند. همان جریان بار قبلی یعنی پله ۶۰ یا ۶۰- آمپری در t برابر صفر ثانیه مشابه شبیه‌سازی تابع محدودکننده تولید می‌شود. نتایج نشان می‌دهند سیستم مدیریت انرژی زمان صعود جریان باتری به ۱ ثانیه را کنترل می‌کند.



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

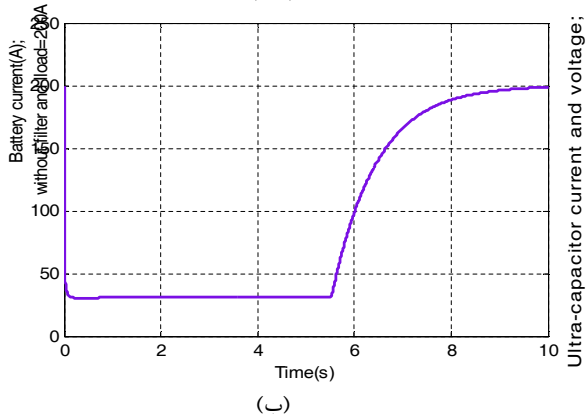
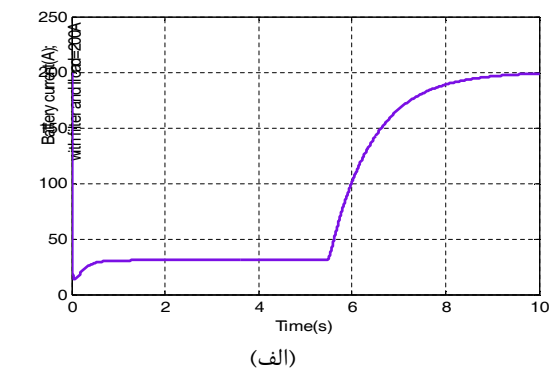
این نتایج پاسخ سیستم در طول زمان کوتاهی را نشان می‌دهند. شبیه‌سازی در طول مدت شارژ فراخازن‌ها نیز انجام شده است. جریان بار ۲۰۰ آمپر برای شبیه‌سازی انتخاب شده است. در سیستم واقعی زمانی که محرکه الکتریکی توان کامل را در بازه زمانی ترمز مولدی به سیستم انرژی خودروی برقی باز می‌گرداند. شکل ۲۱ جریان و ولتاژ 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.



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

۴- نتیجه گیری

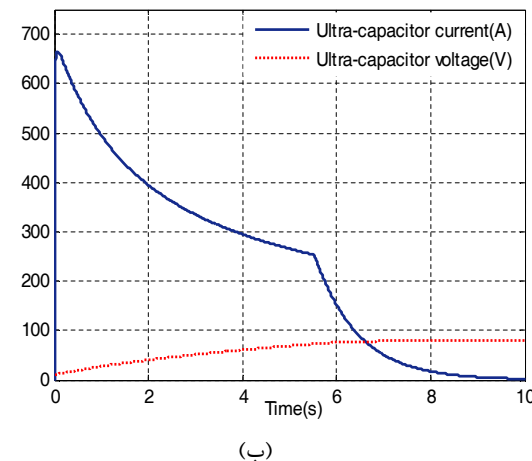
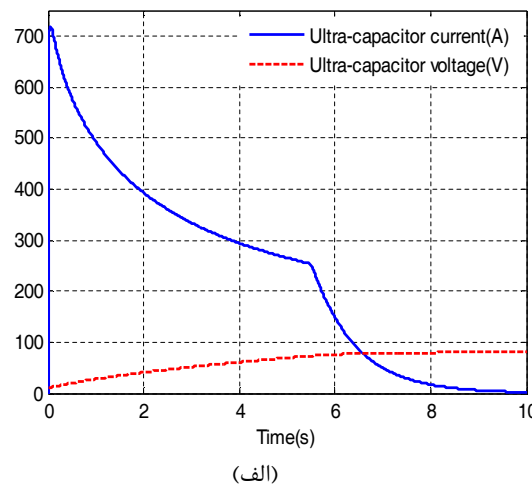
در این مقاله، روش مدل سازی گراف سیگنال جریان به شیوه ای جدید برای مبدل مورد استفاده پیشنهاد شده و توابع تبدیل مورد نیاز به کمک روش پیشنهادی به دست آمده است. به کمک روش گراف سیگنال جریان می توان نسبت هر دو متغیر دلخواه در مدار را به سادگی محاسبه نمود در حالی که محاسبه چنین نسبتی به کمک روش های دیگر مدل سازی فرآیند بسیار پیچیده ای 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.

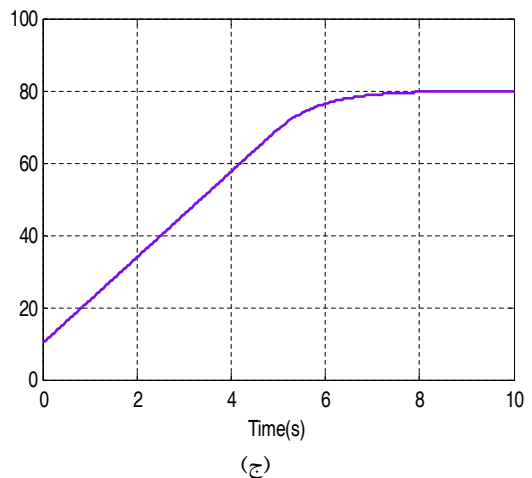
برای شبیه سازی عملکرد موتور خودرو، بار الکترونیکی دوسویه پیشنهاد شده و نیز یک روش کنترلی برای کنترل جریان باتری و فراخازن ارائه شده است. نتایج شبیه سازی نشانگر صحت روش مدل سازی پیشنهادی و کارایی آن در کنترل سیستم انرژی خودروی برقی است. نتایج برای هر دو وضعیت عملکرد موتوری و ترمز مولدی خودرو نشان داده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

در نهایت برای کارهای آینده در این زمینه پیشنهاد می شود مکان های مناسب دیگری برای تجهیزات ذخیره ساز انرژی در نظر گرفته شده و مطالعات لازم بر روی سیستم صورت گیرد. همچنین می توان تجهیزات بیشتری برای مدل سازی سیستم انرژی هیبرید در نظر گرفته و عملکرد آن را مورد ارزیابی قرار داد.

خازن ها دقت نمود، به گونه ای که بتوانند جریان های بالا را تحمل نمایند. می توان همین سیستم را به شیوه ای 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.



Ultra-capacitor current and voltage; without filter and load=200A



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- افزایشنده 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:

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

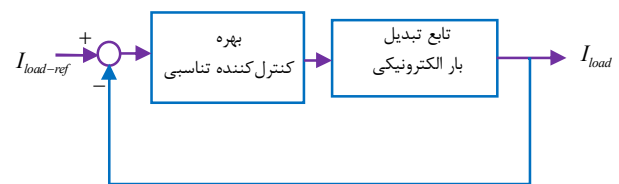
مراجع

- [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