

الحمد لله
الذي هدانا لهذا
الذي كنا لنهتدي لولا
هدى الله لنا



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی

طراحی و شبیه‌سازی PFC سه‌فاز سه سوییج نوع کاهنده به عنوان شارژر باتری

نگارنده: حامد براتی

استاد راهنما

دکتر علی دستفان

بهمن ۱۳۹۵

تقدیم بہ

پدر و مادر عزیزم

بہ پاس حمایت و محبت‌های بی دریغشان...

پاس از استاد محترم دکتر علی دستفان.

۱۳۹۵

حامد براتی

تعمیر نامه

اینجانب **حامد براتی** دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته **مهندسی برق - قدرت** دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه شاهرود نویسنده پایان نامه **طراحی و شبیه سازی PFC سه فاز سه سوییچ** نوع **کاهنده به عنوان شارژر باتری** تحت راهنمایی دکتر علی دستفان متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش های دیگر پژوهش گران، به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب این پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر به دانشگاه صنعتی شاهرود تعلق دارد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « *Shahrood University of Technology* » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در تمام مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته (یا استفاده) شده است، اصل رازداری و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

حامد براتی

۱۳۹۵

مالکیت نتایج و حق نشر

کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.

استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

نیاز روز افزون به ذخیره انرژی الکتریکی به دلایل مختلف مانند تولیدات پراکنده، انرژی پشتیبان شبکه، تنظیم فرکانس شبکه و ...، باعث گسترش انواع شارژرها برای ذخیره انرژی توسط باتری‌ها شده است. بخش عمده این شارژرها، انرژی مورد نیاز خود را از شبکه دریافت می‌کنند که افزایش تعداد آنها باعث ایجاد اثر هارمونیکی سوء بر شبکه قدرت و مسائل کیفیت توانی می‌شود. از این رو شرط PFC بودن مبدل‌ها یکی از مهمترین ملزومات شارژرهای صنعتی در شبکه‌های قدرت مدرن است. از دیگر مسائل مهم موجود در شارژرها، می‌توان به مدت زمان صرف شده برای شارژ باتری اشاره کرد که به ویژه در باتری‌ها با کاربرد دوره‌ای موضوعیت پیدا می‌کند. هدف از انجام این پایان‌نامه، طراحی شارژر PFC بر پایه مبدل کاهنده سه سویچ است. دلیل استفاده از آن، مقرون به صرفه بودن این مبدل به سبب کاهش تعداد سویچ‌ها و کنترل ساده آن است. این شارژر توسط جبران‌ساز PI کنترل می‌شود و در شرایط اغتشاش برای مثال تغییرات ناگهانی ولتاژ سه فاز ورودی پاسخ مناسبی می‌دهد. با اعمال الگوریتم شارژر مورد نظر به این سیستم، از آن برای شارژ باتری سرب اسید استفاده می‌شود. روند توضیح داده شده در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی نرم‌افزاری نشان می‌دهد که با ارتقای الگوریتم شارژر جریان ثابت چندپله‌ای به الگوریتم شارژر جریان ثابت-ولتاژ ثابت چندپله‌ای (الگوریتم پیشنهادی) زمان شارژ باتری به مدت قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد.

کلید-واژه: یکسوساز نوع کاهنده، شارژر PFC ، باتری سرب اسید، تخمین SOC ، جبران‌ساز PI .

فهرست مطالب

فصل ۱ مقدمه.....	۱
۱-۱ مروری بر فصل‌های پایان‌نامه.....	۵
فصل ۲ شارژرهای PFC و الگوریتم شارژ باتری.....	۷
۱-۲ شارژرهای PFC.....	۸
۲-۲ الگوریتم‌های شارژ باتری.....	۱۱
۱-۲-۲ شارژ ولتاژ ثابت (CV).....	۱۲
۲-۲-۲ شارژ جریان ثابت (CC).....	۱۳
۳-۲-۲ ترکیب ولتاژ ثابت و جریان ثابت.....	۱۴
۴-۲-۲ شارژ جریان پالسی.....	۱۶
فصل ۳ مدلسازی و تخمین حالت شارژ باتری سرب اسید.....	۱۹
۱-۳ انتخاب باتری.....	۲۱
۲-۳ تعیین حالت شارژ باتری سرب-اسید.....	۲۳
۳-۳ مدلسازی باتری سرب-اسید.....	۲۵
۱-۳-۳ مدل ساده.....	۲۵
۲-۳-۳ مدل تونن باتری.....	۲۶
۳-۳-۳ مدل بر اساس امپدانس.....	۲۷
۴-۳-۳ مدل دینامیک باتری.....	۲۷
۵-۳-۳ مدل خازن بزرگ باتری سرب-اسید.....	۲۸
۴-۳-۳ مدل فضای حالت باتری برای تخمین SOC.....	۲۸
۱-۴-۳ مشاهده‌پذیری سیستم.....	۳۰
۵-۳-۳ فیلتر کالمن.....	۳۰
۶-۳ تخمین SOC باتری با فیلتر کالمن.....	۳۳
فصل ۴ طراحی و کنترل مبدل PFC.....	۳۵
۱-۴ مقدمه.....	۳۶

۳۶	طراحی سیستم	۲-۴
۴۲	الگوریتم کلیدزنی SVM	۳-۴
۴۵	مدل سازی مبدل PFC	۴-۴
۴۶	کنترل مبدل PFC	۵-۴
۴۷	مدل حلقه باز سیستم به همراه باتری	۴-۵-۱
۴۹	طراحی جبران ساز	۶-۴
۵۰	بررسی پایداری سیستم	۷-۴
۵۱	فصل ۵ نتایج و شبیه سازی	
۵۲	مقادیر عناصر مبدل	۱-۵
۵۳	مقادیر المان های فیلتر خروجی	۵-۱-۱
۵۳	مقادیر المان های فیلتر ورودی	۵-۱-۲
۵۴	طراحی جبران ساز	۲-۵
۵۵	طراحی جبران ساز برای کنترل جریان ثابت (CC)	۵-۲-۱
۵۶	طراحی جبران ساز برای کنترل ولتاژ (CV)	۵-۲-۲
۵۷	بررسی پایداری سیستم جبران شده	۵-۲-۳
۵۸	پاسخ سیستم کنترلی	۵-۲-۴
۶۱	فرکانس نمونه برداری از مدل پیوسته باتری	۳-۵
۶۲	شبیه سازی شارژ باتری	۴-۵
۶۲	شارژ CC چند پله ای	۵-۴-۱
۶۴	شارژ CC/CV چند پله ای	۵-۴-۲
۷۱	فصل ۶ نتیجه گیری و پیشنهادات	
۷۲	نتیجه گیری	۱-۶
۷۲	پیشنهادات	۲-۶
۷۵	پیوست آ: بدست آوردن مدار معادل باتری	

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۲: یکسوساز PFC (الف) دو مرحله‌ای ، (ب) تک مرحله‌ای..... ۹
- شکل ۲-۲: یکسوساز PFC نوع (الف) کاهنده، (ب) افزایشنده..... ۱۰
- شکل ۳-۲: یکسوساز نوع کاهنده سه سویچ مورد استفاده در این پایان‌نامه..... ۱۱
- شکل ۴-۲: رابطه بین ولتاژ شارژ و زمان شارژ مجدد در شارژ CV..... ۱۳
- شکل ۵-۲: مثالی از شارژ CV و به دنبال آن شارژ CC (روش اول)..... ۱۵
- شکل ۶-۲: مثالی از روش دوم شارژ CC-CV..... ۱۶
- شکل ۱۰-۲: مثالی از شارژ جریان پالسی..... ۱۶
- شکل ۱-۳: اصول کلی محاسبه SOC براساس اندازه‌گیری مستقیم..... ۲۴
- شکل ۲-۳: مدل ساده باتری..... ۲۶
- شکل ۳-۳: مدل الکتریکی تونن باتری..... ۲۵
- شکل ۴-۳: مدل باتری بر اساس امپدانس..... ۲۷
- شکل ۵-۳: مدل خازن بزرگ باتری..... ۲۸
- شکل ۷-۳: روند محاسبه تخمین متغییر حالت با استفاده از فیلتر کالمن..... ۳۲
- شکل ۸-۳: رابطه ولتاژ مدار باز باتری با SOC..... ۳۴
- شکل ۱-۴: تقریب تحلیلی مقادیر متوسط و مؤثر جریان المان‌های مبدل..... ۳۹
- شکل ۲-۴: مدولاسیون بردار فضایی جریان ورودی مطلوب..... ۴۳
- شکل ۳-۴: سه حالت هدایت مبدل در قطاع اول..... ۴۴
- شکل ۴-۴: الگوی کلیدزنی یکسوساز..... ۴۵
- شکل ۵-۴: مدار معادل بخش خروجی مبدل..... ۴۶
- شکل ۶-۴: مدار معادل مبدل به همراه باتری..... ۴۷
- شکل ۷-۴: دیاگرام بلوکی کنترل آبخاری برای کنترل ولتاژ ورودی باتری..... ۴۹
- شکل ۱-۵: شاخص‌های حد بهره و حد فاز سیستم حلقه باز مربوط به کنترل جریان..... ۵۵
- شکل ۲-۵: نمودار نایکوئیست..... ۵۷
- شکل ۳-۵: پاسخ سیستم به پله جریانی ۲۵A به ۳۰A..... ۵۸
- شکل ۴-۵: پاسخ سیستم به پله ولتاژی ۲۱۸V به ۲۱۸/۵۷..... ۵۷

- شکل ۵-۵: الف) جریان و ولتاژ فاز ورودی؛ ب) طیف هارمونیکي جریان فاز ورودی. ۵۹
- شکل ۵-۶: مقدار مؤثر ولتاژ خط ورودی در وضعیت اغتشاش. ۵۸
- شکل ۵-۷: پاسخ سیستم کنترلی CV به اغتشاش. ۶۰
- شکل ۵-۸: پاسخ سیستم کنترلی CC به اغتشاش. ۶۰
- شکل ۵-۹: پاسخ پله سیستم پیوسته و گسسته با نرخ نمونه برداری 10 Hz ۶۱
- شکل ۵-۱۰: الگوریتم CC سه پله‌ای. ۶۳
- شکل ۵-۱۱: الگوریتم CC پنج پله‌ای. ۶۴
- شکل ۵-۱۲: پاسخ سیستم به پله جریانی. ۶۵
- شکل ۵-۱۳: الگوریتم CC/CV سه پله‌ای. ۶۶
- شکل ۵-۱۴: الگوریتم CC/CV پنج پله‌ای. ۶۷
- شکل ۵-۱۵: تغییر وضعیت کنترلی از جریان ثابت به ولتاژ ثابت. ۶۸
- شکل ۵-۱۶: تغییر وضعیت کنترلی از ولتاژ ثابت به جریان ثابت. ۶۹

فهرست جدول‌ها

- جدول ۱-۳: مشخصه سیستم‌های ذخیره انرژی رایج ۲۳
- جدول ۲-۳: مقادیر عناصر مدار معادل باتری ۲۵
- جدول ۱-۵: مقادیر عناصر مدار معادل باتری ۵۴
- جدول ۲-۵: صفر و قطب‌های تابع تبدیل $H_I(s)$ ۵۴
- جدول ۳-۵: صفر و قطب‌های توابع تبدیل $H_{ol,i}(s)$ و $H_{ol,v}(s)$ ۵۶

فصل ۱

مقدمه

در سال‌های اخیر، مسئله آلودگی هوا و پایان‌پذیر بودن سوخت نیروگاه‌های فسیلی، باعث افزایش استفاده از منابع تولید انرژی تجدیدپذیر به عنوان جایگزینی برای آن‌ها شده است. همین امر توجهات را به سمت سیستم‌های ذخیره انرژی^۱ (*ESS*) به ویژه باتری‌ها سوق داده است. از جمله کاربردهای اصلی باتری‌ها را می‌توان شرکت در مدیریت توان حقیقی، تراز کردن بار^۲، تنظیم فرکانس اولیه و ... نام برد [۱]. تمام این کاربردها نیازمند مبدل‌های الکترونیک قدرت به عنوان واسط بین شبکه و باتری‌ها است.

با گسترش استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت، موضوع کیفیت برق از منظر شبکه و مصرف‌کننده به یکی از مسائل اصلی بدل شده است. همین مسئله لزوم وجود استانداردهایی در کیفیت برق شبکه را ایجاب می‌کند. نمونه‌ای از این استانداردها، استاندارد ملی ۲-3-IEC61000 و IEEE519 است که محدودیت‌های هارمونیک را به یکسوسازهای نوین اعمال می‌کند [۲]. برای برآورده‌سازی این محدودیت‌ها، یکسوسازهای الکترونیک قدرت به سمت یکسوسازهای اصلاح ضریب توان^۳ (*PFC*) گرایش پیدا کرده‌اند تا با دریافت جریان سینوسی هم فرکانس و هم‌فاز با ولتاژ ورودی به این هدف نیل پیدا کنند.

در یک تقسیم‌بندی کلی، می‌توان یکسوسازهای *PFC* را در دو دسته غیر فعال و فعال قرار داد. در دسته یکسوسازهای *PFC* غیر فعال، با اضافه کردن عنصرهای غیرفعال به یکسوساز (دیودی یا تریستوری) جریان ورودی آن بهبود می‌یابد. مقالات [۲، ۳] مثال‌هایی از این نوع رویکرد هستند. اما افزایش تعداد عناصر غیر فعال، افزایش ابعاد و هزینه مبدل را به همراه دارد که باعث کاربرد این نوع

^۱ Energy Storage System

^۲ Load Levelling

^۳ Power Factor Correction

مبدل‌ها در محدوده توانی پایین خواهد شد؛ حال آنکه برای محدوده توان‌های متوسط و بالا روش فعال به‌صرفه‌تر خواهد بود.

در رویکرد فعال با استفاده از کنترل کلیدزنی سویچ‌های مبدل، عمل *PFC* انجام می‌شود. در مقالات [۴-۶] نمونه‌های از این مبدل‌ها برای کاربردهای مبدل ماتریسی و شارژرها ارائه شده است. برای پیاده‌سازی مناسب *PFC* فعال برخی الزامات وجود دارد از جمله رایج‌ترین آن‌ها [۴]:

- جریان ورودی سینوسی با *THD* کمتر از ۵٪ (در کاربردهای صنعتی معمول)؛
- رفتار اهمی مبدل در ورودی آن $(\cos(\phi) > 0.99)$ ؛
- ولتاژ خروجی تنظیم شده، وابسته به سطح ولتاژ خروجی مورد نیاز؛

یکی از موارد اصلی استفاده از یکسوسازهای *PFC*، در شارژرهای باتری بوده که با توجه به کاربرد آن، انتقال توان بین شبکه و بار به دو صورت یک‌طرفه و دوطرفه انجام می‌شود. در شارژرهای یک‌طرفه پس از شارژ باتری، امکان انتقال توان حقیقی از باتری به سمت شبکه در مواقع لزوم وجود ندارد. به عنوان نمونه، گاهی اوقات به دلیل تغذیه بار پسیو خالص (مانند تغذیه توان مخابراتی^۱) فقط اجازه تبدیل یک‌طرفه توان وجود دارد و یا برای تغذیه توان در هواپیماها هیچ‌گونه برگشت توان به شبکه اصلی مجاز نیست [۴]. به طور معمول این شارژرها از یک سطح پل دیودی برای عمل یکسوسازی و یک سطح مبدل *dc-dc* برای ایجاد همزمان ولتاژ مناسب باتری و عمل *PFC*، تشکیل شده است. امروزه می‌توان این مبدل‌ها را در یک سطح پیاده‌سازی کرد تا کاهش هزینه، وزن، حجم و تلفات را به همراه داشته باشد.

در شارژرهای دوطرفه، انجام وظایف شارژ باتری از سمت شبکه، تزریق توان به شبکه از طریق

^۱ Telecom Power Supply

باتری و پایداری توان در شبکه را ممکن می‌سازد [۷]. شارژر دو طرفه نیز معمولاً شامل یک سطح مبدل $ac-dc$ دو طرفه برای تنظیم ضریب توان و یک سطح مبدل $dc-dc$ دوطرفه برای تنظیم ولتاژ مناسب باتری است.

مسئله بعدی چگونگی شارژ مناسب باتری است. شارژ مناسب باتری نیازمند داشتن اطلاعات از وضعیت کنونی باتری یعنی مقدار جریان، ولتاژ، دما، حالت شارژ^۱ (SOC) و ... است. برخی از این اطلاعات مانند جریان، ولتاژ و دما به طور مستقیم قابل اندازه‌گیری است. اندازه‌گیری مستقیم برخی دیگر مانند SOC ، به سادگی قابل انجام نیست اما می‌توان آنها را با استفاده از اطلاعات اولیه (ولتاژ، جریان و...) تخمین زد. در نهایت با در اختیار داشتن این اطلاعات می‌توان الگوریتم شارژ مورد نظر خود را به باتری اعمال کرد.

با انتخاب الگوریتم شارژ مناسب باتری می‌توان زمان شارژ و صعود دمای باتری را کاهش و طول عمر باتری را افزایش داد. بنیادی‌ترین روش‌های شارژ باتری جریان ثابت^۲ (CC) و ولتاژ ثابت^۳ (CV) هستند که الگوریتم‌های دیگر مانند شارژ CC چند پله‌ای [۸]، شارژ CV/CC [۹، ۱۰]، شارژ پالسی [۱۱] و ... از آنها قابل دریافت است. یکی از رایج‌ترین و سریع‌ترین روش‌های شارژ باتری که در انواع مختلف باتری‌ها استفاده می‌شود روش CC/CV است [۹].

کار انجام شده در این پایان‌نامه شامل شبیه‌سازی شارژ باتری سرب اسید، بر اساس SOC بدست آمده از فیلتر کالمن، در محیط نرم‌افزای سیمولینک متلب است. مراحل شارژ شامل دو مرحله است که در مرحله نخست CC چند پله‌ای شبیه‌سازی شده و سپس الگوریتم پیشنهادی که از ارتقای

¹ State Of Charge

² Constant Current

³ Constant Voltage

مرحله قبل حاصل شده است، بررسی می‌شود. در این پایان‌نامه الگوریتم پیشنهادی CC/CV چندپله-ای بوده که حاصل آن کاهش زمان شارژ باتری است. برای پیاده‌سازی الگوریتم شارژ باتری، از جبران‌ساز PI برای کنترل مبدل PFC سه فاز سه سوییچ نوع کاهنده با روش کلیدزنی SVM ، استفاده شده است.

۱-۱ مروری بر فصل‌های پایان‌نامه

روند ارائه مطالب در این پایان‌نامه به این صورت بوده که ابتدا در فصل دوم مروری بر یکسوسازهای PFC شده و پس از آن الگوریتم‌های به کار رفته برای شارژ باتری‌ها معرفی می‌شود.

بررسی‌های مربوط به باتری در فصل سوم آمده که در آن ابتدا مروری بر برخی از مدل‌های باتری سرب اسید شده است که به انتخاب مدل خازن بزرگ^۱ ختم می‌شود. در ادامه پس از بررسی روش‌های تخمین SOC ، با استفاده از مدل انتخابی مشاهده‌پذیری مدل سیستم تحقیق می‌شود. در نهایت با معرفی فیلتر کالمن، تخمینی از SOC باتری بدست می‌آید.

پس از بدست آمدن مدل مبدل و مدل باتری، زمان طراحی جبران‌ساز برای کنترل مبدل و اعمال الگوریتم شارژ مورد نظر به باتری است. البته پیش از آن، المان‌های مبدل طراحی و الگوی کلیدزنی بر اساس روش SVM ، به مبدل تحمیل می‌شود. این روند در فصل ۴ انجام شده است، که در انتهای این فصل نیز پایداری سیستم با استفاده از نمودار نایکوئیست بررسی خواهد شد.

در نهایت در فصل ۵ نتایج شبیه‌سازی انجام شده در نرم‌افزار سیمولینک متلب ارائه و در فصل ۶ نیز نتیجه‌گیری و پیشنهادات برای تکمیل‌تر شدن این پروژه بیان می‌شود.

^۱ Bulk Capacitor

فصل ۲

شارژرهای *PFC* و الگوریتم شارژ باتری

هر مبدل الکترونیک قدرت واسط بین یک منبع و یک بار (یا منبع دیگر) است. یکسوسازهای *PFC* در شارژرهای باتری، برای اتصال شبکه *ac* به باتری استفاده می‌شوند، در حالی که جریان کشیده شده از شبکه *ac* سینوسی و از ضریب قدرت بالا برخوردار است. بهره‌برداری از یکسوسازهای *PFC* به منظور شارژ باتری مستلزم کنترل آن است. در حالت کلی، فرآیند کنترل و پایش مبدل الکترونیک قدرت به عنوان شارژر به دو دسته تقسیم می‌شوند. ابتدا خود فرآیند تبدیل انرژی از منبع به خروجی مبدل و سپس فرآیند نحوه شارژ باتری باید کنترل شود. کنترل تبدیل انرژی^۱ (*ECC*) شامل اندازه‌گیری ولتاژ و یا جریان خروجی مبدل قدرت برای رسیدن به مقدار مطلوب است. این مقدار مطلوب به وسیله کنترل شارژ^۲ (*CHC*) و بر اساس اندازه‌گیری‌های متغییرهای باتری (مانند ولتاژ، جریان، *SOC*، دما و...) تعیین می‌شود [۱۲].

در این فصل ابتدا مروری اجمالی بر شارژرهای *PFC* خواهد شد. در ادامه انواع مختلف روش‌های *CHC* به طور مختصر توضیح داده می‌شود و بررسی مسئله *ECC* به طور جامع‌تر به فصل ۴ محول می‌شود.

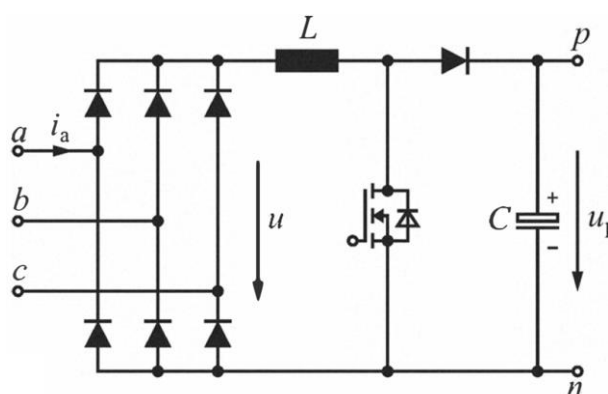
۲-۱ شارژرهای *PFC*

از یک دیدگاه یکسوسازهای *PFC* را به تک مرحله‌ای و چند مرحله‌ای می‌توان دسته‌بندی کرد. مبدل چند مرحله‌ای معمولاً از یک مرحله یکسوساز (کنترل شده یا کنترل نشده) و یک مرحله مبدل *dc-dc* تشکیل شده است؛ در حالی که مبدل تک مرحله‌ای این دو یا چند مرحله را به صورت یکپارچه توسط یک مبدل انجام می‌دهد. مبدل‌های چند مرحله‌ای می‌تواند اندازه، فرکانس کلیدزنی و

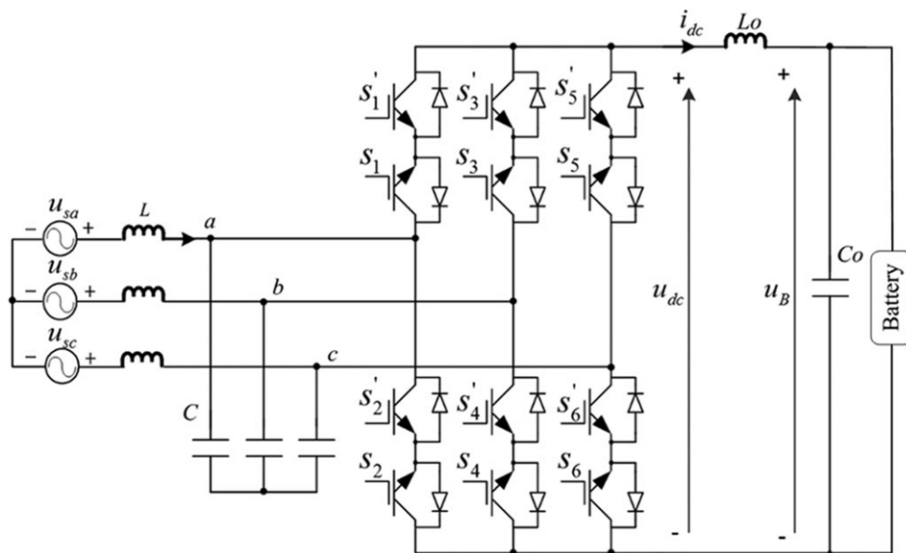
^۱ The Energy Conversion Control

^۲ Charging Control

فشار بروی المان‌ها را کاهش دهد و همچنین از فیلترهای کوچکتر و ارزان‌تر استفاده کند. از طرف دیگر اضافه کردن پیچیدگی و المان‌های بیشتر این مبدل‌ها باعث افزایش هزینه شده و نیازمند مدارهای کنترلی پیچیده‌تر خواهد بود [۷]. از مهمترین مزایای مبدل تک مرحله‌ای نسبت به چند مرحله‌ای می‌توان نبود المان ذخیره‌کننده اتصال dc ، القاگر فیلتر ac کوچکتر، روش‌های کنترلی ساده‌تر و جاری شدن توان سریع‌تر را نام برد [۱]. نمونه‌ای از یکسوسازهای PFC تک مرحله‌ای [۱۰]



(الف)

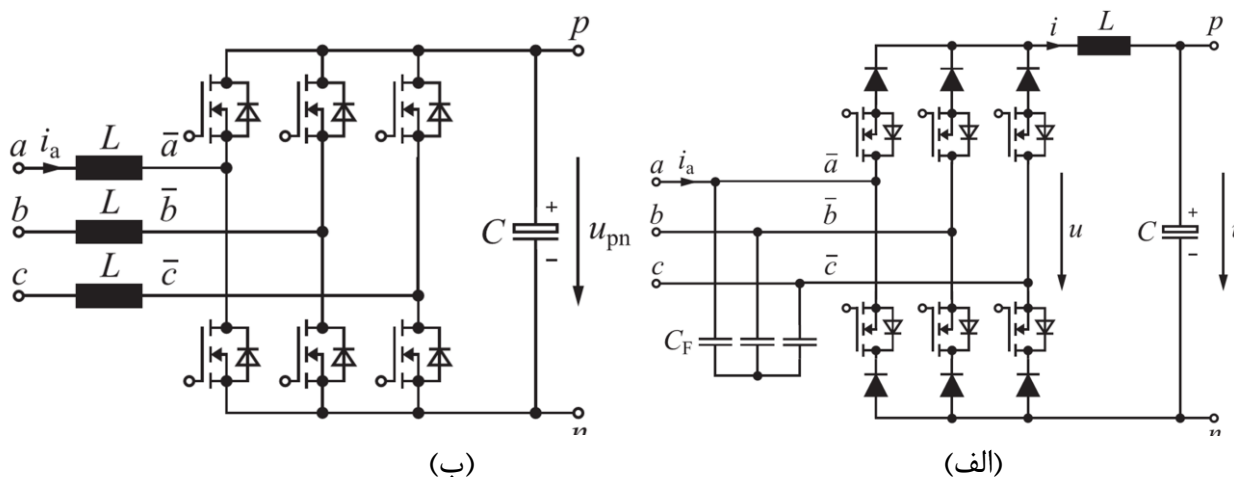


(ب)

شکل ۲-۱: یکسوساز PFC (الف) دو مرحله‌ای [۴]، (ب) تک مرحله‌ای [۱۰].

و چند مرحله‌ای در شکل ۲-۱ قابل مشاهده است [۱۳].

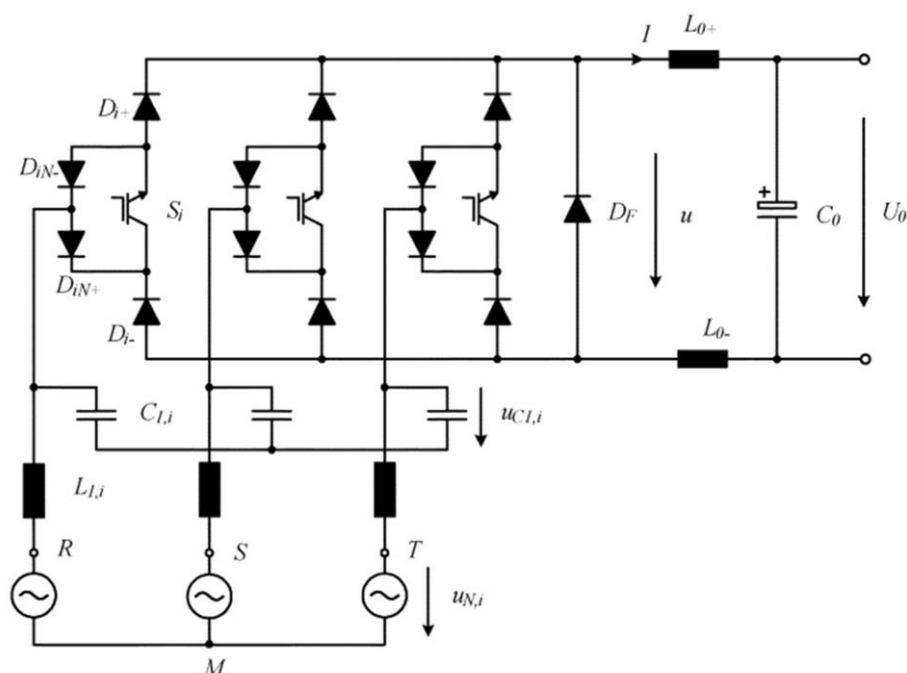
همچنین، یکسوسازهای PFC تک مرحله‌ای را می‌توان به دو نوع افزایشده^۱ و کاهشده^۲ تقسیم‌بندی کرد. در این نوع مبدل‌ها، افزایشده یا کاهشده بودن آن نسبت به دامنه ولتاژ ac ورودی سنجیده می‌شود. بدین معنی که مبدل نوع افزایشده دارای این محدودیت ذاتی است که ولتاژ dc خروجی آن باید بیشتر از پیک ولتاژ ورودی باشد [۱] در نتیجه برای اتصال مستقیم به باتری مناسب نبوده و نیازمند مبدل‌های $dc-dc$ (مبدل چند مرحله‌ای) برای رسیدن به سطح ولتاژ مطلوب است. از طرف دیگر مبدل‌های نوع کاهشده دارای محدوده تنظیم ولتاژ وسیعی هستند و بنابراین این قابلیت را دارند که با سطوح ولتاژ مختلف باتری، بدون نیاز به مبدل $dc-dc$ انطباق پیدا کنند [۱۴]. به عنوان نمونه در شکل ۲-۲ دو مورد از معروف‌ترین یکسوسازهای نوع افزایشده و کاهشده ارائه شده است [۱۵]. مبدل استفاده شده در این پایان‌نامه از نوع کاهشده سه سویچ است. ویژگی اصلی این مبدل عملکرد در یک ربع کاری (ولتاژ و جریان مثبت در خروجی مبدل) است [۱۶]. این ویژگی باعث شده تا از این مبدل



شکل ۲-۲: یکسوساز PFC نوع (الف) کاهشده، (ب) افزایشده [۱۵].

¹ Boost

² Buck



شکل ۲-۳: یکسوساز نوع کاهنده سه سویچ مورد استفاده در این پایان‌نامه [۱۶].

که در شکل ۲-۳ آمده است، برای شارژ یک طرفه باتری استفاده کرد.

۲-۲ الگوریتم‌های شارژ باتری

در واقع در فرآیند شارژ باتری *CHC* همان الگوریتم مورد استفاده برای شارژ باتری است. یک الگوریتم شارژ، نمونه‌ای از مدیریت باتری است که فرآیند تبدیل انرژی مبدل قدرت به گونه‌ای کنترل می‌شود که باتری به روشی کارآمد شارژ شود [۱۲]. الگوریتم شارژ از مهمترین عوامل مؤثر در طول عمر باتری‌ها و علی‌الخصوص باتری سرب-اسید است. برای اینکه شارژ مناسبی صورت گیرد، قیودی در نظر گرفته می‌شود که محدود کردن افزایش دمای باتری حین شارژ شدن و قطع شدن باتری از شارژر پس از کامل شدن شارژ آن، از مهم‌ترین آن‌ها است [۱۷]. الگوریتم‌های متعددی با در نظر گرفتن این محدودیت‌ها پیشنهاد شده است که در ادامه این فصل به تعدادی از این روش‌ها اشاره خواهد شد. نکته قابل ذکر در اینجا، نحوه بیان جریان شارژ باتری است. معمولاً جریان شارژ بر حسب کسری از

ظرفیت نامی آن (C) بیان می‌شود. به عنوان نمونه جریان شارژ aC_b برابر با $C \times \frac{a}{b}$ است.

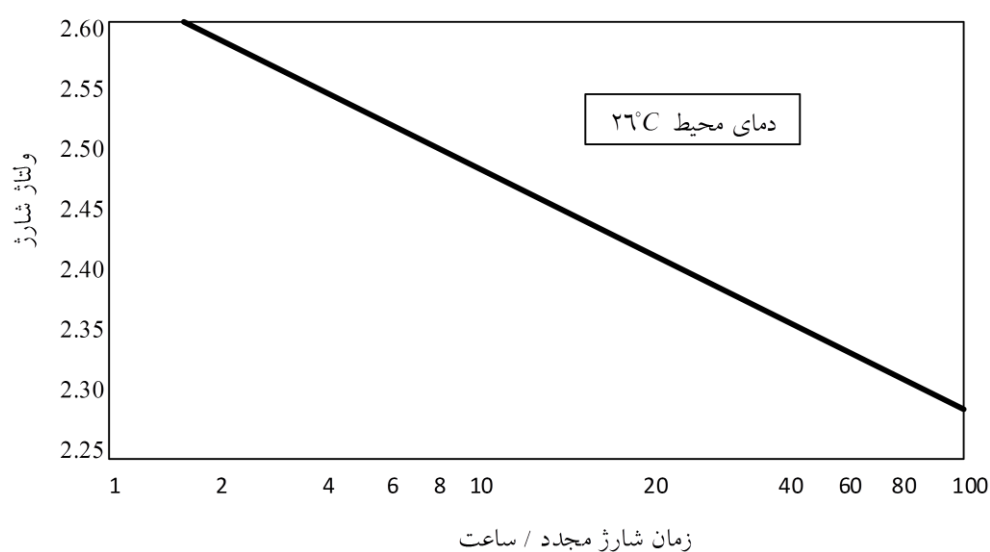
۱-۲-۲ شارژ ولتاژ ثابت (CV)

شارژ ولتاژ ثابت روشی است که در آن باتری دشارژ شده با تنظیم ولتاژ در ناحیه اضافه شارژ^۱ و محدودیت جریان برای جلوگیری از تخریب باتری، دوباره شارژ می‌شود. باتری در مرحله شروع شارژ کردن می‌تواند یک جریان بسیار بالایی را جذب کند. این افزایش جریان باعث افزایش تلفات اهمی باتری شده که با توجه به قید محدودیت افزایش دما این جریان باید محدود شود. فرآیند شارژ در محدودیت جریان تا زمانی که ولتاژ باتری به مقدار از پیش تعیین شده برسد، باقی می‌ماند. زمانی که ولتاژ باتری با ولتاژ تنظیم شده آن یکسان شود، جریان شارژ شروع به افت می‌کند و ولتاژ شارژ در مقدار خود تا شارژ کامل ثابت نگه‌داشته می‌شود [۱۷].

انتخاب ولتاژ شارژ بر مدت زمان شارژ کردن تأثیر زیادی دارد. اگر ولتاژهای شارژ در هر سلول^۲ (VPC) بیشتری در نظر گرفته شود، باتری در حد جریان تعیین شده مدت زمان بیشتری باقی می‌ماند تا به ولتاژ اعمالی توسط شارژر دست پیدا کند. این شرایط باعث دریافت بار به طور قابل توجهی بیشتر در ساعات اولیه توسط باتری می‌شود و در نتیجه باتری سریع‌تر شارژ می‌شود. به طور معمول VPC برای باتری سرب اسید ۲/۲ تا ۲/۴ ولت در نظر گرفته می‌شود [۱۸]. رابطه بین زمان شارژ مجدد باتری و ولتاژ شارژ کردن در شکل ۲-۴ برای یک باتری سرب اسید معمول مشخص است. بالا بردن محدودیت جریان نیز شارژ شدن باتری را تسریع می‌بخشد اما باید دقت شود که با توجه به افزایش تلفات اهمی ناشی از مقاومت داخلی باتری، دمای باتری بیش از حد بالا نرود [۱۹].

¹ Overcharge Region

² Charge Voltages Per Cell



شکل ۲-۴: رابطه بین ولتاژ شارژ و زمان شارژ مجدد در شارژ CV [۱۷].

۲-۲-۲ شارژ جریان ثابت (CC) [۱۹]

شارژ جریان ثابت نیز یک رویکرد قابل قبول برای باتری‌های سرب اسید مخصوصاً باتری‌های با چندین سلول است و هرچه سلول‌ها بیشتر باشد این روش مناسب‌تر خواهد بود. در واقع باتری سرب اسید به طور کلی در هر نرخ از جریان که تولید گاز^۱ اضافه، اضافه شارژ و دماهای بالا نداشته باشد، می‌تواند شارژ شود [۲۰]. در رویکرد CC، یک جریان شارژ ثابت (معمولاً در حداقل دو پله و یا بیشتر) به باتری اعمال می‌شود. به دلیل اینکه معمولاً ولتاژ در آن کنترل نمی‌شود این خطر وجود دارد که سلول‌ها مدت زمان محسوسی را در ولتاژ بالا سپری کنند که می‌تواند باعث خروج گاز و خوردگی شبکه شود. به طور خلاصه شارژ CC دارای مزایا و معایبی است که در ادامه بیان می‌شود. در مورد مزایای آن می‌توان گفت که:

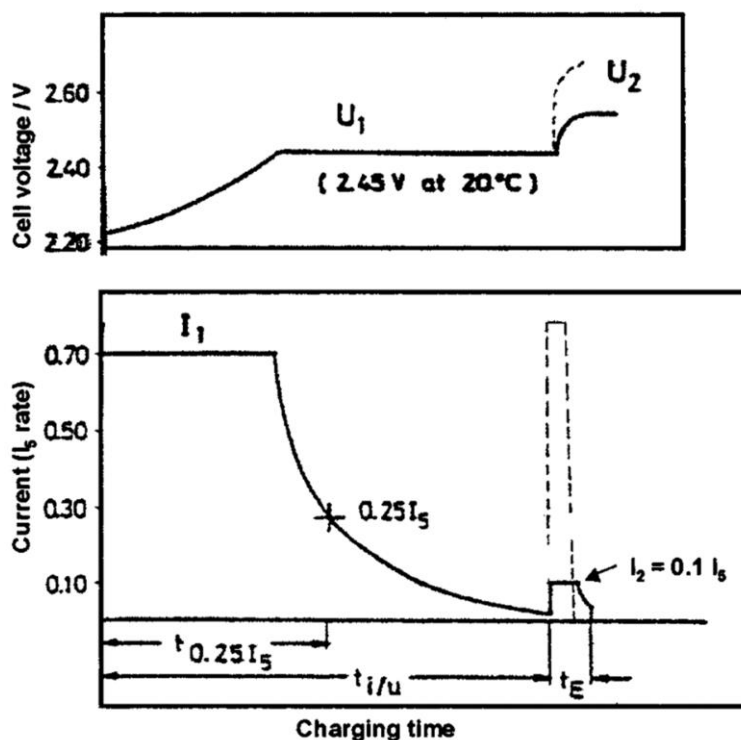
^۱ Gassing

- شارژرهای CC کم هزینه هستند؛
 - یکسان سازی بار سلول به سلول اتفاق می افتد؛
 - به جبران سازی دما نیازی نیست؛
- از معایب شارژ CC:
- شارژ CC تک نرخ می تواند اضافه شارژ سنگینی ایجاد کند و در نتیجه خوردگی شبکه و خروج گاز و بنابراین کم شدن طول عمر باتری می شود؛
 - ولتاژ کنترل نشده است که باعث ولتاژهای بالا و در نتیجه خوردگی شبکه و خروج گاز می شود.

۳-۲-۲ ترکیب ولتاژ ثابت و جریان ثابت

ترکیب رویکردهای CC و CV نیز امکان پذیر است. می توان گفت که این روش یکی از مؤثرترین روش ها برای شارژ باتری سرب اسید است. در حقیقت روش مزبور یک CV جریان محدود، با گام پایانی CC و جریان پایین است. شکل ۲-۵ نمونه ای را نشان می دهد که از این روش برای شارژ باتری سرب اسید بهره برده است. در این مثال شارژ CV در VPC ۲/۴۵ با محدودیت جریان IC_5 در ابتدا اعمال می شود و سپس یک گام CC نهایی که معمولا با جریان پایین C_5 ظرف مدت ۱ تا ۲ ساعت، تا شارژ کامل ادامه پیدا می کند.

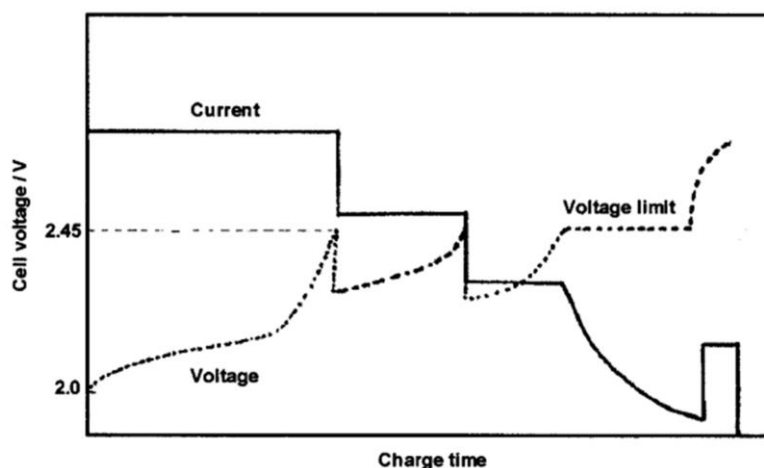
مهم ترین مسئله برای الگوریتم شارژ CV/CC برای باتری های سرب اسید دامنه جریان مربوط به گام پایانی CC است. در اوایل بهره برداری از باتری زمانی که سطح اشباع آن بالاست، گام پایانی CC برای شارژ کامل صفحه منفی باتری کافی است و تا حدی برابری بار سلول به سلول را فراهم می کند. با افزایش عمر باتری و افت سطح اشباع آن جریان پارازیتی ای (مربوط به واکنش شیمیایی درون باتری) در آن به وجود می آید. زمانی که دامنه این جریان از سطح جریان پایانی فراتر رود، باتری به



شکل ۲-۵: مثالی از شارژ CV و به دنبال آن شارژ CC (روش اول) [۱۹].

طور کامل شارژ نخواهد شد. در این حالت و مخصوصاً پس از گذشت چند صد دوره اول، توصیه بر استفاده از گام پایانی با سطح بیشتر و مدت کمتر است (مطابق شکل ۲-۵).

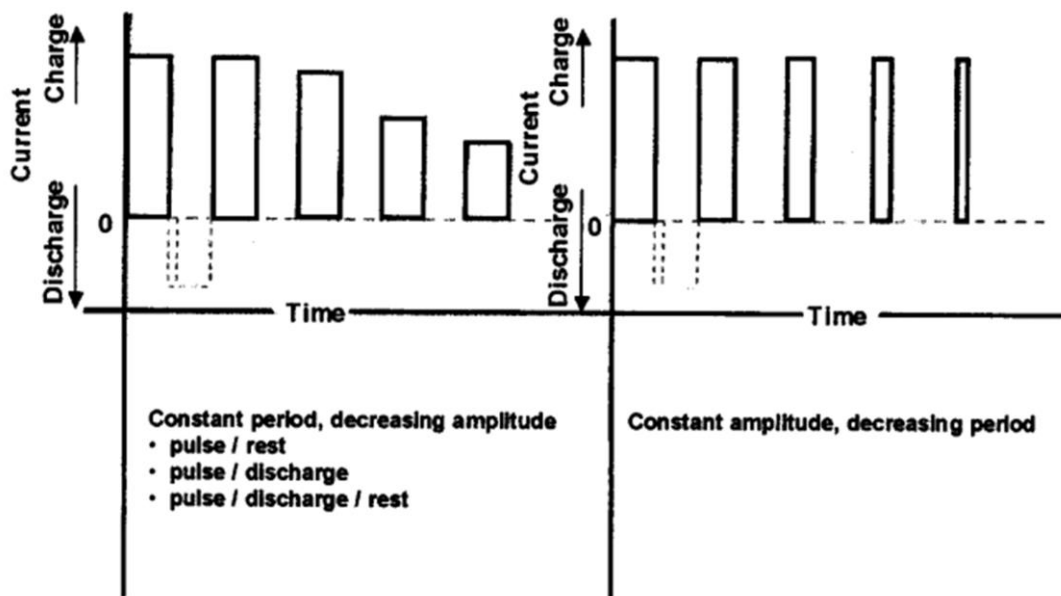
رویکرد CC/CV ثانویه را الگوریتم شبه CC می‌نامند که در اصل یک شارژ چند پله‌ای CV با جریان محدود مشابه شکل ۲-۶ است. در این الگوریتم یک گام CV جریان محدود اولیه با یک جریان نسبتاً زیاد اما با محدودیت ولتاژ کم اعمال می‌شود. وقتی ولتاژ به این سطح رسید، محدودیت جریان یک پله کاهش می‌یابد و این روند می‌تواند در چند پله دیگر تکرار شود و شاید با پله CC نهایی همانند روش اول به عمل شارژ خاتمه دهد. رویکرد توصیف شده محتاطانه‌تر نسبت به شارژ CC اصلی است و خوردگی شبکه و خروج گاز کمتری نشان می‌دهد. همچنین مسئله عدم شارژ کامل مخصوصاً با افزایش طول عمر باتری، همانند روش CV وجود دارد (البته در صورتی که گام پایانی CC وجود نداشته باشد).



شکل ۲-۶: مثالی از روش دوم شارژ $CC-CV$ [۱۹].

۴-۲-۲ شارژ جریان پالسی

شارژ جریان پالسی یکی دیگر از روش‌های شارژ باتری سرب اسید است. در این روش یک جریان پالسی متناوباً به باتری اعمال می‌شود که باعث ایجاد یک زمان استراحت برای باتری در فرآیند شارژ خواهد شد [۲۱]. با توجه به شکل ۲-۷ دو رویکرد کلی وجود دارد، یکی از آن‌ها استفاده از دوره



شکل ۲-۷: مثالی از شارژ جریان پالسی. خطوط خط‌چین زمان استراحت (جریان صفر) را نشان می‌دهد [۲۱].

تناوب ثابت با دامنه کاهش و دیگری به کارگیری دامنه ثابت با دوره وظیفه کاهش است. در هر دو مورد با نزدیک شدن به انتهای عمل شارژ کردن، میزان بار الکتریکی کمتری به باتری وارد می‌شود.

فصل ۳

مدل سازی و تخمین حالت شارژ باتری

سرب اسید

باتری ابزاری است که انرژی شیمیایی را به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کند. باتری‌ها انواع مختلفی دارند که قدیمی‌ترین نوع آن باتری سرب اسید است. باتری سرب اسید ظرفیت بالا با تکنولوژی تولید نسبتاً ساده، در اوایل دهه ۱۸۸۰ به وجود آمد و به سرعت کاربردهای عملی متفاوتی پیدا کرد. برای نمونه در سال ۱۸۸۱ گستاو ترو^۱ باتری سرب اسید را در اتوموبیل سه چرخه الکتریکی خود با حداکثر سرعت 12 km/h به کار برد [۲۲].

در نیمه اول قرن بیستم مسئله اصلی باتری سرب اسید اولیه از دست دادن آب حین کار بود که ناشی از خروج گاز می‌شد. در نتیجه باتری نیازمند بازدید و نگهداری دوره‌ای برای تنظیم سطح آب باتری بود. از این رو در سال ۱۹۶۷ باتری سرب اسید با دریچه تنظیم شده^۲ (VRLA) بدون نیاز به نگهداری اختراع شد که قابلیت طول عمر بیشتر و حساسیت کمتر به دما دارا بود [۲۲].

به طور کلی کاربرد باتری‌ها در دو نوع شناور^۳ و دوره‌ای^۴ دسته‌بندی می‌شوند که باتری‌های سرب اسید در هر دو نوع قابل استفاده است. در کاربرد شناور، باتری برای ارائه خدمات آماده است و به ندرت استفاده می‌شود. باتری‌های پشتیبان^۵ یا آماده به کار^۶ نمونه‌ای از این کاربردها هستند که شامل شارژ کردن سلول یا رشته‌ای از باتری‌ها به طوری که همیشه در ظرفیت کامل خود باشد. در این کاربرد، عمر تقویمی^۷ باتری و اینکه چند سال می‌تواند ارائه خدمات دهد، حائز اهمیت است [۲۳].

در باتری‌های دوره‌ای، عمر تقویمی باتری اهمیت کمتری نسبت به تعداد دوره شارژ و دشارژ،

¹ Gustave Trouvé

² Valve-regulated lead-acid

³ Float

⁴ Cyclic

⁵ Back-up

⁶ Standby

⁷ Calendar life

دارد. در واقع در این کاربرد، باتری به طور منظم شارژ و دشارژ می‌شود و مسئله مهم در آن، شارژ سریع دوباره آن است. به عنوان نمونه‌هایی از موارد به کارگیری باتری‌های دوره‌ای را می‌توان در خودروهای الکتریکی و روشنایی در محیط‌های دور از شبکه قدرت (مانند معدن و ...) نام برد.

تفاوت قائل شدن بین این دو کاربرد در انتخاب باتری و شارژر آن، موضوعیت دارد. در ادامه فصل مروری بر مسائل مربوط به انتخاب باتری خواهد شد. سپس مدل مناسب این باتری به منظور تخمین *SOC* و کنترل سیستم، بررسی و انتخاب می‌شود و در انتهای فصل تخمین حالت شارژ باتری با استفاده از فیلتر کالمن، مطالعه خواهد شد.

۳-۱ انتخاب باتری

باتری یا سلول الکتروشیمیایی ایده‌آل کم هزینه، دارای انرژی بینهایت، قابل به کارگیری در هر سطحی از توان در هر شرایط دمایی و محیطی، طول عمر بی‌نهایت و کاملاً امن و مناسب مصرف کننده است. البته واضح است که هیچ باتری‌ای با چنین قابلیت‌هایی وجود ندارد و حتی فراتر از آن، هنوز باتری‌ای که در تمام شرایط کاری بهینه عمل کند به وجود نیامده است [۲۰]. به همین سبب انتخاب باتری با توجه به کاربردهای آن انجام می‌شود. برخی از نکاتی که در انتخاب باتری می‌توان مد نظر داشت عبارتند از [۲۰]

۱. نوع باتری: اولیه، ثانویه یا سیستم رزرو.
۲. سیستم الکتروشیمیایی: تطبیق مزایا و معایب مشخصه باتری با نیاز.
۳. ولتاژ: ولتاژ نامی یا کار، کمترین و بیشترین ولتاژهای مجاز، نمایه^۱ منحنی دشارژ و ...

^۱Profile

۴. جریان بار و نمایه: جریان ثابت، مقاومت ثابت یا توان ثابت یا سایر موارد، مقدار جریان بار و نمایه آن، بار متغییر یا تک مقدار، بار پالسی
 ۵. دوره وظیفه: پیوسته یا نوبتی^۱، در صورت نوبتی بودن زمان‌بندی شده یا نه
 ۶. التزام دمایی: محدوده دمایی که در عملکرد باتری مورد نیاز است
 ۷. اندازه فیزیکی مورد نیاز: اندازه، شکل، وزن، ورودی‌ها
 ۸. عمر مفید: سیستم فعال یا ذخیره، حالت شارژ (*SOC*) طی ذخیره‌سازی، رطوبت و سایر شرایط
 ۹. دوره شارژ و دشارژ: خدمات دوره‌ای یا شناور، بازده شارژ
 ۱۰. شرایط محیطی: لرزش، چرخش، شتاب‌گیری و ...؛ شرایط جوی
 ۱۱. امنیت و قابلیت اطمینان: تغییرات مجاز، میزان خرابی‌ها و ...
 ۱۲. هزینه: هزینه اولیه؛ هزینه کار کردن یا دوره عمر، استفاده از مواد غیر معمول و پرهزینه
- می‌توان با انجام اولویت‌بندی بین موارد بیان شده، با توجه به نیاز موجود، باتری مطلوب را انتخاب کرد. باتری انتخاب شده در این پایان‌نامه از نوع سرب-اسید است. باتری سرب-اسید می‌تواند توان قابل قبول را با هزینه نسبتاً پایین دریافت کند. دو عیب اصلی باتری سرب-اسید دوره عمر کوتاه و چگالی انرژی بسیار پایین نسبت به انواع جدیدتر آن است. آخرین پیشرفت‌ها برای باتری سرب-اسید منجر به عملکرد بهتر و طول عمر طولانی‌تر و نگهداری کمتر آن شده است [۲۴]. نمونه این باتری‌ها سلول‌های *AGM* هستند که زیر مجموعه باتری *VRLA* می‌شوند [۲۵]. در جدول ۳-۱ مشخصه فن-آوری‌های ذخیره انرژی مختلف با هم مقایسه شده است که باتری سرب-اسید نیز یکی از آنها است. علی‌رغم نقاط ضعف این باتری در مقابل نقاط قوت آن، با توجه به کاربری بالای این نوع از باتری‌ها در

¹Intermittent

جدول ۱-۳: مشخصه سیستم‌های ذخیره انرژی رایج.

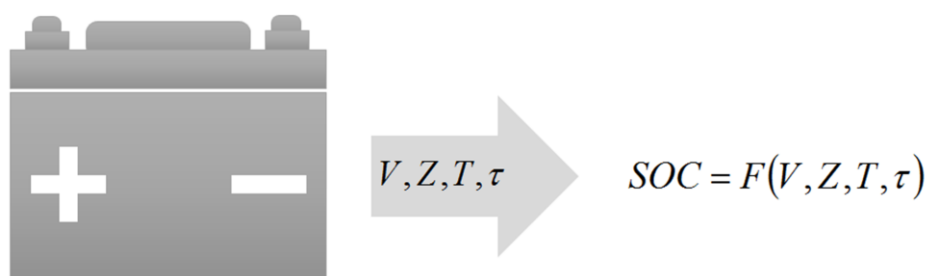
بازده %	خوددشارژی در ۲۵°C در ماه	دوره عمر (دوره‌ها)	انرژی ویژه (Wh / kg)	توان ویژه (W / kg)	نوع ذخیره انرژی
< ۹۰	بسیار کم	۱۰ ^۵ -۱۰ ^۶	۱/۵-۱۵	۲۰۰۰-۱۴۰۰۰	ابرخازن
۷۰-۸۰	متوسط	۲۰۰-۲۵۰۰	۲۰-۴۰	۱۰۰-۲۰۰	باتری سرب-اسید
۸۰-۹۰	کم	۲۰۰۰-۵۰۰۰	۱۰۰-۳۰۰	۳۰۰-۱۵۰۰	باتری لیتیوم-یون
۵۰-۸۰	زیاد	۵۰۰-۲۰۰۰	۶۰-۱۲۰	۲۲۰-۱۰۰۰	باتری <i>NiMH</i>
۷۵-۹۰	بسیار کم	۲۰۰۰-۴۵۰۰	۱۵۰-۲۴۰	۱۵۰-۲۳۰	باتری <i>NaS</i>
۷۰-۸۰	بسیار کم	۲۰۰۰-۳۰۰۰	۳۰-۶۰	۳۰۰-۶۰۰	باتری جریان <i>ZnBr</i>
۸۰-۹۰	بسیار زیاد	۱۰ ^۵ -۱۰ ^۷	۱۰-۵۰	۱۰۰۰-۵۰۰۰	چرخ طیار
۶۵-۸۰	بسیار کم	< ۲۰ سال	۰/۳-۳۰	در دسترس نیست	تلمبه ذخیره‌ای
۵۰-۷۰	زیاد	< ۲۰ سال	۱۰-۵۰	در دسترس نیست	<i>CAES</i>

صنعت، کار انجام شده در این پایان‌نامه حول شارژ باتری سرب-اسید خواهد بود.

مسئله مهم برای باتری‌ها تعیین *SOC* آن است که برای مدیریت شارژ آن اثر گذار است. در این فصل ابتدا مروری بر روش‌های تخمین *SOC* باتری‌ها انجام و روش مورد نظر انتخاب می‌شود. در ادامه مروری بر برخی از مدل‌های به کار رفته در مقالات برای باتری سرب-اسید خواهد شد و با بهره از مدل انتخابی *SOC* باتری تخمین زده خواهد شد.

۲-۳ تعیین حالت شارژ باتری سرب-اسید

حالت شارژ باتری (*SOC*) به درصد باقیمانده ظرفیت سلول باتری نسبت به کل ظرفیت آن گفته می‌شود. از آنجا که باتری یک منبع ذخیره انرژی شیمیایی است و به درون آن دسترسی وجود ندارد، در نتیجه به طور مستقیم *SOC* قابل اندازه‌گیری نیست. در عوض *SOC* باتری را می‌توان براساس متغیرهای آن مانند جریان و ولتاژ تخمین زد [۲۶]. برای انجام این کار دو رویکرد کلی وجود دارد. رویکرد اول، اندازه‌گیری‌های مستقیم نامیده می‌شوند که اصول کلی آن در شکل ۱-۳ آمده است. این روش بر اساس تخمین *SOC* به عنوان تابعی از متغیرهای باتری مانند ولتاژ (V)، امپدانس (Z)،



شکل ۳-۱: اصول کلی محاسبه SOC براساس اندازه‌گیری مستقیم.

زمان استراحت (τ) پس از عملکرد فعلی و دما (T) است [۲۷]. روش دوم که براساس اندازه‌گیری جریان و انتگرال‌گیری است با نام شمارش کلمب^۱ شناخته می‌شود. در واقع می‌توان گفت که بر اساس شمارش بار دریافتی از باتری یا جاری شده در آن، SOC باتری تعیین می‌شود. رابطه زیر را برای این کار، می‌توان نظر گرفت.

$$SOC(t) = SOC_{initial} - \frac{1}{C_{rated}} \int_0^t \eta i(t) dt \quad (۱-۳)$$

که η بازده شارژ و دشارژ و $i(t)$ جریان باتری است [۲۶]. C_{rated} به عنوان ظرفیت نامی باتری بیان شده که به عنوان تعداد آمپر-ساعت بدست آمده از باتری شارژ کامل شده در نرخ جریان شارژ C_{τ} ، تعریف می‌شود [۲۸].

مسئله اصلی در تعیین دقیق SOC غیرقابل پیش‌بینی بودن رفتار باتری و کاربر است. به همین سبب مجبور به استفاده از سیستم‌های تطبیقی هستیم که از یکی از دوروش قبل یا ترکیبی از آنها استفاده می‌کند [۲۷]. فیلتر کالمن بهینه^۲ (KF) [۲۹]، فیلتر کالمن گسترش یافته^۳ (EKF) [۳۰، ۳۱]،

^۱ Coulomb counting

^۲ Optimum Kalman Filter

^۳ Extended Kalman Filter

جدول ۲-۳: مقادیر عناصر مدار معادل باتری

MPE^{**}	$AEKF^*$	NN	EKF	KF	FL	روش تخمین
$\pm 6/5$	$\leq \pm 5$	$\leq \pm 2$	± 3	تعیین نشده	± 5	دقت (%)

* Adaptive Extended Kalman Filter

** Multilevel Peukert Equation

شبکه‌های عصبی^۱ (NN) [۳۲, ۳۳]، منطق فازی^۲ (FL) [۳۴] و ... نمونه‌ای از این سیستم‌ها هستند. در جدول ۲-۳ روش‌های مختلف تخمین SOC به همراه دقت آن‌ها ارائه شده است [۲۶]. با توجه به سادگی و بر اساس مدل بودن روش فیلتر کالمن از یک طرف و از طرف دیگر برای تعیین SOC در این پایان‌نامه داشتن دقت بالا ضرورت ندارد (در واقع در روند شارژ کامل باتری اختلاف چند درصدی در SOC باتری تأثیر چندانی ندارد)، باعث شد این روش برای تخمین حالت شارژ باتری استفاده شود.

۳-۳ مدل‌سازی باتری سرب-اسید

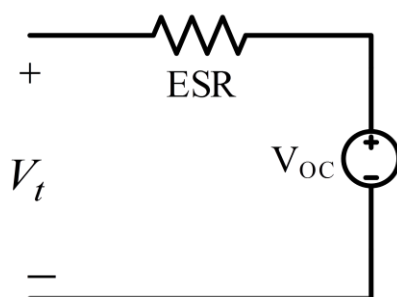
برای تخمین SOC باتری توسط فیلتر کالمن، نیاز است که مدل فضای حالت باتری بدست آید. برای این منظور می‌توان از مدار معادل باتری در مقالات بسیاری باتری استفاده شده، بهره برد. در ادامه چند نمونه از این مدار معادل‌ها ارائه شده است.

۱-۳-۳ مدل ساده

این مدل شامل یک منبع ولتاژ ایده‌آل E_0 به عنوان ولتاژ مدار باز باتری و یک مقاومت داخلی

^۱Neural Networks

^۲Fuzzy Logic

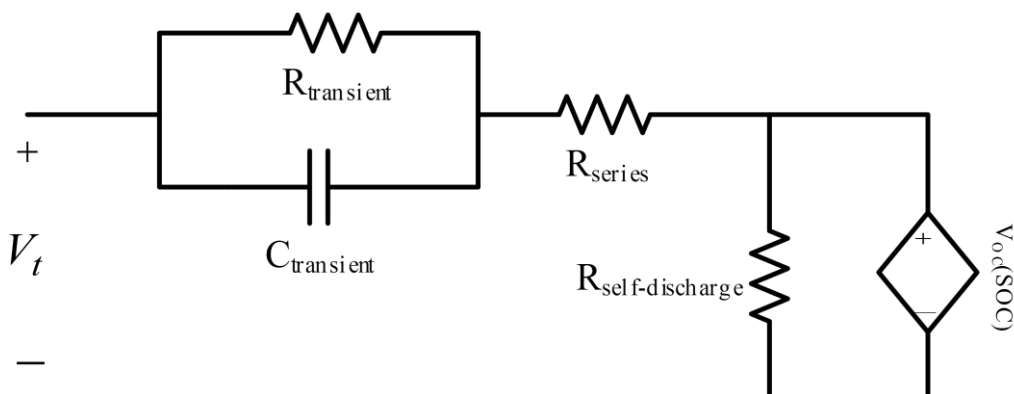


شکل ۳-۲: مدل ساده باتری [۳۵]

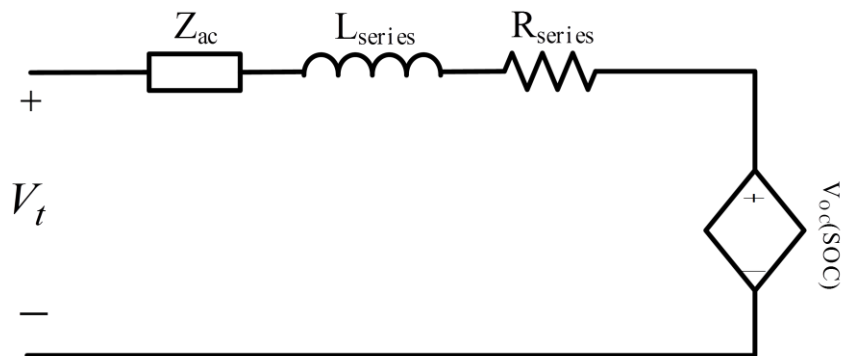
ثابت ESR است. از اشکالات این مدار می‌توان ثابت بودن مقاومت داخلی، بی‌نهایت در نظر گرفتن انرژی دریافتی از باتری و ... نام برد. این مدل در شکل ۳-۲ ارائه شده است [۳۵، ۳۶]. می‌توان برای رفع این مشکل، ESR را تابعی از SOC در نظر گرفت.

۳-۳-۲ مدل تونن باتری

مدل دیگری برای باتری‌ها مدل تونن باتری مطابق با مدار معادل شکل ۳-۳ است. این مدل علاوه بر مقاومت سری باتری R_{series} ، شامل یک مدار RC موازی برای پاسخ گذرا در یک SOC خاص و با فرض ولتاژ مدار باز ثابت، است. همچنین در این مدل $R_{self-discharge}$ برای مدل کردن پدیده خود-دشارژی است. این پدیده به فرآیندی گفته می‌شود که در آن عملکرد الکتروشیمیایی منبع توان



شکل ۳-۳: مدل الکتریکی تونن باتری [۳۶]



شکل ۳-۴: مدل باتری بر اساس امپدانس [۳۸]

(باتری) کاهش می‌یابد بدون اینکه جریانی به یک مدار خارجی جاری کند [۳۷].

۳-۳-۳ مدل بر اساس امپدانس

مدل مورد نظر در شکل ۳-۴ نشان داده شده است. این مدل شامل R_s و L_s برای در نظر گرفتن امپدانس داخلی باتری و Z_{ac} برای مدل الکتروشیمیایی معادل باتری است [۳۸]. این روش فقط برای یک SOC ثابت کاربرد دارد و در زمان عملکرد باتری قابل استفاده نیست [۳۹].

۴-۳-۳ مدل دینامیک باتری

یک مدل تجربی ریاضی برای باتری‌های سرب-اسید با کاربرد خطوط ریلی بوده که مطابق با رابطه زیر است.

$$e_{ib} = V_{oc} - \left(R_b + \frac{K}{SOC} \right) i_{ib} \quad (۲-۳)$$

که e_{ib} ولتاژ ورودی باتری، V_{oc} ولتاژ مدار باز، R_b مقاومت ورودی باتری، K ثابت قطبش و i_{ib} جریان دشارژ است [۴۰].

۵-۳-۳ مدل خازن بزرگ باتری سرب-اسید

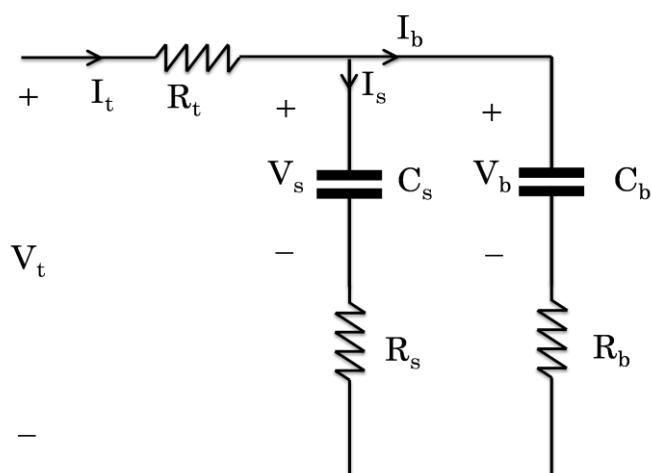
شکل ۵-۳ مدار معادل باتری با استفاده از خازن بزرگ را نشان می‌دهد. همانطور که از شکل پیداست مدار معادل شامل یک خازن با ظرفیت بالا C_{bulk} برای نشان دادن توانایی باتری برای ذخیره بار، یک خازن $C_{surface}$ برای مدل کردن خازن سطحی و اثر انتشار مربوط به سلول، مقاومت ورودی R_t ، مقاومت سطح R_s و مقاومت انتهایی R_b است [۳۱]. در این مدل SOC باتری با ولتاژ دو سر خازن C_b (یعنی ولتاژ مدار باز باتری) رابطه خطی دارد که از آن برای تخمین SOC باتری در این پایان‌نامه استفاده شده است.

۴-۳ مدل فضای حالت باتری برای تخمین SOC

برای بدست آوردن نمایش فضای حالت باتری، با توجه به شکل ۵-۳، می‌توان معادلات زیر را استخراج نمود.

$$V_t = IR_t + I_b R_e + V_{Cb} \quad (۳-۳)$$

$$V_t = IR_t + I_s R_s + V_{Cs} \quad (۴-۳)$$



شکل ۵-۳: مدل خازن بزرگ باتری [۳۱].

از آنجا که $I_b = \dot{V}_{Cb} C_{bulk}$ و $I_s = \dot{V}_{Cs} C_{surface}$ است دو معادله زیر حاصل می‌شود [۳۱].

$$\dot{V}_{Cb} = \frac{-V_{Cb}}{C_{bulk}(R_b + R_s)} + \frac{V_{Cs}}{C_{bulk}(R_b + R_s)} + \frac{IR_s}{C_{bulk}(R_b + R_s)} \quad (۵-۳)$$

$$\dot{V}_{Cs} = \frac{V_{Cb}}{C_{surface}(R_b + R_s)} + \frac{-V_{Cs}}{C_{surface}(R_b + R_s)} + \frac{IR_s}{C_{surface}(R_b + R_s)} \quad (۶-۳)$$

و همچنین برای ولتاژ خروجی داریم (با فرض این که در طول دوره نمونه برداری هنگام گسسته‌سازی

سیستم، نرخ تغییرات جریان صفر باشد یعنی $dI/dt \approx 0$)

$$\begin{aligned} \dot{V}_t = & \left[\frac{-R_s}{C_{bulk}(R_b + R_s)^2} + \frac{R_b}{C_{surface}(R_b + R_s)^2} \right] V_{Cb} \\ & + \left[\frac{R_s}{C_{bulk}(R_b + R_s)^2} - \frac{R_b}{C_{surface}(R_b + R_s)^2} \right] V_{Cs} \\ & + \left[\frac{R_s^2}{C_{bulk}(R_b + R_s)^2} + \frac{R_b^2}{C_{surface}(R_b + R_s)^2} \right] I \end{aligned} \quad (۷-۳)$$

حال با در نظر گرفتن بردار $[V_{Cb} \ V_{Cs} \ V_t]^T$ به عنوان متغیرهای حالت سیستم، نمایش فضای حالت

مدار معادل شکل ۵-۳ به صورت زیر خواهد شد.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{Cb} \\ \dot{V}_{Cs} \\ \dot{V}_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_{bulk}(R_b + R_s)} & \frac{1}{C_{bulk}(R_b + R_s)} & 0 \\ \frac{1}{C_{surface}(R_b + R_s)} & \frac{-1}{C_{surface}(R_b + R_s)} & 0 \\ A(3,1) & 0 & A(3,3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Cb} \\ V_{Cs} \\ V_t \end{bmatrix} \quad (۸-۳)$$

$$\begin{aligned} & + \begin{bmatrix} \frac{R_s}{C_{bulk}(R_b + R_s)} \\ \frac{R_b}{C_{surface}(R_b + R_s)} \\ \frac{R_b + R_t}{C_{surface}(R_b + R_s)} - \frac{R_s R_t}{C_{bulk} R_b (R_b + R_s)} \end{bmatrix} I \\ A(3,1) = & \frac{-R_s}{C_{bulk} R_b (R_b + R_s)} + \frac{1}{C_{surface}(R_b + R_s)}, \quad A(3,3) = \frac{R_s}{C_{bulk} R_b (R_b + R_s)} - \frac{1}{C_{surface}(R_b + R_s)} \end{aligned}$$

توجه شود که در اینجا جریان I ورودی و V_t خروجی سیستم بوده و در نتیجه بردار خروجی سیستم

برابر با $C = [0 \ 0 \ 1]$ است [۳۱].

۳-۴-۱ مشاهده پذیری سیستم

در این بخش بررسی می شود که آیا می توان حالات سیستم را از روی مدل، ورودی ها و خروجی های آن به طور یکتا مشخص کرد و در نتیجه به هدف خود که تخمین حالت سیستم بوده دست یافت. برای پاسخ به پرسش باید مشاهده پذیری سیستم بررسی شود. همان طور که می دانیم، مدل یک سیستم دینامیکی خطی داده شده مشاهده پذیر است اگر و فقط اگر حالات آن سیستم به طور یکتا از تعریف مدل، ورودی ها و خروجی های آن قابل تعیین باشد [۴۱]. برای بررسی مشاهده پذیری سیستم نیازمند تشکیل ماتریس مشاهده پذیری سیستم هستیم که در رابطه (۳-۹) ارائه شده است.

$$M = \begin{bmatrix} C^T & A^T C^T & (A^T)^2 C^T & \dots & (A^T)^{n-1} C^T \end{bmatrix} \quad (۳-۹)$$

حال در صورتی سیستم مشاهده پذیر است که ماتریس M از رتبه n باشد (n بعد بردار حالات سیستم است) [۴۱]. با استفاده از دو رابطه (۳-۸) و (۳-۹) ماتریس مشاهده پذیری سیستم به صورت رابطه (۳-۱۰) حاصل می شود که با تقریب قابل قبولی این ماتریس همیشه رتبه کامل است [۳۱].

$$M = \begin{bmatrix} C^T & A^T C^T & (A^T)^2 C^T & \dots & (A^T)^{n-1} C^T \end{bmatrix} \quad (۳-۱۰)$$

۳-۵ فیلتر کالمن

در صورتی که مدل فضای حالت سیستم خطی تغییرناپذیر با زمان به صورت زیر باشد

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (۳-۱۱)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

که u بردار ورودی ها، x بردار حالت، y بردار خروجی اندازه گیری شده، A ماتریس دینامیک ها (تغییرناپذیر با زمان)، B ماتریس ورودی (تغییرناپذیر با زمان) و C ماتریس اندازه گیری (تغییرناپذیر با

زمان) هستند. با فرض ثابت بودن ورودی u در هر فاصله زمانی نمونه‌برداری، مدل فضای حالت زمان گسسته سیستم به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\begin{aligned}x_{k+1} &= A_d x_k + B_d u_k \\ y_{k+1} &= C_d x_{k+1}\end{aligned}\quad (۱۲-۳)$$

که با در نظر گرفتن T_c به عنوان دوره نمونه‌برداری داریم:

$$A_d \approx I + AT_c, \quad B_d = BT, \quad C_d = C \quad (۱۳-۳)$$

حال به سیستم نویز سفید گوسی ایستا^۱ اعمال می‌شود که بردارهای آن σ_k (نشان دهنده اغتشاشات سیستم و عدم دقت مدل) و μ_k (نویز اندازه‌گیری) است. هر دو بردار σ_k و μ_k مقدار متوسط صفر برای تمام مقادیر k دارند و فرض شده ناهمبسته باشند که ماتریس کوواریانس‌های مربوطه به صورت زیر است.

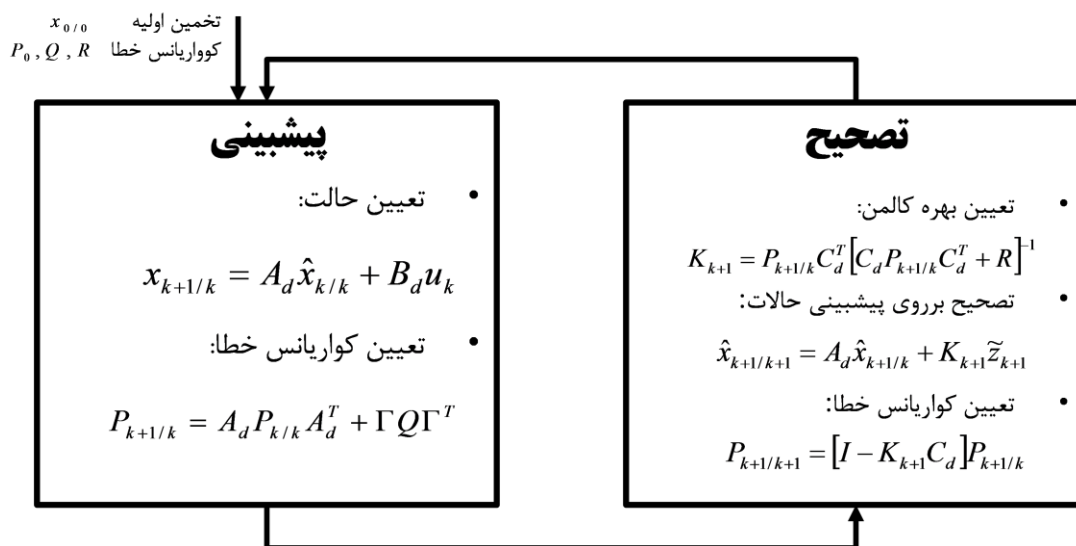
$$\begin{aligned}E[\sigma_k \sigma_k^T] &= Q \\ E[\mu_k \mu_k^T] &= R\end{aligned}\quad (۱۴-۳)$$

در نتیجه سیستم گسسته حاصل به صورت زیر خواهد شد.

$$\begin{aligned}x_{k+1} &= A_d x_k + B_d u_k + \Gamma \sigma_k \\ z_{k+1} &= C_d x_{k+1} + \mu_{k+1}\end{aligned}\quad (۱۵-۳)$$

که z بردار خروجی‌های اندازه‌گیری شده به همراه نویز و Γ ماتریس بهره نویز است که نویز فرآیند را به متغیرهای حالت مرتبط می‌کند. در این پروژه ماتریس Γ ، ماتریس واحد در نظر گرفته شده است [۴۲]. در واقع هدف در اینجا پیدا کردن تخمینی از بردار حالت x_k که با \hat{x}_k نمایش داده می‌-

^۱ Stationary Gaussian white noise



شکل ۳-۶: روند محاسبه تخمین متغیر حالت با استفاده از فیلتر کالمن [۳۱].

شود و تابعی خطی از بردار اندازه‌گیری z است که خطای میانگین مربعات^۱ مطابق با رابطه زیر را کمینه می‌کند [۴۱].

$$E[(x_k - \hat{x}_k)(x_k - \hat{x}_k)^T] \quad (۱۶-۳)$$

در ادامه برای درک بهتر، نماد گذاری بدین صورت است که $\hat{x}_{i/j}$ نشان‌دهنده تخمینی از x در پله زمانی i بر اساس اطلاعات تا گام زمانی j به همراه خود گام زمانی j است. بهره کالمن (K) بهینه، برای کمینه کردن رابطه (۱۶-۳)، به صورت زیر حاصل می‌شود.

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} C_d^T [C_d P_{k+1/k} C_d^T + R]^{-1} \quad (۱۷-۳)$$

که K_k بهره فیلتر کالمن را در گام زمانی k نشان می‌دهد [۴۱]. در شکل ۳-۶ روند محاسبه تخمین متغیر حالت با استفاده از فیلتر کالمن نشان داده شده است.

^۱ Weighted mean-squared error

۳-۶ تخمین SOC باتری با فیلتر کالمن

با توجه به روابط (۳-۸) و (۳-۱۳)، مدل فضای حالت زمان گسسته باتری سرب اسید مطابق با

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{Cb} \\ \dot{V}_{Cs} \\ \dot{V}_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_c}{C_{bulk}(R_b + R_s)} & \frac{T_c}{C_{bulk}(R_b + R_s)} & 0 \\ \frac{T_c}{C_{surface}(R_b + R_s)} & 1 - \frac{T_c}{C_{surface}(R_b + R_s)} & 0 \\ A(3,1) & 0 & A(3,3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Cb} \\ V_{Cs} \\ V_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_c R_s}{C_{bulk}(R_b + R_s)} \\ \frac{T_c R_b}{C_{surface}(R_b + R_s)} \\ \frac{T_c(R_b + R_t)}{C_{surface}(R_b + R_s)} - \frac{T_c R_s R_t}{C_{bulk} R_b (R_b + R_s)} \end{bmatrix} C_d = C \quad (18-3)$$

می‌شود که داریم

$$A(3,1) = \frac{-T_c R_s}{C_{bulk} R_b (R_b + R_s)} + \frac{T_c}{C_{surface}(R_b + R_s)}, \quad (19-3)$$

$$A(3,3) = 1 + \frac{T_c R_s}{C_{bulk} R_b (R_b + R_s)} - \frac{T_c}{C_{surface}(R_b + R_s)}$$

پس از بدست آوردن مدل زمان گسسته باتری، باید نویزهای مربوط به مدل و اندازه‌گیری را به آن اضافه کرد. این نویزها توسط ماتریس‌های Q و R به روند تخمین حالت سیستم اضافه می‌شوند. در واقع انتخاب R و Q دقت عملکرد فیلتر کالمن را تعیین می‌کنند. با استفاده از آنچه در [۳۱] آمده

مقادیر ماتریس‌های کوواریانس اولیه (P_0)، Q و R را می‌توان

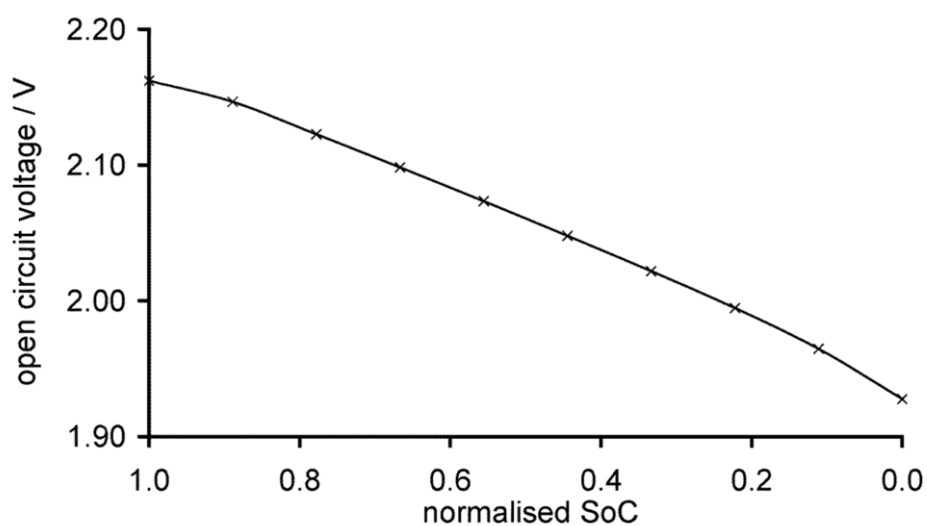
$$P_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 0.0008 & 0 & 0 \\ 0 & 0.008 & 0 \\ 0 & 0 & 0.88 \end{bmatrix} \quad R = 10 \quad (20-3)$$

در نظر گرفت. اکنون با استفاده از روند موجود در شکل ۳-۶، می‌توان متغییر حالت V_{cb} که به

صورت خطی با ولتاژ مدار باز باتری تغییر می‌کند را تخمین زد. رابطه خطی بین V_{cb} و SOC در

شکل ۷-۳ آمده است [۳۱]. معادله خط مربوط به این شکل با توجه به [۴۲]، در رابطه زیر آمده است.

$$SOC = \frac{400}{3} V_{cb} - 192.5 \quad (۲۱-۳)$$



شکل ۷-۳: رابطه ولتاژ مدار باز باتری با SOC [۳۱].

فصل ۴

طراحی و کنترل مبدل *PFC*

۴-۱ مقدمه

در این فصل کنترل تبدیل انرژی (ECC) بررسی خواهد شد. ECC در اکثریت قریب به اتفاق موارد مستلزم کنترل حلقه بسته مبدل و طراحی جبران‌ساز برای آن است. علیرغم پیشرفت‌های وسیعی که در سال‌های اخیر علم کنترل به خود دیده است اما هنوز جبران‌سازهای تناسبی-انتگرالی (PI) و تناسبی-انتگرالی-مشتقی (PID) بخش وسیعی از کاربردهای صنعتی را به خود اختصاص داده‌اند. مسئله اصلی در این جبران‌کننده‌ها محاسبه ضرایب جبران‌ساز و مسئله پایداری سیستم حاصل است. یکی از روش‌های رایج برای بدست آوردن بهره مناسب برای جبران‌ساز و مطالعات پایداری سیستم استفاده از دیاگرام بد و معیارهای حد فاز و حد بهره است که این خود نیازمند داشتن تابع تبدیل حلقه باز سیستم تحت کنترل است [۴۳].

پیش از مسئله کنترل سیستم، باید مقادیر المان‌های شارژر مانند فیلتر ورودی و خروجی و... محاسبه شود. برای این منظور در ادامه فصل ابتدا المان‌های مبدل طراحی شده و روابط مربوط به حدود جریان‌ها و ولتاژ برای مبدل استخراج می‌شود. سپس الگوریتم کلیدزنی مناسب برای دریافت مشخصه PFC ، به سویچ‌ها اعمال می‌شود. در انتها با بدست آوردن مدل سیستم، جبران‌ساز مناسب آن طراحی و پایداری سیستم حلقه بسته بررسی خواهد شد.

۴-۲ طراحی سیستم [۱۶]

در این بخش با قرار دادن حدودی برای عملکرد مبدل، که بار (باتری) و شبکه تغذیه توان به مبدل تحمیل می‌کند، المان‌های مختلف مبدل تعیین می‌شود. دو شاخص مهم در این بخش فشار ولتاژی و فشار جریانی است که در ادامه بررسی خواهد شد.

فشارهای ولتاژی: فشار ولتاژی از طرف شبکه به سیستم اعمال می‌شود و می‌توان آن را برای

عناصر فعال و غیر فعال سیستم، تعیین کرد. این مقدار به سادگی برابر با بیشینه ولتاژ خط به خط:

$$U_{N,l-l,\max} = \sqrt{2}(380V + 10\%) = 591V \quad (1-4)$$

فشارهای جریانی: محاسبه فشار جریانی از ولتاژی پیچیده تر است و در نتیجه تعدادی فرض

برای انجام این کار در ادامه در نظر گرفته خواهد شد.

(۱) فرضیات:

- سینوسی خالص و متقارن بودن ولتاژهای فاز اصلی؛
- صرف نظر کردن از افت ولتاژ القاگرهای فیلتر؛
- جریان بار ثابت I_0 ؛
- بسیار بیشتر بودن فرکانس کلیدزنی f_s از فرکانس اصلی مدار f_N (مقدار $f_s \geq 200f_N$)

برای این منظور مناسب خواهد بود [۴۴]

(۲) روش تحلیلی: تعیین مقادیر المان‌های فعال و غیرفعال سیستم، نیازمند محاسبه مقادیر

جریان متوسط و مؤثر قطعات سیستم است. دقت شود که مقادیر محلی (مربوط به دوره تناوب کلیدزنی) با حروف کوچک و مقادیر کلی (دوره تناوب اصلی) با حروف بزرگ نمایش داده می‌شود. لازم به ذکر است که در این بخش روابط اصلی بیان شده و روند کامل بدست آمدن این روابط در مرجع [۱۶] موجود است. برای محاسبه دقیق مقادیر جریان متوسط کلی، باید مدت زمان مشارکت هر پالس (t_μ) محاسبه شده و در دوره تناوب کلی جمع شود. حال آنکه می‌توان از انتگرال به جای جمع طی یک دوره تناوب استفاده کرد مطابق با رابطه زیر:

$$I_{i,avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_i(\varphi_N, t_\mu) dt_\mu \right) d\varphi_N \quad (2-4)$$

که در این رابطه T_s دوره تناوب کلیدزنی و $\varphi_N = \omega_N t$ و ω_N فرکانس زاویه‌ای اصلی است. به

طور مشابه مجذور مقدار مؤثر کلی، با انتگرال گیری از مقادیر محلی محاسبه می‌شود.

$$I_{i,rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_i^2(\varphi_N, t_\mu) dt_\mu \right) d\varphi_N \quad (۳-۴)$$

با دو رابطه (۲-۴) و (۳-۴) فشار جریانی بر روی قطعات سیستم به طور تحلیلی قابل محاسبه است.

۳) فشارهای جریان نیمه‌هادی‌های قدرت: ابتدا مقادیر متوسط محلی نیمه‌هادی‌ها محاسبه می‌شود. با استفاده از رابطه (۲-۴) می‌توان نوشت:

$$i_{i,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_i(\varphi_N, t_\mu) dt_\mu \quad (۴-۴)$$

با فرض ثابت بودن جریان القاگر خروجی (L_o)، مقدار محلی جریان ترانزیستور S_R

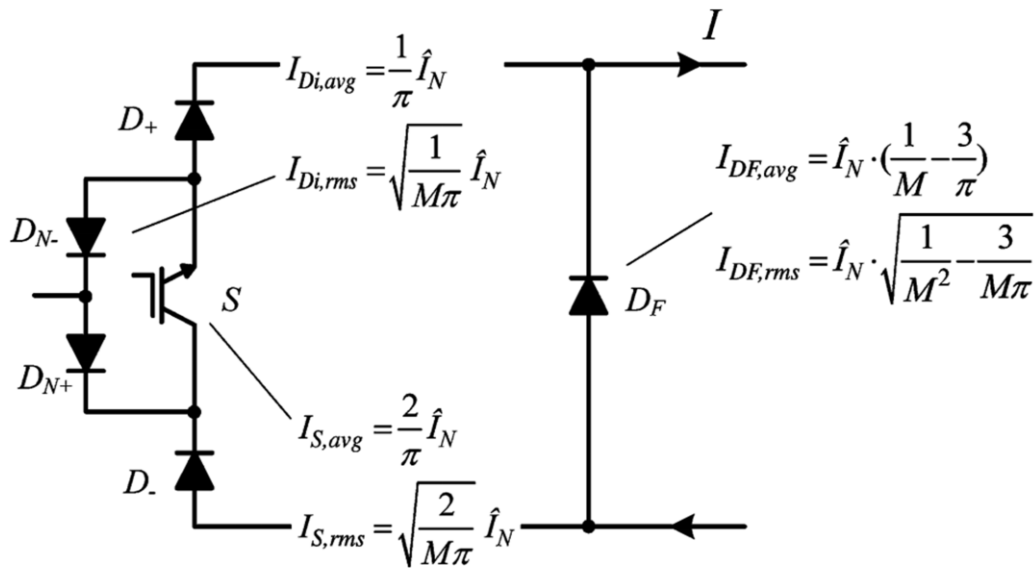
$$i_{S_R,avg} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\delta_R T_s} I dt_\mu = I \cdot \delta_R = I \cdot m_c |\cos \varphi_N| \quad (۵-۴)$$

در این رابطه m_c شاخص مدولاسیون^۱ و φ_N اختلاف فاز ولتاژ و جریان ورودی است. با انتگرال گیری از رابطه (۵-۴) در یک دوره تناوب اصلی و با توجه به معادله (۲-۴) خواهیم داشت:

$$I_{S_R,avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I \cdot m_c |\cos \varphi_N| d\varphi_N = \frac{2I \cdot m_c}{\pi} = \frac{2\hat{I}_N}{\pi} \quad (۶-۴)$$

با توجه به فرض تقارن سه فاز در نظرگرفتن یک فاز کافی است و برای فازهای دیگر به مقادیر یکسان ختم خواهد شد. به طور مشابه برای مقادیر مؤثر داریم:

^۱ Modulation index



شکل ۴-۱: تقریب تحلیلی مقادیر متوسط و مؤثر جریان المان‌های مبدل [۱۶].

$$i_{S_{R,avg}}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{\delta_R T_s} I^2 dt_\mu = I^2 \delta_R = I^2 \cdot m_c |\cos \varphi_N| \quad (۷-۴)$$

و همچنین برای مقادیر کلی داریم:

$$I_{S_{R,avg}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I^2 \cdot m_c |\cos \varphi_N| d\varphi_N = \frac{2I^2 \cdot m_c}{\pi} = \frac{2\hat{I}_N^2}{\pi \cdot m_c} \quad (۸-۴)$$

به روشی مشابه مقادیر جریان متوسط و مؤثر دیودهای پل و دیود هرزگرد قابل محاسبه شده که در

شکل ۴-۱ ارائه شده است.

(۴) فشارهای جریان المان‌های غیر فعال:

الفاگر L_o : الفاگر خروجی L_o به گونه‌ای طراحی می‌شود که مقدار pp^1 ریپل جریان القاگر

¹Peak-to-Peak

خروجی $\Delta i_{L_o,pp,max}$ را به مقداری از پیش تعیین شده محدود کند که معمولاً این مقدار را ۲۰٪ جریان القاگر خروجی در نظر می‌گیرند. این مقدار برابر است با:

$$\Delta i_{L_o,pp} = \frac{U_o(1-m_c)}{L_o f_s} \quad (9-4)$$

با توجه به رابطه (۹-۴) محدوده مناسب برای L_o به صورت زیر انتخاب می‌شود.

$$L_o \geq \frac{V_o(1-m_{c,min})}{\Delta i_{L_o,pp,max} f_s} \quad (10-4)$$

که در این رابطه $m_{c,min}$ حداقل مقدار شاخص مدولاسیون است. مقدار مؤثر ریپل جریان القاگر خروجی برابر با

$$\begin{aligned} \Delta I_{L_o,ms}^2 &= \frac{1}{T_P} \int_0^{MT_P} \left(I - \frac{\Delta i_{L_o,pp}}{2} + \Delta i_{L_o,pp} \frac{t}{MT_P} \right)^2 dt \\ &+ \frac{1}{T_P} \int_0^{(1-M)T_P} \left(I + \frac{\Delta i_{L_o,pp}}{2} - \Delta i_{L_o,pp} \frac{t}{(1-M)T_P} \right)^2 dt \end{aligned} \quad (11-4)$$

است که با فرض افزایش خطی جریان القاگر در مدت کلیدزنی فعال و کاهش آن طی حالت هرزگرد^۱، محاسبه می‌شود. بررسی رابطه (۱۱-۴) نتیجه می‌دهد

$$\Delta I_{L_o,ms}^2 = I^2 + \frac{\Delta i_{L_o,pp}^2}{12} \quad (12-4)$$

خازن C_o : خازن خروجی می‌تواند با توجه به یکی از سه شرط زیر انتخاب شود:

^۱ Freewheeling

۱. C_o به گونه‌ای انتخاب شود که مقدار pp ریپل ولتاژ خروجی $\Delta u_{C_o,pp,max}$ به مقدار خاصی

محدود شود. با توجه به این فرض محدوده C_o به صورت زیر خواهد شد.

$$C_o \geq \frac{V_o(1 - m_{c,min})}{8f_s^2 L_o \Delta u_{C_o,pp,max}} \quad (۱۳-۴)$$

۲. C_o برای بیشترین مقدار افت ولتاژ مجاز Δv_o (یعنی ۲٪ ولتاژ خروجی) طراحی می‌شود که در یک

پله جریان بار ΔI_o از جریان صفر تا جریان نامی، اتفاق می‌افتد. محدوده بدست آمده برای خازن

در این روش به صورت رابطه زیر بدست می‌آید.

$$C_o \geq \frac{(\Delta I)^2 L_o}{2\Delta v_o (1.5\hat{U}_{N,min} - V_o)} \quad (۱۴-۴)$$

۳. C_o با توجه به زمان حفظ^۱ Δt_{hold} مورد نیاز در هنگام وقوع خطا در یک یا چند فاز اصلی تعریف

می‌شود که در این مدت بیشترین افت ولتاژ خروجی Δv_o مجاز است. برای توان خروجی ثابت و

افت ولتاژی بسیار کمتر از ولتاژ خروجی $\Delta v_o \ll V_o$ ، مقدار ظرفیت خازن خروجی مطابق رابطه

زیر خواهد شد.

$$C_o = \frac{P_o}{V_o \Delta v_o} \Delta t_{hold} \quad (۱۵-۴)$$

خازن فیلتر C_i : مقدار خازن فیلتر ورودی را می‌توان با در نظر گرفتن بیشترین مقدار pp ریپل

ولتاژ خازن فیلتر بدست آورد.

$$\Delta u_{C_i,pp} = \frac{I \cdot m_c (1 - m_c)}{C_i f_s} \quad (۱۶-۴)$$

^۱ Hold-up time

از سوی دیگر توان راکتیو Q_C باید به مقدار ۵٪-۱۰٪ توان نامی (P_N) محدود شده باشد تا ضریب توان بالا تضمین گردد.

$$C_i \leq \frac{(0.05 \dots 0.1)P_N}{\omega_N U_{N,l-l.rms}^2} \quad (۱۷-۴)$$

القاهر فیلتر ورودی L_i : روند محاسبه القاهر فیلتر ورودی به صورت زیر است.

- الزامات EMC^۱: با توجه به الزامات EMC، به فیلتر بالاگذر^۲ با فرکانس قطع برابر با ۱۰٪ فرکانس کلیدزنی، در ورودی مبدل نیاز است.

$$f_{filt} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_i}} \approx 0.1f_s \quad (۱۸-۴)$$

- کنترل سیستم: از نقطه نظر EMC، فرونشاندن قوی فرکانس‌های بالا مطلوب بوده که به معنای مقادیر بزرگ برای القاهر و خازن فیلتر است. این موضوع باعث محدود شدن پهنای باند سیستم کنترلی با توجه به فرکانس قطع پایین فیلتر می‌شود. به همین سبب باید مصالحه‌ای بین این دو شرط ایجاد شود تا مقادیر بهینه فیلتر ورودی حاصل شود.

۴-۳ الگوریتم کلیدزنی SVM

بدست آوردن مشخصه PFC، مستلزم استفاده از الگوی کلیدزنی مناسب مبدل شکل ۲-۳ است. الگوریتم به کار رفته در این پایان‌نامه مدولاسیون بردار فضایی^۳ (SVM) است که در ادامه به بررسی

^۱ Electromagnetic Compatibility

^۲ Highpass Filter

^۳ Space Vector Modulation

این روش می‌پردازیم. در ابتدا سه فرض زیر در نظر گرفته می‌شود [۱۶].

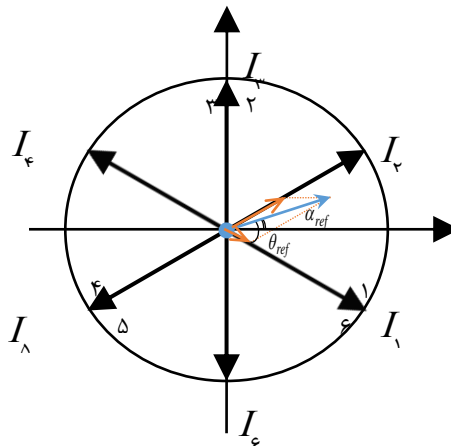
- ولتاژ دوسر خازن فیلتر، همفاز با ولتاژ ورودی باشد؛ در نتیجه از افت ولتاژ دوسر القاگر فیلتر ورودی صرف‌نظر شده است.
- جریان‌های اصلی فرض شده با مؤلفه اصلی جریان ورودی یکسوساز برابر باشد که در واقع از جریان‌های راکتیو مربوط به خازن فیلتر ورودی صرف‌نظر شده است.
- جریان I_o درون القاگر خروجی dc خالص فرض شده است.

روش کار به این صورت است که ابتدا ولتاژ فاز به نول ورودی به عنوان سیگنال قالب و بردار جریان مرجع را همفاز با آن در نظر گرفته می‌شود. یعنی می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} I_a &= I_m \cos(\omega_N t) \\ I_b &= I_m \cos(\omega_N t - 120^\circ) \\ I_c &= I_m \cos(\omega_N t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (19-4)$$

و بردار فضایی جریان ورودی مطلوب [۱۶, ۱۴] به صورت

$$I_{ref} = \frac{2}{3} \left(I_a + I_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = |I_{ref}| \angle \alpha_{ref} \quad (20-4)$$



شکل ۴-۲: مودلاسیون بردار فضایی جریان ورودی مطلوب

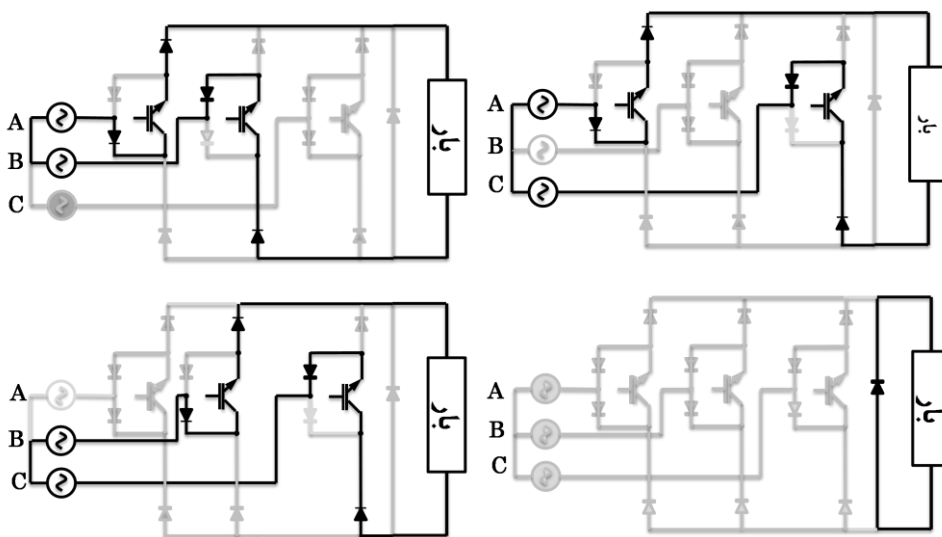
خواهد شد. بردار فضایی رابطه (۴-۲۰) را می‌توان با استفاده از شش بردار فعال $I_1 - I_6$ و دو بردار صفر، تجزیه کرد (شکل ۴-۲) که هریک از این ۸ بردار نشان‌دهنده یک حالت کلیدزنی یکسوساز هستند. حالات مختلف کلیدزنی مبدل در شکل ۴-۳ آمده است. ابتدا فرض می‌کنیم $-\frac{\pi}{6} \leq \alpha_{ref} \leq \frac{\pi}{6}$ یعنی بردار جریان I_{ref} در قطاع اول قرار دارد. سپس با توجه به شکل ۴-۲ زاویه θ_{ref} را به صورت زیر تعریف خواهد شد.

$$\theta_{ref} = \alpha_{ref} - \frac{\pi}{6} \quad (۴-۲۱)$$

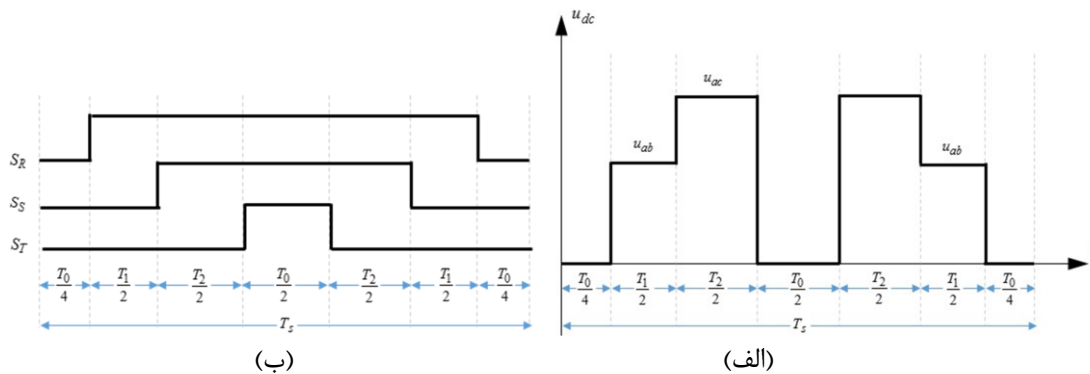
سپس دوره وظیفه‌ها با به کارگیری رابطه

$$\begin{cases} d_1 = \frac{T_1}{T_s} = m_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{ref}\right) \\ d_2 = \frac{T_2}{T_s} = m_c \sin(\theta_{ref}) \\ d_0 = \frac{T_0}{T_s} = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (۴-۲۲)$$

محاسبه می‌شود که در آن T_1 ، T_2 و T_0 به ترتیب مدت زمان بردارهای I_1 ، I_2 و صفر است. اکنون



شکل ۴-۳: چهار وضعیت هدایت مبدل در حالت کلی.



شکل ۴-۴: الگوی کلیدزنی یکسوساز براساس (الف) ولتاژ خروجی مبدل (ب) براساس وضعیت هر کلید نیمه‌هادی [۴۵].

با داشتن زمان‌های T_1 ، T_2 و T می‌توان در یک دوره تناوب کلیدزنی الگوی مورد نظر را اعمال کرد. در این پایان‌نامه از الگوی کلیدزنی مرجع [۴۵] مطابق با شکل ۴-۴ استفاده شده است.

تا اینجا فرض بر این بود که جریان I_{ref} در قطاع اول باشد؛ حال برای حالت کلی ابتدا زاویه θ_{ref} در رابطه (۴-۲۱) با توجه به رابطه (۴-۲۳) تعیین می‌شود و همان روند قبلی ادامه پیدا می‌کند.

$$\theta_{ref} = \alpha_{ref} - \frac{\pi}{6} - (k-1)\frac{\pi}{3} \quad (۲۳-۴)$$

در این رابطه k معرف قطاعی است که بردار مرجع در آن واقع شده است.

۴-۴ مدل‌سازی مبدل PFC

با توجه به اینکه در این پایان‌نامه هدف فقط کنترل شارژ باتری بوده، در نتیجه مدل بدست آمده در این قسمت مربوط به بخش خروجی مبدل است. مدار معادل قسمت خروجی مبدل در شکل ۴-۵ آمده است. در ادامه برای سادگی کار فرض بر این است که ولتاژ بار V_t ثابت باشد. ولتاژ \bar{V}_o مقدار متوسط ولتاژ پالسی خروجی مبدل (یعنی V_o) را نشان می‌دهد [۱۰] که داریم:

$$\bar{V}_o = \frac{3}{2} U_m m_c \cos \varphi \quad (۲۴-۴)$$

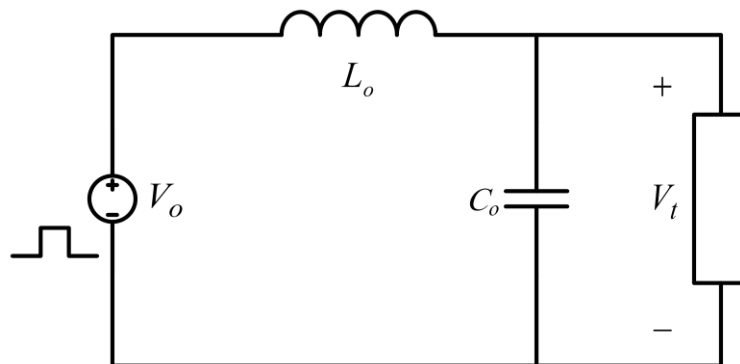
در این رابطه $\cos \varphi$ ضریب قدرت، U_m دامنه ولتاژ ورودی مبدل و m_c شاخص مدولاسیون دامنه مبدل است. با توجه به شکل ۴-۵، می‌توان به رابطه زیر دست یافت.

$$L_o \frac{di_o}{dt} = V_o - V_t \quad (۲۵-۴)$$

همان‌طور که از معادلات (۲۴-۴) و (۲۵-۴) پیداست با تنظیم m_c ، ولتاژ خروجی مبدل (V_o) و جریان آن (I_o) کنترل می‌شود. دقت شود در رابطه (۲۵-۴) به ازای ولتاژ V_t ، پس از اینکه مدل فضای حالت باتری تعیین شد، رابطه مربوطه جایگزین می‌شود تا مدل کامل سیستم تحت کنترل بدست آید.

۴-۵ کنترل مبدل PFC

با در نظر گرفتن الگوریتم‌های شارژ توضیح داده شده در بخش ۲-۲، می‌توان این نتیجه را گرفت که الگوریتم‌های شارژ باتری از حالت جریان ثابت (CC) و یا ولتاژ ثابت (CV) و یا ترکیبی از این دو استفاده می‌کند. در نتیجه نیاز است که مبدل در این دو وضعیت کنترل شود که در ادامه بررسی خواهد شد.



شکل ۴-۵: مدار معادل بخش خروجی مبدل [۱۰].

۱-۵-۴ مدل حلقه باز سیستم به همراه باتری

با توجه شکل ۴-۶ که مدار معادل باتری به همراه مبدل الکترونیک قدرت را نشان می‌دهد، می‌توان به روابط زیر دست یافت.

$$V_o = L_o s I_o + V_t \quad (۲۶-۴)$$

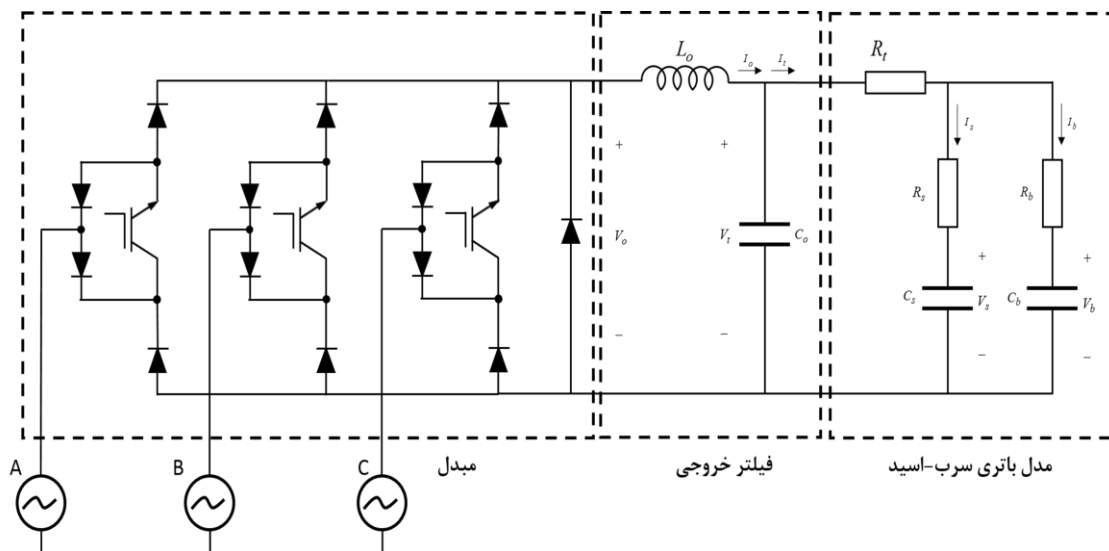
$$I_o = I_t + C_o s V_t \quad (۲۷-۴)$$

$$I_s = \frac{V_t - R_t I_t}{R_s + 1/(C_s s)} \quad (۲۸-۴)$$

$$I_b = I_t - I_s \quad (۲۹-۴)$$

$$V_t = \frac{V_o - L_o s I_t}{L_o C_o s^2 + 1} \quad (۳۰-۴)$$

حال با توجه به رابطه (۲۶-۴) تا (۳۰-۴) برای I_b خواهیم داشت:



شکل ۴-۶: مدار معادل مبدل به همراه باتری.

$$I_b = I_t \left(1 + \frac{R_t}{R_s + 1/(C_s s)} + \frac{L_o s}{(L_o C_o s^2 + 1)(R_s + 1/(C_s s))} \right) - \frac{V_o}{(R_s + 1/(C_s s))(L_o C_o s^2 + 1)} \quad (۳۱-۴)$$

از طرفی دیگر با استفاده از KVL در حلقه خارجی شکل ۴-۶ داریم:

$$V_t = R_t I_t + (R_b + \frac{1}{C_b s}) I_b \quad (۳۲-۴)$$

سپس با جایگذاری روابط (۳۰-۴) و (۳۱-۴) در معادله (۳۲-۴) به رابطه‌ای برحسب ولتاژ خروجی

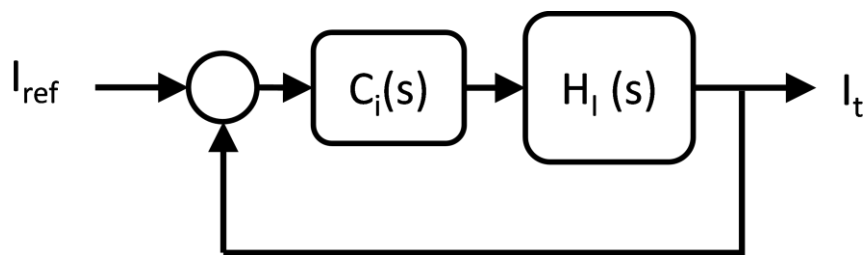
مبدل V_o و جریان ورودی باتری I_t می‌رسیم. پس از مرتب‌سازی این رابطه به معادله

$$\frac{I_t}{V_o} = \frac{(R_b + R_s) s^2 + (1/C_b + 1/C_s) s}{N_1(s)} \quad (۳۳-۴)$$

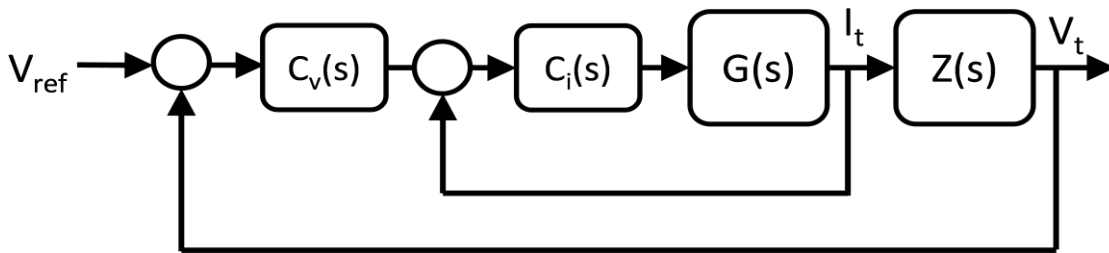
دست پیدا خواهیم کرد که در این معادله برای $N_1(s)$ خواهیم داشت

$$\begin{aligned} N_1(s) = & [R_s L_o C_o (R_b + R_t) + L_o C_o R_b R_t] s^4 + \\ & \left[\frac{L_o C_o (R_b + R_t)}{C_s} + \frac{L_o C_o (R_s + R_t)}{C_b} + L_o (R_b + R_s) \right] s^3 + \\ & \left[R_s (R_b + R_t) + \frac{L_o C_o}{C_b C_s} + R_b R_t + \frac{L_o}{C_b} + \frac{L_o}{C_s} \right] s^2 + \\ & \left[\frac{R_b + R_t}{C_s} + \frac{R_s + R_t}{C_b} \right] s + \left[\frac{1}{C_b C_s} \right] \end{aligned} \quad (۳۴-۴)$$

برای بدست آوردن تابع کامل تبدیل سیستم کفایت در معادله (۳۳-۴) رابطه (۲۴-۴) را جایگذاری



شکل ۴-۷: دیاگرام بلوکی حلقه کنترل جریان ورودی باتری.



شکل ۴-۸: دیاگرام بلوکی کنترل آبخاری برای کنترل ولتاژ ورودی باتری.

کرد، پس می‌توان نوشت

$$\frac{I_t}{m_c} = \frac{3 U_m \cos \phi [(R_b + R_s)s^2 + (1/C_b + 1/C_s)s]}{2 N_1(s)} \quad (۳۵-۴)$$

معادله (۳۵-۴) تابع تبدیل سطح خروجی مبدل به همراه مدل باتری را نمایش می‌دهد که می‌توان از آن برای طراحی جبران‌ساز حلقه کنترلی جریان ورودی باتری استفاده کرد (شکل ۴-۷).

برای کنترل ولتاژ خروجی مبدل از روش کنترل آبخاری استفاده شده است (شکل ۴-۸). با توجه به شکل، برای حلقه بیرونی کنترلی، نیاز است که امپدانس باتری (Z_s) بدست آید. در نتیجه می‌توان نوشت:

$$Z_s = \frac{[R_b R_s + R_t (R_b + R_s)]s^2 + ((R_t + R_s)/C_b + (R_t + R_b)/C_s)s + 1/(C_b C_s)}{(R_b + R_s)s^2 + s/(C_b C_s)} \quad (۳۶-۴)$$

۴-۶ طراحی جبران‌ساز

همان‌طور که پیش‌تر بیان شد، جبران‌ساز به کار رفته در این پایان‌نامه از نوع PI بوده و بر اساس

مقالات [۱، ۴۶] طراحی می‌شود. تابع تبدیل جبران‌ساز PI به صورت

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (۳۷-۴)$$

در نظر گرفته می‌شود. در این صورت تابع تبدیل حلقه باز سیستم جبران شده $G_{ol}(s)$

$$G_{ol}(s) = G_c(s)G(s) \quad (۳۸-۴)$$

خواهد شد که در آن $G(s)$ تابع تبدیل سیستم تحت کنترل است. طراحی جبران‌ساز به معنای تعیین ضرایب K_p و K_i است که با استفاده از نمودار بد و شاخص حد فاز محاسبه می‌شود. روند کار در ادامه آمده است.

۱. فرکانس قطع بهره $G_{ol}(s)$ یعنی f_c باید کسری از فرکانس کلیدزنی f_s ($0.1f_s < f_c < 0.2f_s$) باشد و نه کمتر که باعث کند شدن سیستم شود [۴۷].

۲. اندازه $G_{ol}(s)$ در فرکانس قطع f_c برابر با یک است در نتیجه یک معادله شامل مجهول‌های

K_p و K_i بدست می‌آید.

۳. حد فاز را عددی بزرگ (برای مثال حدود ۹۰ درجه) در نظر گرفته و برابر با فاز $G_{ol}(s)$ در

فرکانس f_c قرار داده و در نتیجه معادله دوم حاصل می‌شود.

۴. با استفاده از دو معادله بدست آمده دو مجهول موجود محاسبه می‌شود.

۴-۷ بررسی پایداری سیستم

از آنجا که حتی اگر سیستم حلقه باز پایدار باشد، باز هم سیستم حلقه بسته جبران‌شده می‌تواند ناپایدار شود، در نتیجه پایداری سیستم حلقه بسته باید بررسی شود. برای این کار می‌توان از معیار پایداری نایکوئیست استفاده کرد. بر اساس رابطه مربوط به معیار پایداری نایکوئیست

$$Z = N + P \quad (۳۹-۴)$$

است که Z بیانگر تعداد صفرهای سمت راست صفحه مختلط s ، برای معادله مشخصه $F(s) = 1 + L(s) = 0$ است. پایداری سیستم حلقه بسته، مستلزم صفر بودن Z است. N تعداد گردش‌های ساعتگرد نمودار حول نقطه $(-1, 0)$ و P تعداد قطب‌های ناپایدار سیستم حلقه باز $L(s)$ است [۴۸].

فصل ۵

نتایج و شبیه‌سازی

شبیه‌سازی دینامیکی یکی از جنبه‌های مهم برای آزمایش و تأیید اعتبار ساختار کنترلی است. در این پایان‌نامه از نرم‌افزار سیمولینک متلب برای انجام این کار استفاده شده است. در ادامه این فصل ابتدا با به کارگیری روند معرفی شده در فصل قبل مقادیر امان‌های مبدل محاسبه می‌شود. سپس توسط مدل ارائه شده در بخش ۳-۳-۵ و اطلاعات مربوط به مدل باتری که از مرجع [۳۱] برداشت شده است، مدل فضای حالت زمان گسسته باتری برای تخمین SOC بدست می‌آید. اکنون با در نظر گرفتن آنچه که در فصل ۴ آمده است، جبران‌ساز طراحی شده و پایداری آن بررسی می‌شود. در نهایت شبیه‌سازی‌های نرم‌افزاری ارائه می‌گردد.

۵-۱ مقادیر عناصر مبدل

با توجه به آنچه فصل قبل گفته شد، فرکانس کلیدزنی 10KHz با توجه به محدودیت $f_s \geq 200f_N$ در نظر گرفته شد. رابطه (۴-۱) حد 600 ولت را برای انتخاب قطعات مبدل تعیین می‌کند. رابطه (۴-۵) جریان حداکثر کلید نیمه‌هادی را وابسته به جریان بار می‌کند که خود جریان بار وابسته به ظرفیت باتری (میزان Ah آن) است. باتری سرب-اسید استفاده شده در این پایان‌نامه با مشخصه $80Ah$ و $220V$ است بنابراین می‌توان حداکثر جریان شارژ $80A$ را در نظر گرفت. در نتیجه حد جریان متوسط $80A$ برای کلید نیمه‌هادی معین خواهد شد. مقادیر مؤثر جریان دیودهای پل، دیود هرزگرد و کلید نیمه‌هادی با توجه به شکل ۴-۱ و با فرض اینکه $m_{c,max} = 1$

$$I_{S,rms,max} = I \sqrt{\frac{2m_{c,max}}{\pi}} \approx 32 \quad (۱-۵)$$

$$I_{Di,rms,max} = I \sqrt{\frac{m_{c,max}}{\pi}} \approx 23 \quad (۲-۵)$$

$$I_{DF,rms,max} = I \sqrt{1 - \frac{3m_{c,min}}{\pi}} \approx 34 \quad (۳-۵)$$

۱-۱-۵ مقادیر المان‌های فیلتر خروجی

ولتاژ ورودی را سه فاز ۳۸۰ ولت انتخاب می‌کنیم (شبکه توزیع)، در نتیجه $m_{c,min}$ با به کارگیری رابطه (۴-۲۴) در حدود

$$190 = \frac{3}{2} \times 220 \times \sqrt{3} \times m_c \rightarrow m_{c,min} = 0.33 \quad (۴-۵)$$

خواهد شد. از طرفی استاندارد اروپایی بیشترین ریپل جریان ۵A را برای ظرفیت نامی $10 \cdot Ah$ مجاز می‌داند [۱۷] در نتیجه برای $80 \cdot Ah$ مقدار ۳A را می‌توان در نظر گرفت. برای مقدار L_o از رابطه (۴-۱۰) داریم:

$$L_o \geq \frac{190(1-0.33)}{3 \times 10^4} = 4.81mH \rightarrow L_o \approx 10mH \quad (۵-۵)$$

پس از محاسبه L_o ، نوبت به محاسبه C_o است که برای این کار از رابطه (۴-۱۳) استفاده خواهد شد. با در نظر گرفتن ریپل ولتاژ قابل قبول ۰/۵٪ [۴۹]، برای خازن C_o خواهیم داشت:

$$C_o \geq \frac{(1-0.33)}{8 \times 10^8 \times 6 \times 10^{-3} \times 0.005} = 16.5 \mu F \rightarrow C_o = 47 \mu F \quad (۶-۵)$$

۲-۱-۵ مقادیر المان‌های فیلتر ورودی

در این قسمت هدف بدست آوردن L_i و C_i است. برای بدست آوردن مقدار C_i می‌توان از رابطه (۴-۱۷) استفاده کرد. از آنجا که توان متوسط $5/4kW$ در خروجی مبدل فرض شده و همچنین با صرف‌نظر کردن از تلفات مبدل می‌توان مقدار خازن C_i را محاسبه نمود.

$$C_i \leq \frac{0.1 \times 5400}{2\pi \times 50 \times 380^2} = 11.9 \mu F \rightarrow C_i = 4.7 \mu F \quad (۷-۵)$$

با توجه به رابطه (۴-۱۸) فرکانس تشدید فیلتر ورودی f_{filt} مطابق با [۹] $5kHz$ در نظر گرفته می‌شود.

بنابراین برای القاگر L_i خواهیم داشت:

$$L_i = \frac{1}{(2\pi f_{filt})^2 \times C_i} = 0.215mH \quad (۸-۵)$$

۲-۵ طراحی جبران‌ساز

پیش از طراحی جبران‌ساز، نیازمند داشتن به تابع تبدیل سیستم حلقه باز در رابطه (۴-۳۵) هستیم که خود این رابطه به پارامترهای مدار معادل باتری وابسته است. این مقادیر در جدول ۱-۵ آمده که با مرجع [۳۱] مطابقت دارد. حال با استفاده از مقادیر این جدول تابع تبدیل مربوط جریان نسبت به شاخص مدولاسیون و امپدانس ورودی باتری ($Z(s)$) به صورت

$$H_I(s) = \frac{35s^2 + 56.89s}{9.771 \times 10^{-10} s^4 + 4.5 \times 10^{-4} s^3 + 4.2 \times 10^{-3} s^2 + 7.9 \times 10^{-3} s + 1.4 \times 10^{-5}} \quad (۹-۵)$$

$$Z(s) = \frac{269.5s^2 + 615.8s + 1.1}{1.14 \times 10^{-8} s^4 + 0.075s^3 + 0.528s^2 + 1.32s + 0.0023} \quad (۱۰-۵)$$

خواهد شد. با به‌کارگیری از این رابطه (۹-۵) مقادیر صفر و قطب‌های آن در جدول ۲-۵ ارائه شده است.

جدول ۱-۵: مقادیر عناصر مدار معادل باتری [۳۱].

عناصر	R_t	R_s	R_b	C_s	C_b
مقدار	۰/۰۲۷۴۵	۰/۰۳۷۵	۰/۰۳۷۵	۸/۲۱۱	۸۸۳۷/۲۸۳

جدول ۲-۵: صفر و قطب‌های تابع تبدیل $H_I(s)$.

قطب‌ها			صفرها		
-۴/۶ × ۱۰ ^۵	-۶/۷	-۲/۶	-۰/۰۰۱۷	-۱/۶۲۵	۰

۵-۲-۱ طراحی جبران‌ساز برای کنترل جریان ثابت (CC)

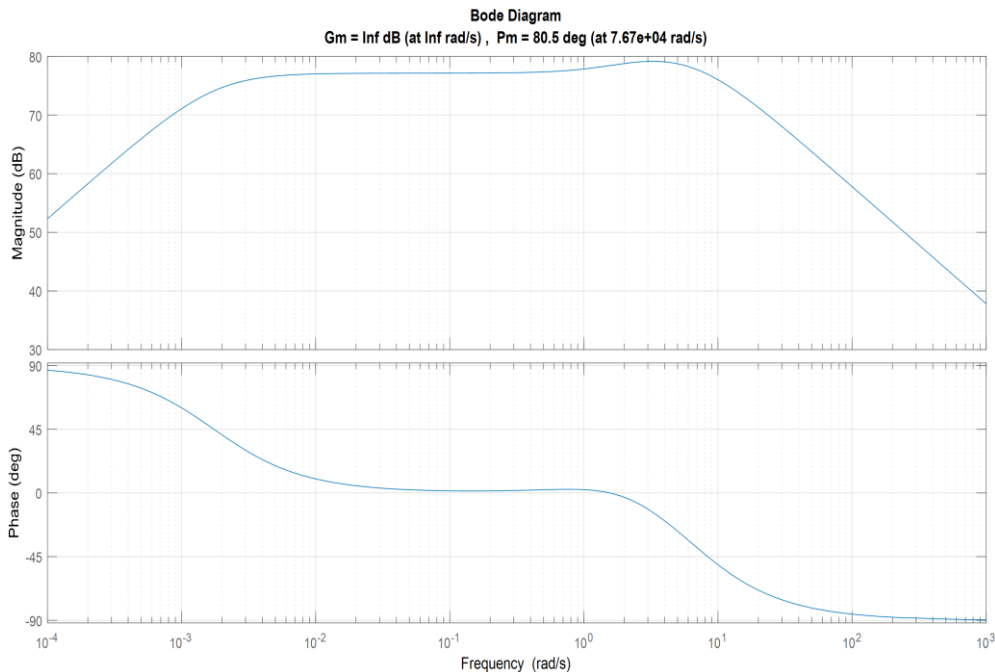
با دقت در نمودار بد $H_I(s)$ که در شکل ۵-۱ دیده می‌شود، شاخص‌های حد بهره و حد فاز سیستم حلقه باز در شرایط مناسبی قرار دارد. با توجه به فصل قبل فرکانس عبور بهره را 2000 Hz در نظر می‌گیریم. تابع تبدیل جبران‌ساز استفاده شده برای کنترل جریان به صورت

$$G_{ci}(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \quad (11-5)$$

است. در فرکانس عبور بهره، اندازه تابع تبدیل حلقه باز جبران‌شده برابر با یک می‌شود (رابطه (۴-۳۸)) از طرف دیگر مقدار $H_I(s)$ در فرکانس عبور بهره با استفاده از (۵-۹)

$$H_I(j\omega_c) \approx 6.18 \angle -90 \quad (12-5)$$

خواهد شد. بنابراین داریم:



شکل ۵-۱: شاخص‌های حد بهره و حد فاز سیستم حلقه باز مربوط به کنترل جریان.

$$\left| G_{ci}(j\omega) \times H_I(j\omega) \right|_{\omega_c=2000\pi} = 1 \rightarrow \sqrt{\frac{\omega_c^2 k_{pi}^2 + k_{ii}^2}{\omega_c^2}} = 0.162 \quad (۱۳-۵)$$

برای بدست آوردن فاز جبران‌ساز نیازمند داشتن مقدار حد فاز (PM) سیستم جبران‌شده هستیم. این مقدار ۸۰ درجه در نظر گرفته می‌شود. بنابراین داریم:

$$\angle H_I(j\omega_c) - 90 + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_c k_{pi}}{k_{ii}}\right) = PM - 180 \rightarrow k_{ii} = \frac{\omega_c k_{pi}}{\tan(PM)} \quad (۱۴-۵)$$

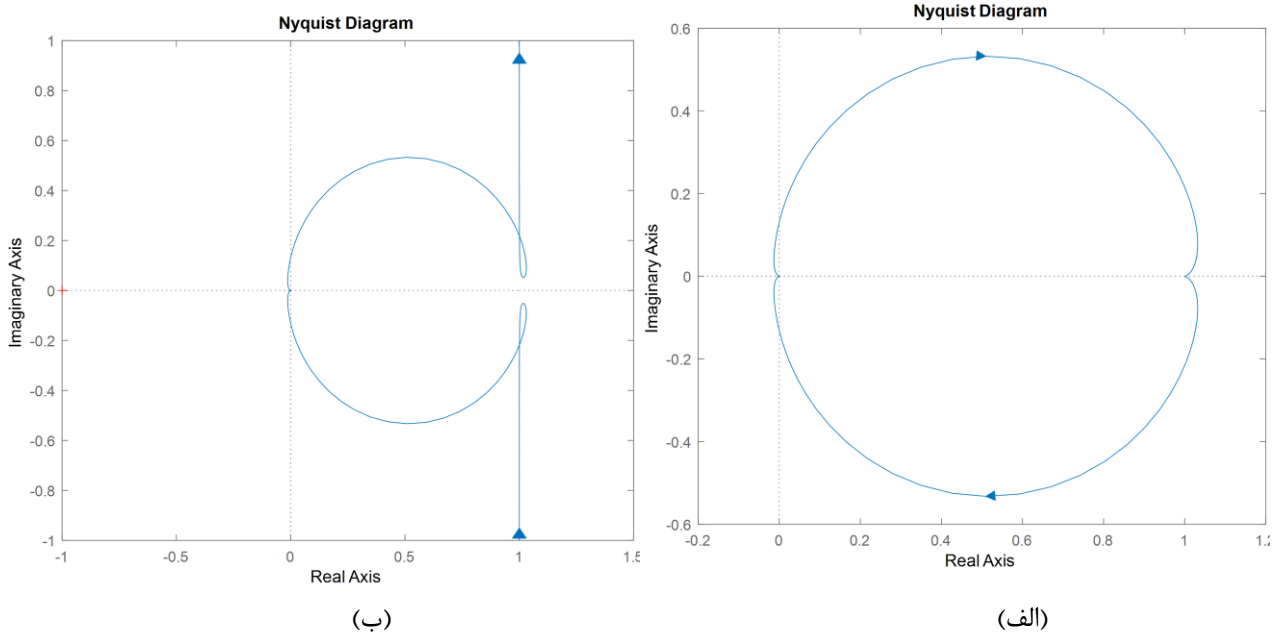
برای سادگی در محاسبات، در معادله (۱۳-۵) فرض صحیح $\omega_c k_{pi} \gg k_{ii}$ در نظر گرفته می‌شود. بنابراین $k_{pi} = 0.162$ و از روی آن و معادله (۱۴-۵) مقدار $k_{ii} = 57/6$ خواهد شد.

۲-۲-۵ طراحی جبران‌ساز برای کنترل ولتاژ (CV)

برای کنترل ولتاژ خروجی مبدل از روش کنترلی آبخاری بهره گرفته‌ایم. روش کار به این صورت بوده که در حلقه داخلی، جریان ورودی باتری و در حلقه خارجی، ولتاژ آن کنترل می‌شود. ضرایب جبران-ساز PI داخلی همان است که در قسمت قبل بدست آمد و ضرایب حلقه خارجی با استفاده از روش سعی و خطا بدست آمده است ($k_p = 1$ و $k_i = 10$).

جدول ۳-۵: صفر و قطب‌های توابع تبدیل $H_{ol,i}(s)$ و $H_{ol,v}(s)$

	$H_{ol,i}(s)$					$H_{ol,v}(s)$				
صفرها	-۳۵۱/۸	-۰/۰۱۶	۰			-۳۵۱/۸	-۰/۱	-۰/۰۱۶		
قطب‌ها	-۴/۵ × ۱۰ ^۵	-۷/۳ × ۱۰ ^۳	-۳۷۰	-۱/۶	۰	-۴/۵ × ۱۰ ^۵	-۷/۳ × ۱۰ ^۳	-۳۷۰	-۱/۶	۰



شکل ۵-۲: نمودار نایکوئیست مربوط به تابع تبدیل (الف) کنترل جریان؛ (ب) کنترل ولتاژ.

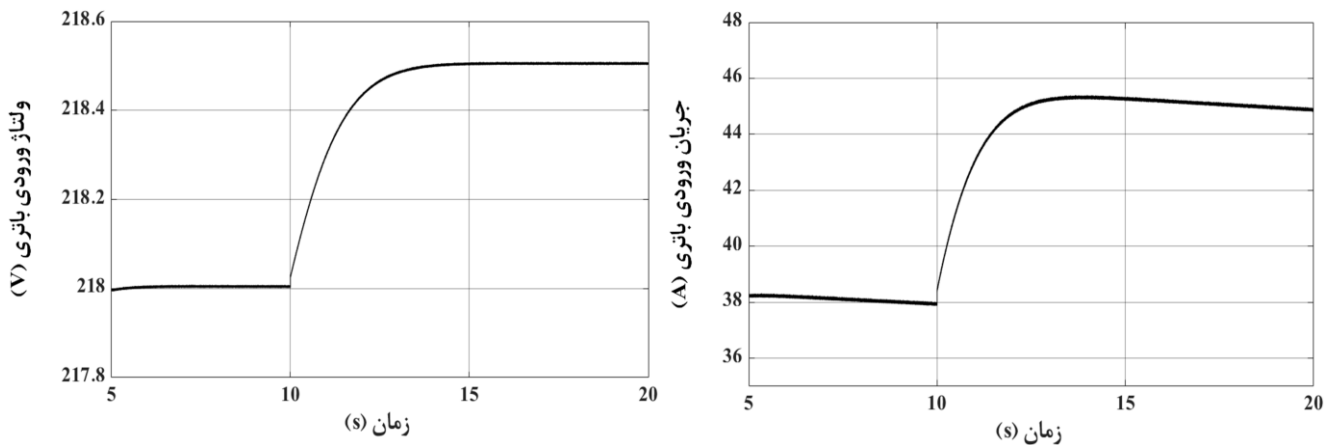
۳-۲-۵ بررسی پایداری سیستم جبران‌شده

همان‌طور که بیان شد، برای بررسی پایداری سیستم جبران‌شده حلقه بسته از نمودار نایکوئیست

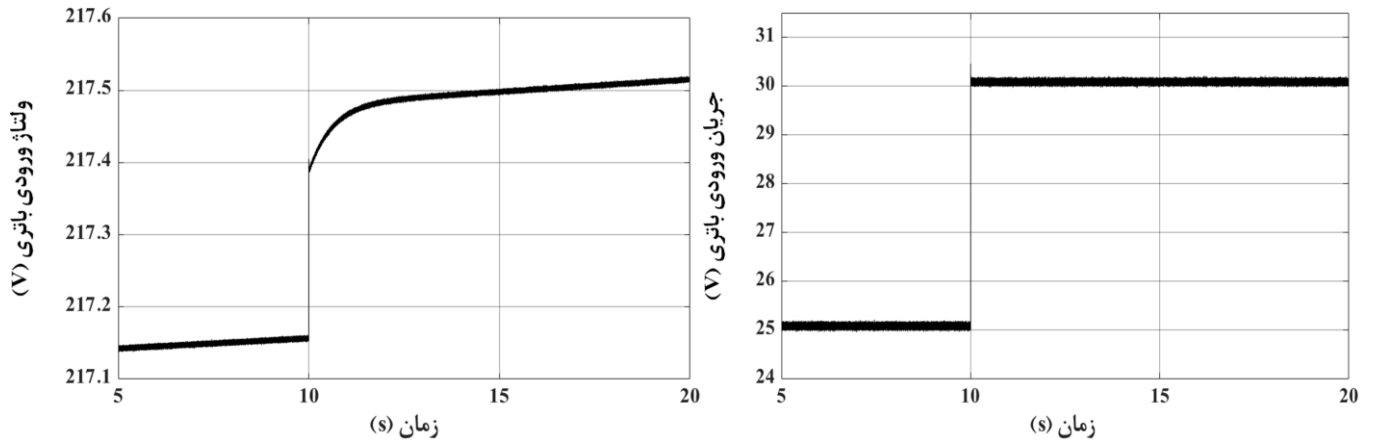
استفاده می‌شود. اما پیش از آن، صفر و قطب‌های سیستم حلقه باز بررسی می‌شود. در جدول ۳-۵

صفرها و قطب‌های سیستم حلقه باز $H_{ol,i}(s)$ (برای کنترل جریان) و $H_{ol,v}(s)$ (برای کنترل

ولتاژ) آمده است. همان‌طور که از جدول پیداست هر دو تابع تبدیل فاقد صفر و قطب در سمت راست



شکل ۳-۵: پاسخ سیستم به پله ولتاژی ۲۱۸ V به ۲۱۸/۵ V.

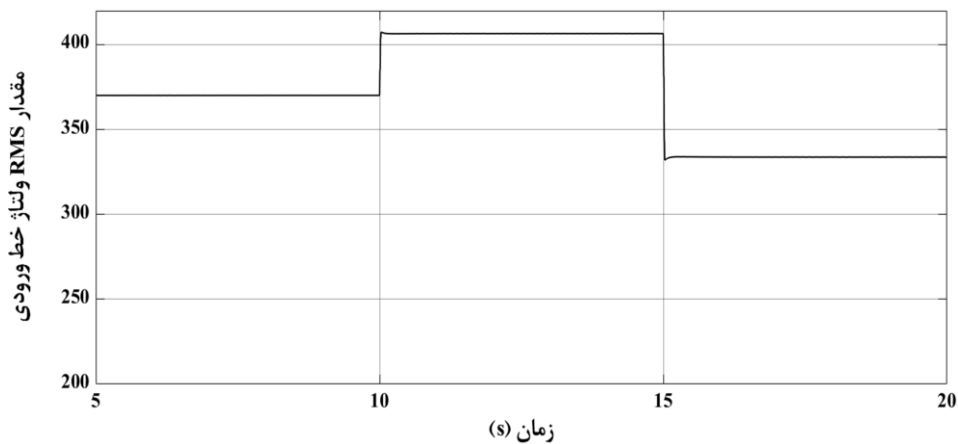


شکل ۴-۵: پاسخ سیستم به پله جریانی ۲۵A به ۳۰A.

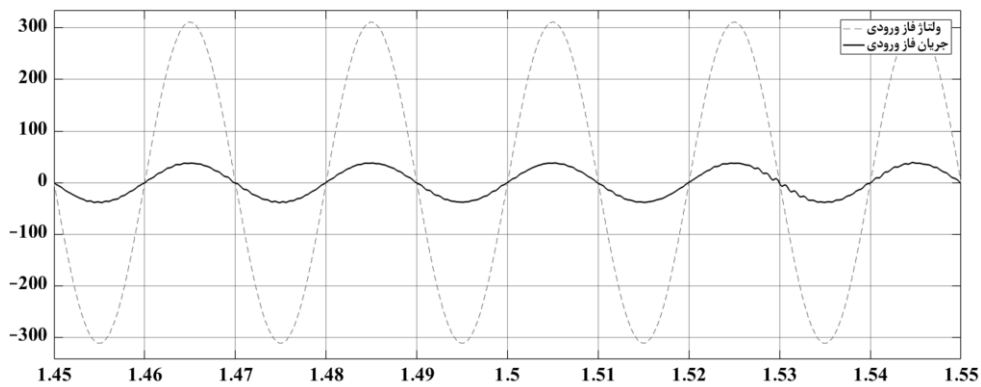
صفحه مختلط هستند در نتیجه با در نظر گرفتن رابطه (۴-۳۹)، نمودار نایکوئیست در جهت ساعتگرد نباید نقطه $(z, -1)$ را دور بزند تا سیستم پایدار باشد. با رجوع به شکل ۲-۵، واضح است که هر دو سیستم پایدار است.

۴-۲-۵ پاسخ سیستم کنترلی

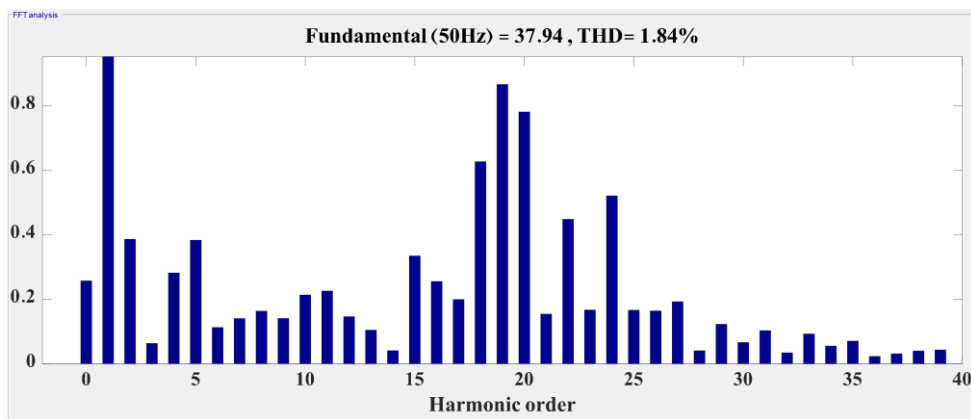
با حصول اطمینان از پایداری دو سیستم، دیگر می‌توان خروجی و ورودی (عملکرد PFC) سیستم را در قالب شبیه‌سازی بررسی کرد. خروجی‌های مربوط به جبران‌ساز CC به ازای پله جریانی ۲۵A به



شکل ۵-۵: مقدار مؤثر ولتاژ خط ورودی در وضعیت اغتشاش.



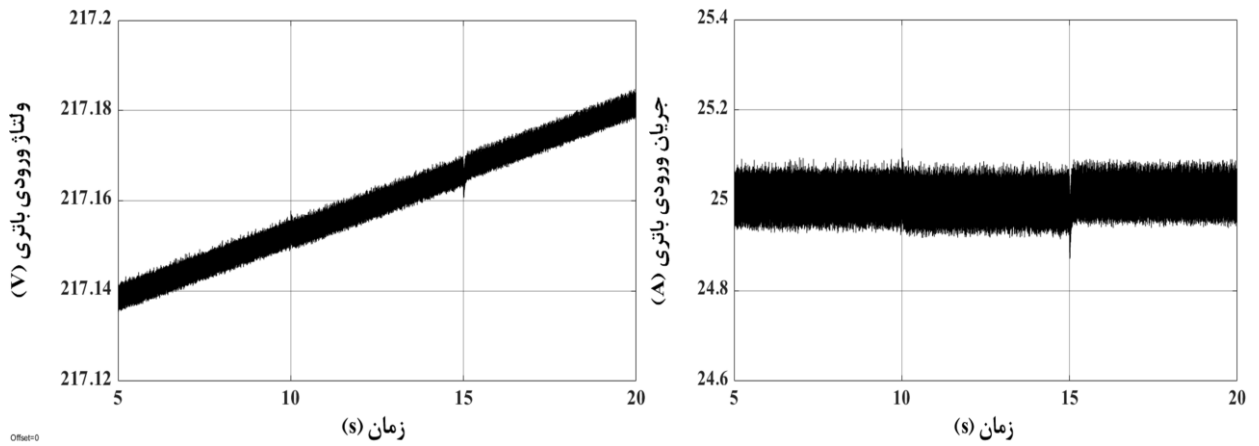
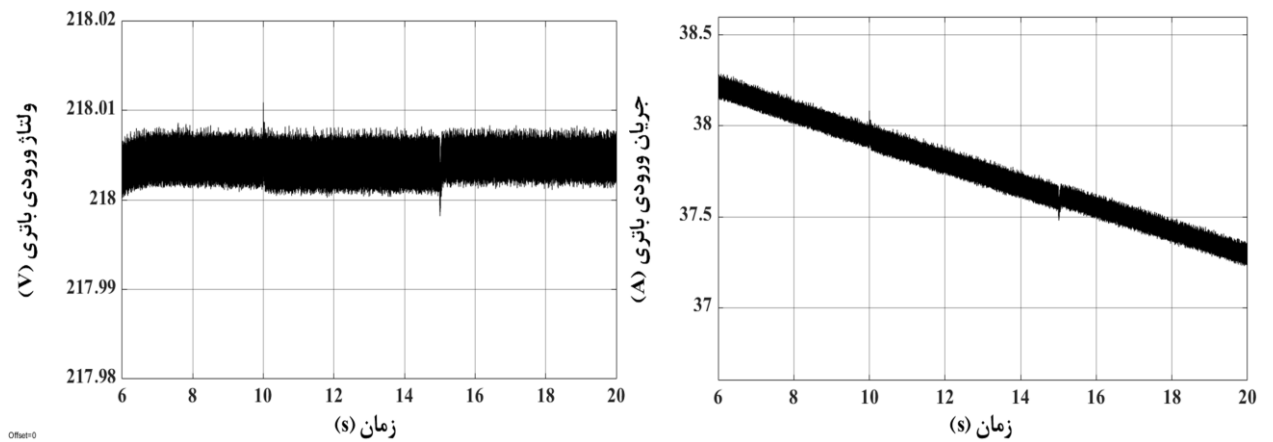
(الف)



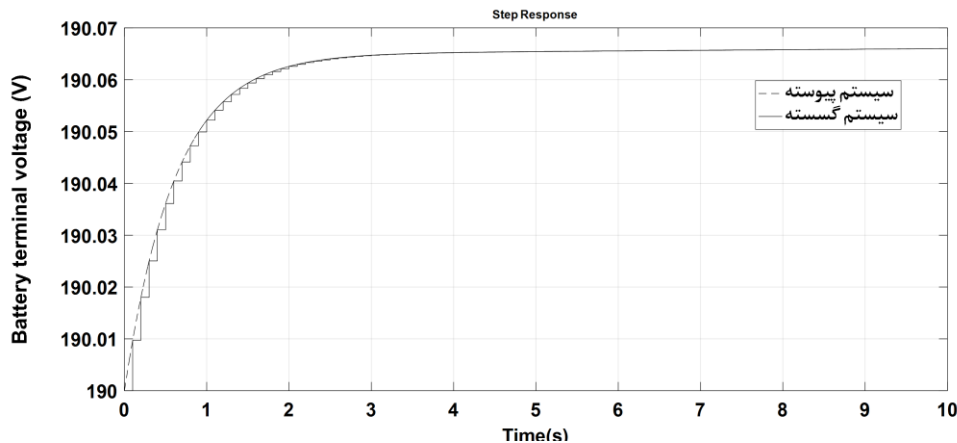
(ب)

شکل ۵-۶: (الف) جریان و ولتاژ فاز ورودی؛ (ب) طیف هارمونیکی جریان فاز ورودی.

در شکل ۵-۴ و خروجی‌های مربوط به جبران‌ساز CV مربوط به پله ولتاژ $118V$ به $118/5V$ در $30A$ شکل ۵-۳ ارائه شده است. همان‌طور که از شکل‌ها پیداست، شکل موج‌ها دارای شرایط گذرا و دائم مناسبی هستند. عملکرد مناسب PFC مبدل را نیز می‌توان در شکل ۵-۶ مشاهده کرد. از شکل هم THD مطلوب جریان ورودی 1.84% (شکل ۵-۶ (ب)) مشخص است و هم ضریب توان نزدیک به یک (شکل ۵-۶ (الف)) قابل رویت است.

شکل ۵-۷: پاسخ سیستم کنترلی CC به اغتشاش.شکل ۵-۸: پاسخ سیستم کنترلی CV به اغتشاش.

مورد دیگر قابل بررسی پیش از اعمال الگوریتم شارژ باتری، عملکرد سیستم، تحت اغتشاش است که باید قادر به پاسخ‌گویی به آن باشد. یکی از این موارد می‌تواند افزایش و کاهش ناگهانی در ولتاژ ورودی سه‌فاز باشد. برای شبیه‌سازی این قسمت، ولتاژ سه فاز ورودی مبدل به مدت ۵ ثانیه افزایش ۱۰٪ و سپس به مدت ۵ ثانیه دیگر کاهش ۲۰٪ سطح ولتاژ از مقدار اولیه را تجربه می‌کند (شکل ۵-۵). این شرایط نیز در دو وضعیت کنترلی CC و CV بررسی می‌شود. خروجی مبدل در این وضعیت برای روش کنترلی CV در شکل ۵-۸ و برای روش کنترلی CC نیز در شکل ۵-۷ نشان داده شده است.



شکل ۵-۹: پاسخ پله سیستم پیوسته و گسسته با نرخ نمونه‌برداری 10 Hz .

۵-۳ فرکانس نمونه‌برداری از مدل پیوسته باتری

برای تخمین SOC باتری باید مدل زمان گسسته سیستم موجود باشد. از این رو باید با دوره تناوب مناسب از مدل پیوسته باتری نمونه‌برداری کرد. نرخ نمونه‌برداری قابل قبول را می‌توان براساس زمان صعود پاسخ پله سیستم T_r بدست آورد که برای این کار رابطه زیر برقرار است [۵۰]

$$0.095T_r < T_{samp} < 0.57T_r \quad (۱۵-۵)$$

با توجه به رابطه (۱۵-۵)، فرکانس نمونه‌برداری 10 Hz انتخاب شده است. پاسخ پله سیستم گسسته و پیوسته در شکل ۵-۹ بررسی شده است. همانطور که از شکل پیداست، سیستم گسسته و پیوسته پاسخ پله یکسانی دارند و در نتیجه فرکانس نمونه‌برداری مناسبی انتخاب شده است. اکنون با استفاده از مدل گسسته سیستم و روند تخمین SOC باتری که در شکل ۳-۶ آمده، ولتاژ مدار باز باتری قابل تخمین زدن است. بنابراین با استفاده از شکل ۳-۷ و رابطه (۳-۲۱) مقدار SOC باتری بدست می‌آید. نکته حائز اهمیت در اینجا این است که SOC بدست آمده در بازه 10% تا 90% صادق است و در خارج از این محدوده، به دلیل تغییر شیب ولتاژ مدار باز باتری نسبت به SOC در شکل ۳-۷، خطای تخمین بالاست.

۵-۴ شبیه‌سازی شارژ باتری

تا اینجای کار عملکرد کنترلی سیستم تأیید شد و می‌توان الگوریتم شارژ مورد نظر را به باتری اعمال کرد. امروزه بخش عمده‌ای از شارژرها از الگوریتم CC حداقل در گام اول استفاده می‌کنند [۳۷] تا ولتاژ ورودی باتری به مقدار نامی خود برسد [۵۱]. در بسیاری از شارژرها گام بعدی CV خواهد بود [۳۷] که باعث نزول جریان شارژ باتری می‌شود. با توجه به آنچه که گفته شد، الگوریتم پیشنهادی در این پایان‌نامه نیز منطبق بر همین روند است که در ادامه این بخش به آن اشاره خواهد شد. در مقام مقایسه، ابتدا روش CC با چند پله که در [۵۲] آمده، شبیه‌سازی می‌شود و سپس الگوریتم پیشنهادی پس از آن بیان خواهد شد.

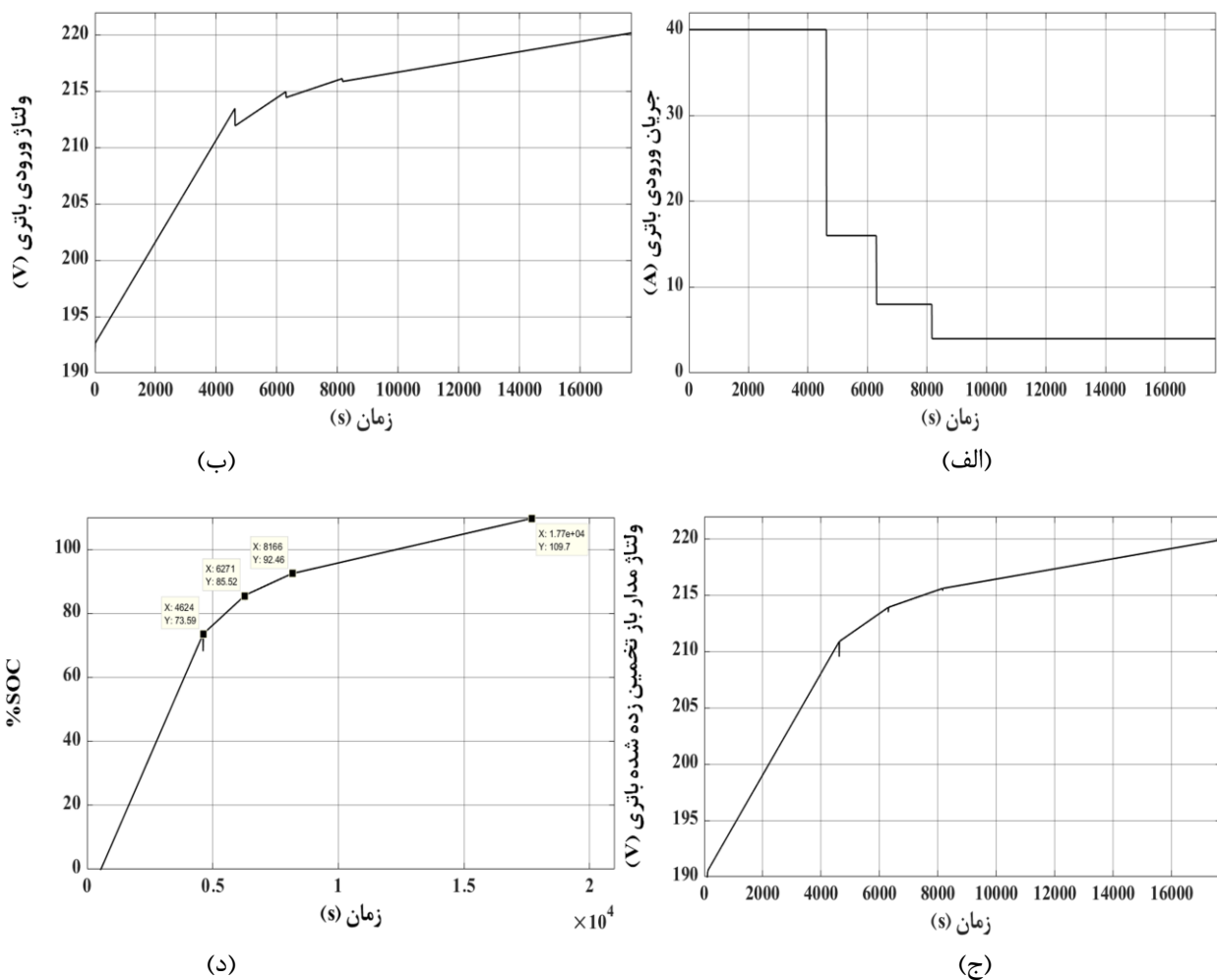
در مورد شبیه‌سازی‌های ارائه شده این نکته قابل ذکر است که شارژ کامل باتری از SOC حدود صفر درصد تا ۱۰۰٪ برای باتری سرب اسید به طور معمول حدود ۶ ساعت و یا کمتر به طول می‌انجامد و شبیه‌سازی نرم‌افزاری این مدت، با وجود مبدلی با فرکانس کلیدزنی بالا، بسیار زمان بر (مدت چندین روز) است و عملی نخواهد بود. به همین دلیل شبیه‌سازی‌های کلی توسط منابع جریان و ولتاژ ایده‌آل انجام می‌شود و در زمانی‌هایی که تغییرات محسوس و ناگهانی وجود دارد (شامل پله‌های جریانی، تبدیل روش کنترلی CC به CV و بالعکس)، شبیه‌سازی‌های به همراه مبدل به صورت جدا و به مدت چندین ثانیه (حدود ۴۰ ثانیه) انجام خواهد شد.

۵-۴-۱ شارژ CC چند پله‌ای

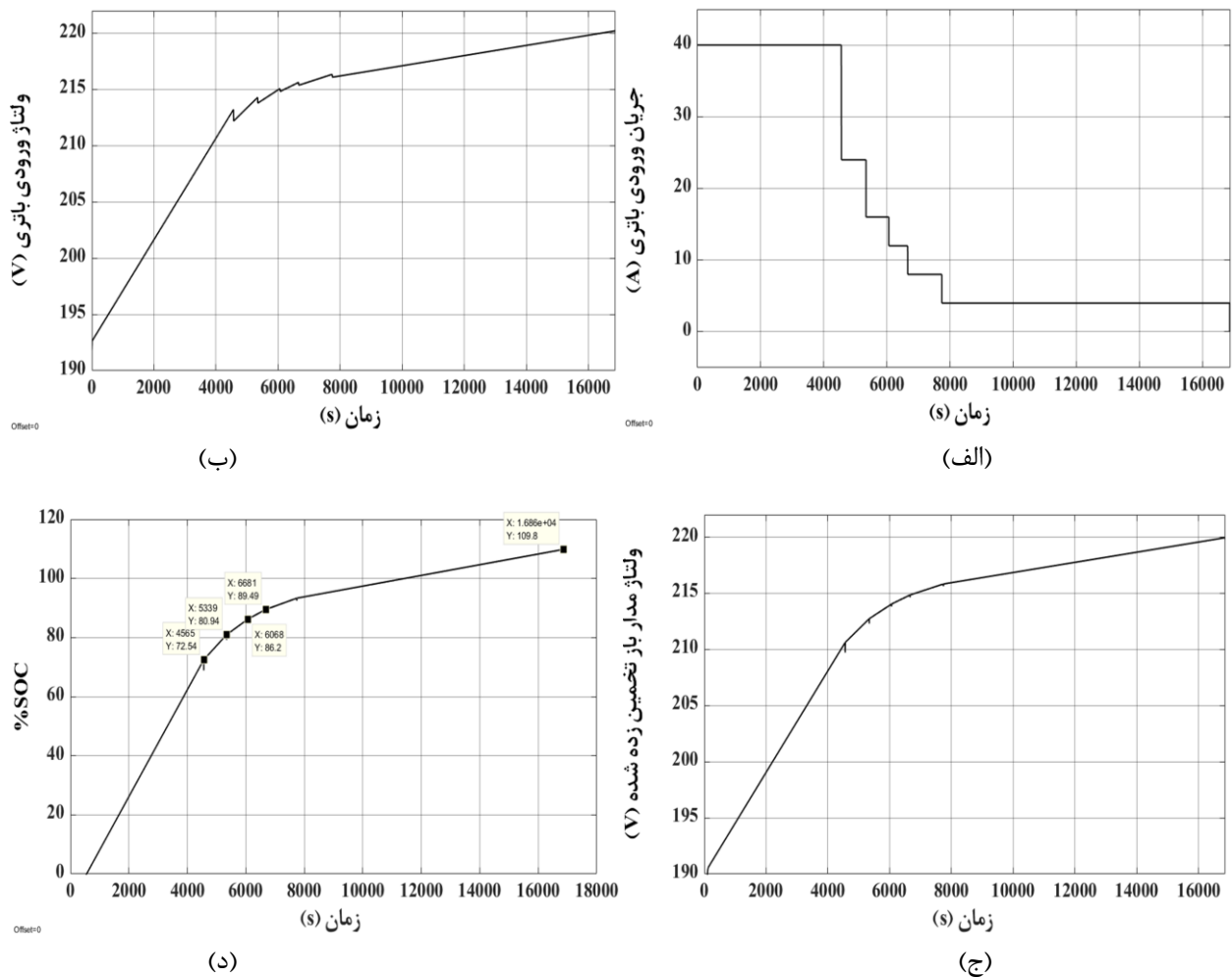
این قسمت از شبیه‌سازی‌ها در دو مرحله شارژ CC سه پله و پنج پله انجام خواهد شد. در مرحله نخست، شارژ باتری با جریان C_2 از مقدار SOC صفر درصد شروع می‌شود. در مقدار $SOC=73/6\%$ ، در اولیه پله جریان شارژ به C_5 می‌رسد. پله بعدی در $SOC=85/5\%$ رخ می‌دهد و جریان معادل C_1 خواهد شد. در پله نهایی جریان C_2 با $SOC=92\%$ شروع شده و به مدت ۱۵۹

دقیقه شارژ با این جریان ادامه می‌یابد تا باتری به $SOC=100\%$ برسد [۵۲]. خروجی‌های مربوط به این مرحله در شکل ۵-۱۰ آمده است. کل شارژ باتری در این مرحله به مدت ۲۹۵ دقیقه به طول می‌انجامد.

در مرحله دوم برای کاهش زمان شارژ باتری، تعداد پله‌های جریانی افزایش پیدا کرده است. همانند مرحله قبل، شارژ با جریان C_2 شروع و در پله‌های بعدی، جریان‌های C_1 ، $3C_1$ ، C_5 ، $3C_2$ ، C_1 و C_2 به ترتیب با SOC های $72/5\%$ ، 81% ، $86/2\%$ ، $89/5\%$ و 93% به باتری اعمال می‌شود. شکل موج‌های این مرحله در شکل ۵-۱۱ نمایش داده شده است. زمان شارژ کامل باتری با به کارگیری این



شکل ۵-۱۰: الگوریتم CC سه پله‌ای؛ (الف) جریان ورودی باتری؛ (ب) ولتاژ ورودی باتری؛ (ج) ولتاژ مدار باز تخمینی توسط فیلتر کالمن؛ (د) میزان SOC باتری.

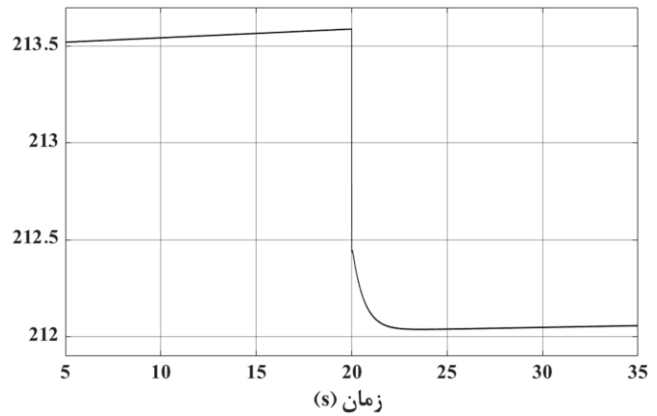
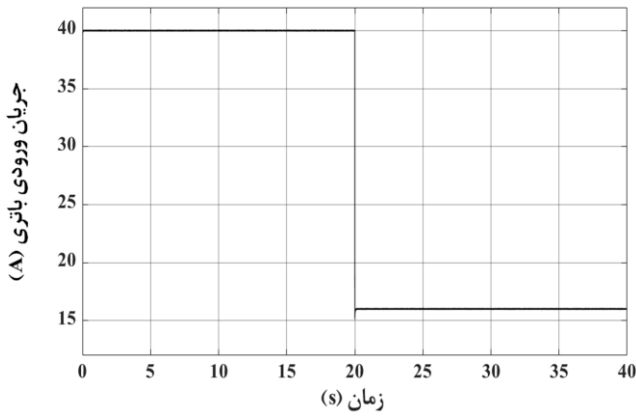


شکل ۵-۱۱: الگوریتم CC پنج پله‌ای؛ (الف) جریان ورودی باتری؛ (ب) ولتاژ ورودی باتری؛ (ج) ولتاژ مدار باز تخمینی توسط فیلتر کالمن؛ (د) میزان SOC باتری.

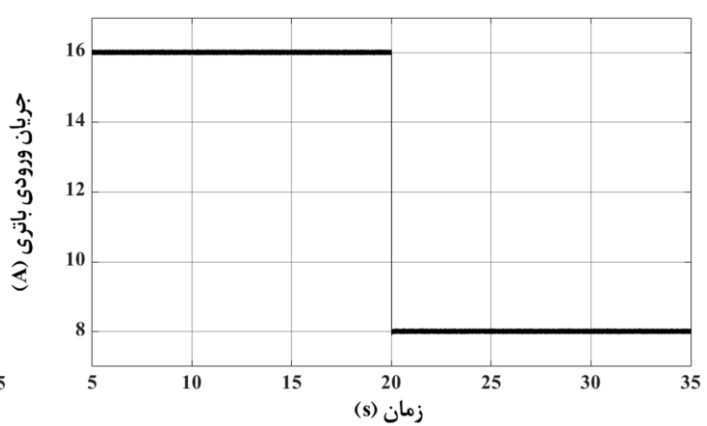
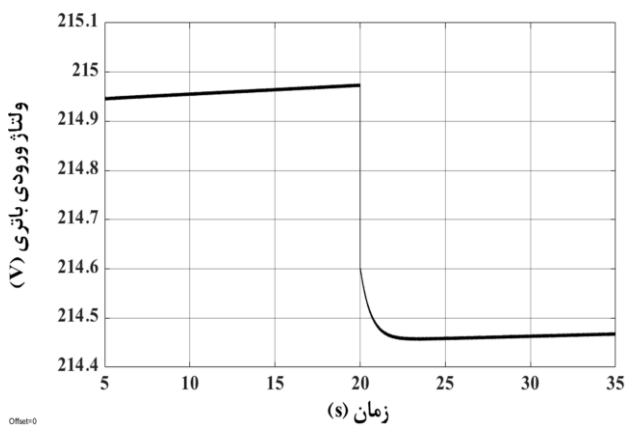
الگوریتم برابر با ۲۸۱ دقیقه شده است. شبیه‌سازی مجزا با مبدل، برای چند نمونه پله چرانی در شکل ۵-۱۲ آمده است.

۵-۴-۲ شارژ CC/CV چند پله‌ای

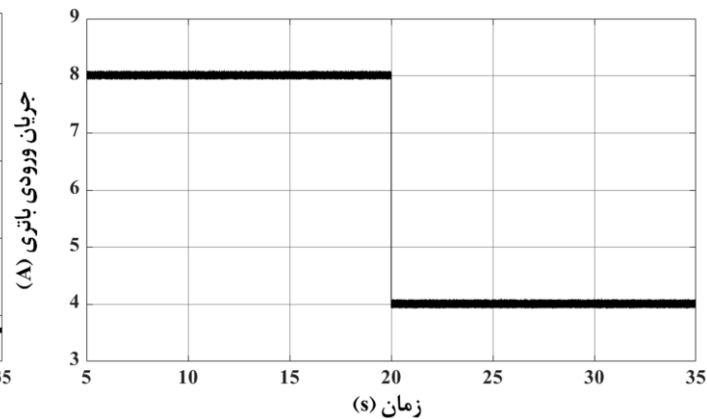
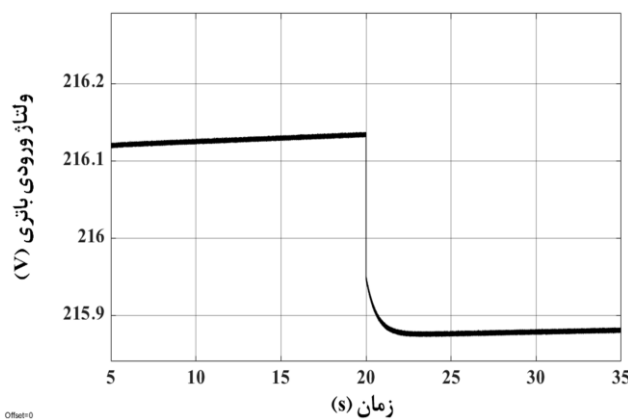
با دقت در شکل ۵-۱۰ (ب) و شکل ۵-۱۱ (ب) مشاهده می‌شود که هنگام اعمال هر پله جریان، افتی ناگهانی در V_t ایجاد می‌شود که بر روی زمان شارژ شدن آن تأثیر مستقیم می‌گذارد. برای رفع این مشکل و در نتیجه کاهش زمان شارژ باتری، در الگوریتم پیشنهادی در این پایان‌نامه، بین پله‌های چرانی یک مرحله CV اضافه می‌شود. در واقع پس از گذشت مدت زمان شارژ مربوط به یک سطح



(الف)



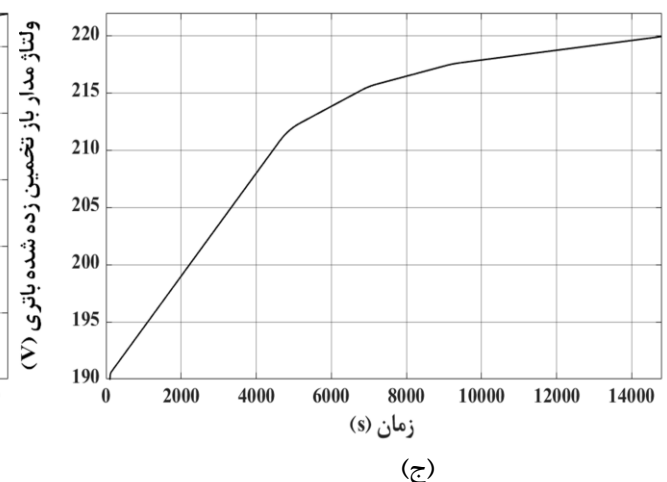
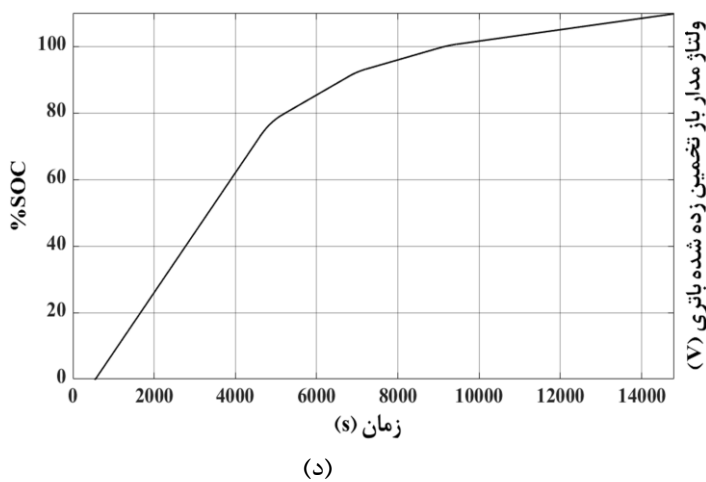
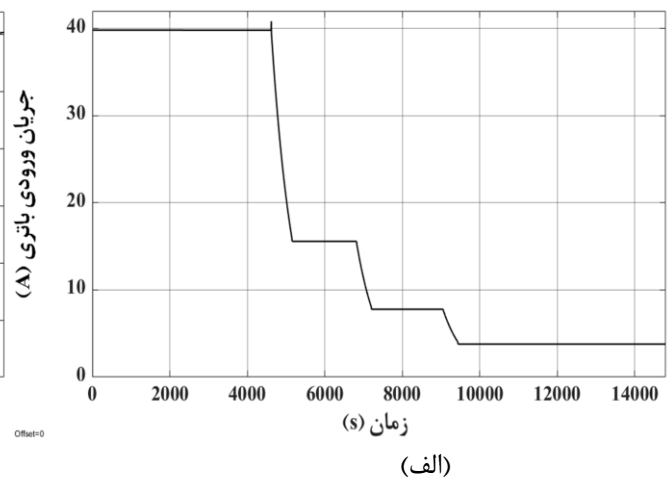
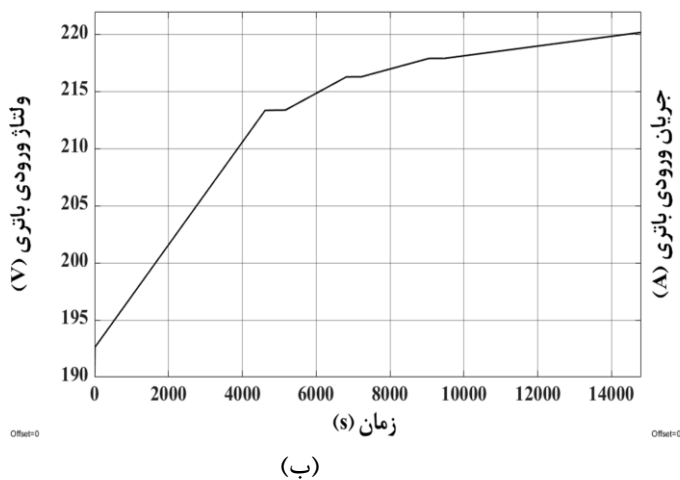
(ب)



(ج)

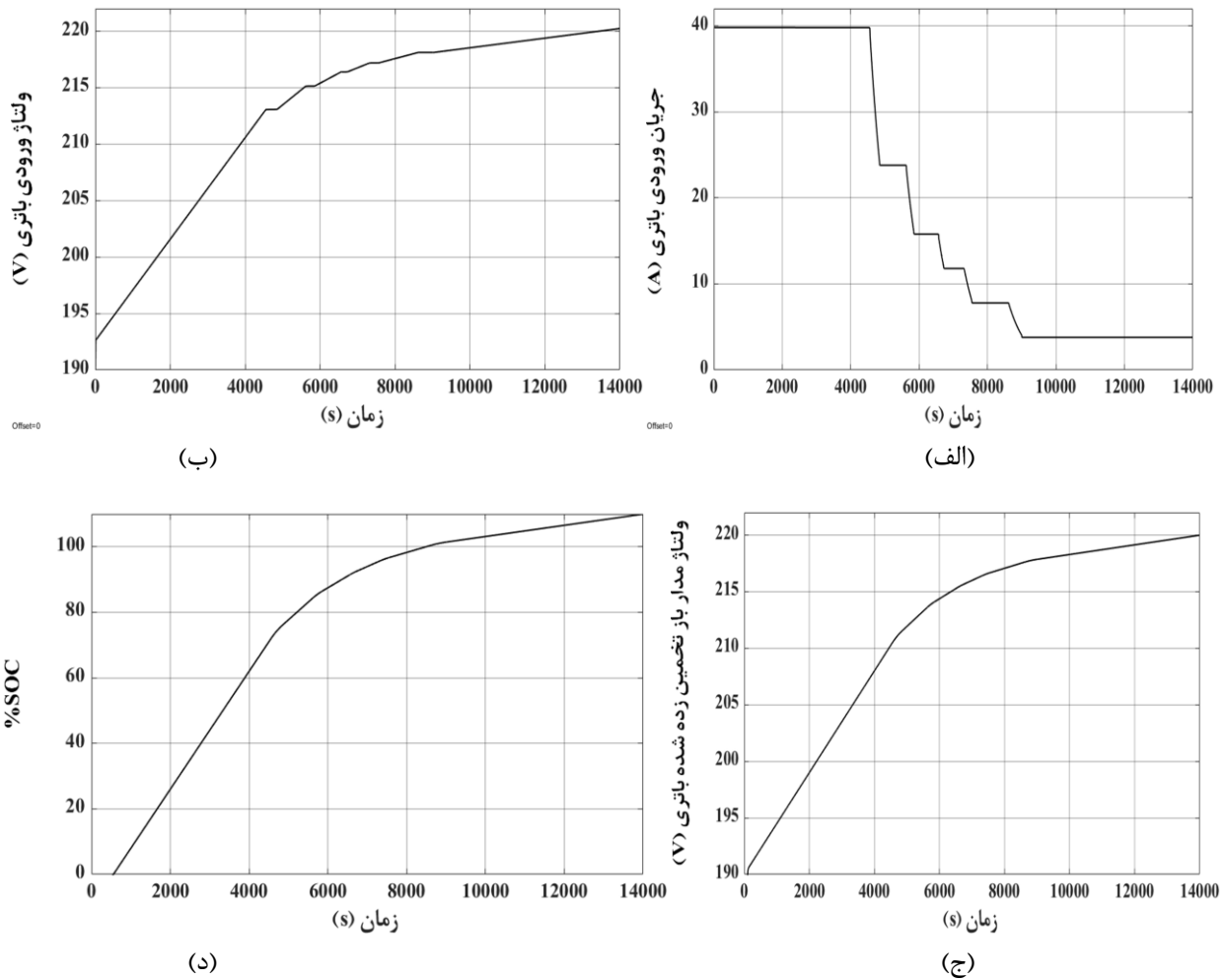
شکل ۵-۱۲: پاسخ سیستم به پله جریانی؛ (الف) ۴۰A به ۱۶A؛ (الف) ۱۶A به ۸A؛ (الف) ۸A به ۴A.

جریان، سیستم کنترلی به حالت CV تغییر وضعیت می‌دهد. این کار باعث نزول جریان تا پله جریانی بعدی خواهد شد. در این حالت سیستم کنترلی دوباره به وضعیت CC با مرجع جدید برمی‌گردد. روند توضیح داده شده، تا رسیدن به آخرین پله جریانی ادامه خواهد داشت. پس با توجه به آنچه گفته شد،



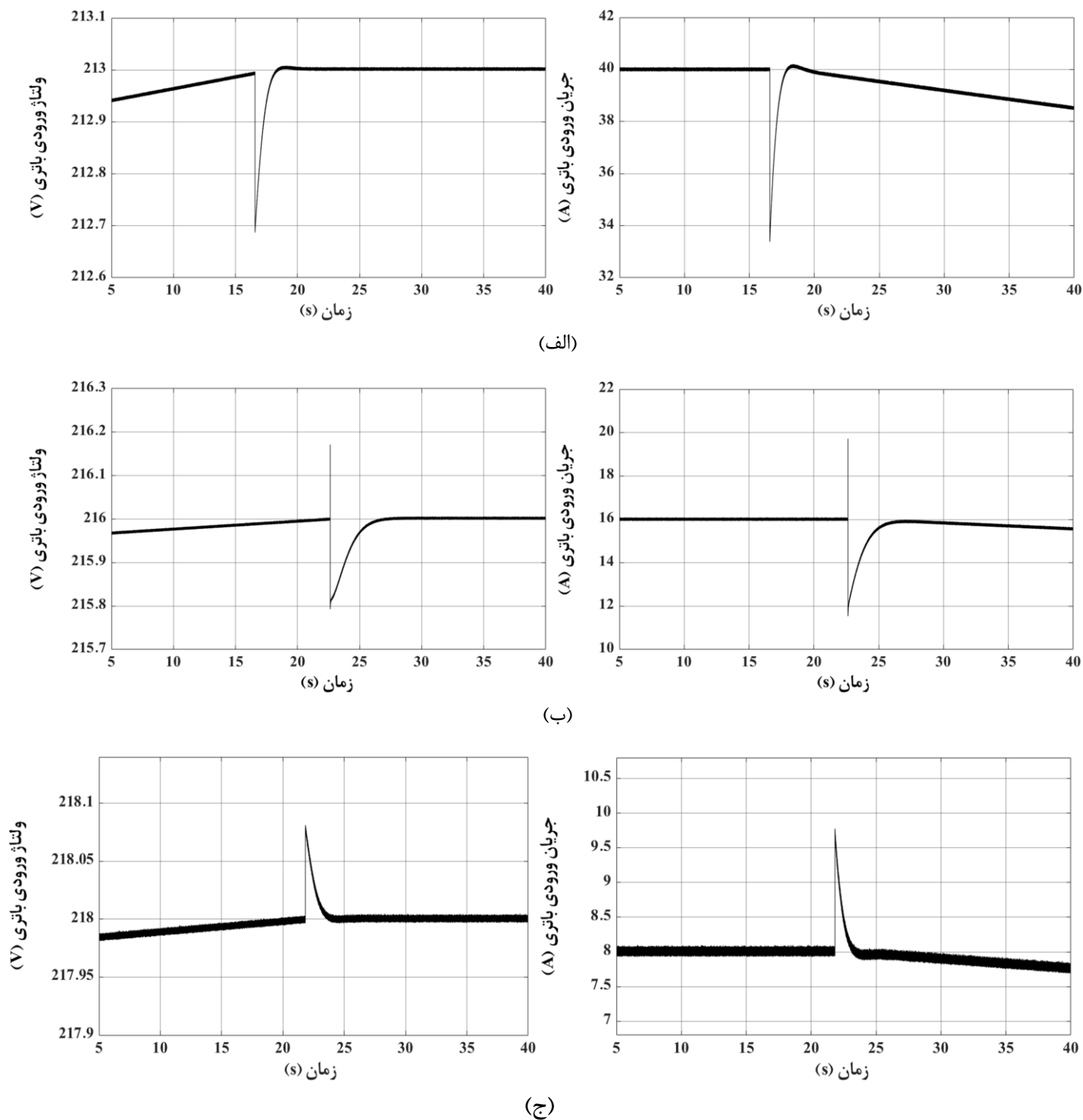
شکل ۵-۱۳: الگوریتم $CC|CV$ سه پله‌ای؛ (الف) جریان ورودی باتری؛ (ب) ولتاژ ورودی باتری؛ (ج) ولتاژ مدار باز تخمینی توسط فیلتر کالمن؛ (د) میزان SOC باتری.

همانند قسمت قبل شبیه‌سازی در دو قسمت ارائه خواهد شد که ناشی از بهبود الگوریتم شارژ CC با سه پله و پنج جریانی خواهد بود. خروجی‌های شبیه‌سازی شارژ کامل باتری مربوط به الگوریتم پیشنهادی برای این دو حالت در شکل ۵-۱۳ و شکل ۵-۱۴ ارائه شده است. همانطور که از شکل‌ها پیداست، زمان شارژ در الگوریتم سه پله از ۱۷۷۰۰ ثانیه به ۱۴۸۰۰ ثانیه کاهش پیدا کرده که معادل با ۴۸ دقیقه شارژ سریع‌تر باتری است. از طرف دیگر در الگوریتم پنج پله این زمان از ۱۶۸۶۰ ثانیه به ۱۴۰۰۰ ثانیه رسیده که معادل با ۴۷ دقیقه کاهش زمان شارژ باتری است. ادامه شبیه‌سازی‌ها مربوط به تبدیل کنترل شارژ CC به CV و بالعکس توسط مبدل در مدت زمان شبیه‌سازی کم (۴۰ تا ۱۰۰

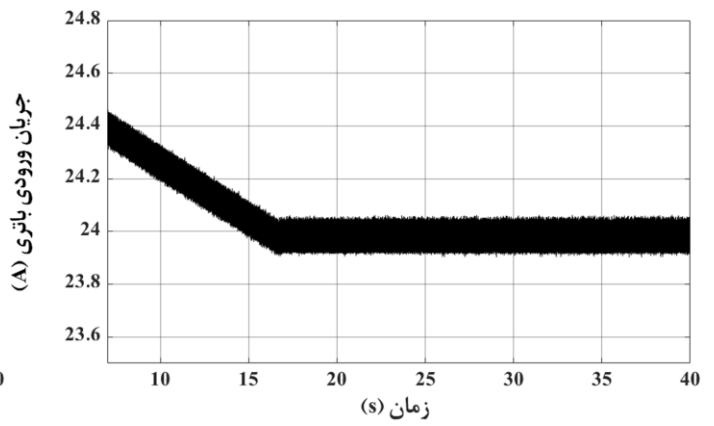
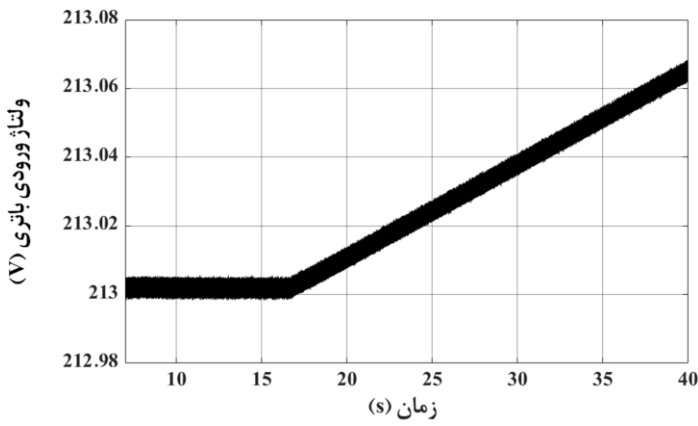


شکل ۵-۱۴: الگوریتم CC/CV پنج پله‌ای؛ (الف) جریان ورودی باتری؛ (ب) ولتاژ ورودی باتری؛ (ج) ولتاژ مدار باز تخمینی توسط فیلتر کالمن؛ (د) میزان SOC باتری.

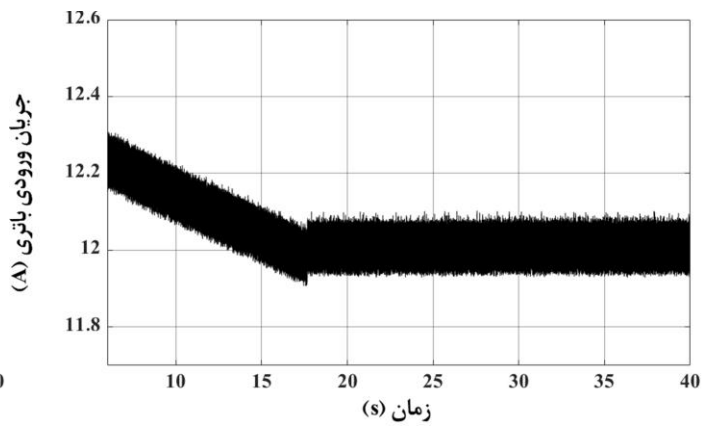
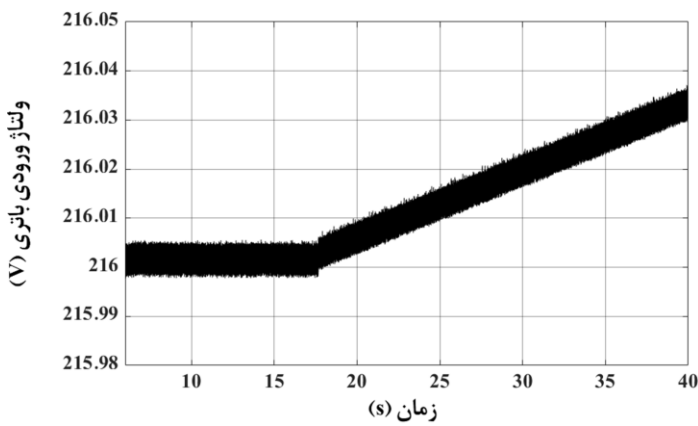
ثانیه) است. با توجه به تعداد زیاد و تشابه خروجی‌ها در دو الگوریتم معرفی شده، فقط چند نمونه از تبدیل‌ها ارائه می‌شود. با توجه به آنچه گفته شد، نتایج مربوط به تبدیل CC به CV در شکل ۵-۱۵ و CV به CC در شکل ۵-۱۶ قابل مشاهده است.



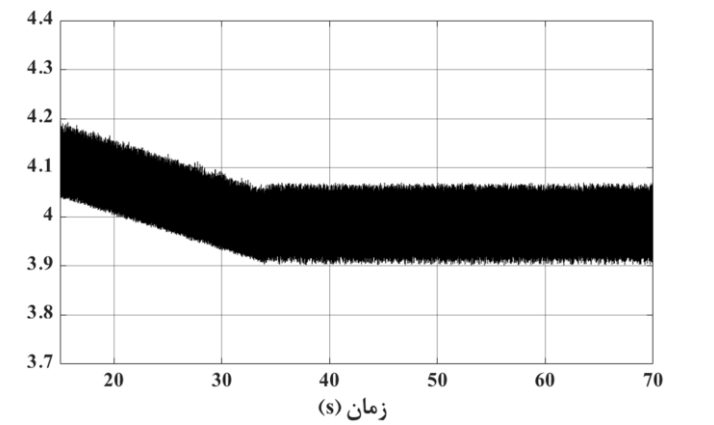
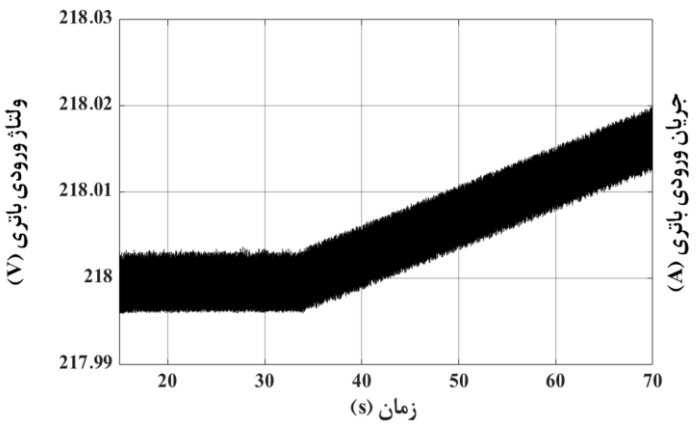
شکل ۵-۱۵: تغییر وضعیت کنترلی از جریان ثابت به ولتاژ ثابت (الف) جریان ثابت ۴۰A به ولتاژ ثابت ۲۱۳V: (ب) جریان ثابت ۱۶A به ولتاژ ثابت ۲۱۶V: (ج) جریان ثابت ۸A به ولتاژ ثابت ۲۱۸V.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۵-۱۶: تغییر وضعیت کنترلی از ولتاژ ثابت به جریان ثابت (الف) ولتاژ ثابت ۲۱۳۷ به جریان ثابت ۲۴A؛ (ب) ولتاژ ثابت ۲۱۶۷ به جریان ثابت ۱۲A؛ (ج) ولتاژ ثابت ۲۱۸۷ به جریان ثابت ۴A.

فصل ۶

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۶-۱ نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه هدف شارژ باتری با مبدل نوع کاهنده بود که با استفاده جبران‌ساز PI کنترل روند انجام شد. ریپل بالای جریان و ولتاژ باتری می‌تواند باعث گرم شدن باتری و در نتیجه ایجاد اثر منفی بر طول عمر آن شود. از این رو تولیدکنندگان باتری سرب-اسید برای جلوگیری از این مسئله، میزان ریپل ولتاژ را 0.5% و ولتاژ dc خروجی و ریپل جریان به اندازه 5% مشخص کرده‌اند [۵۳]. نتایج شبیه‌سازی‌های بدست آمده در فصل قبل نشان داد که می‌توان با کنترل تک حلقه جریان و کنترل آبخاری ولتاژ از یک سو و طراحی مناسب فیلتر dc از سوی دیگر، به این مهم دست یافت. علاوه بر این، در صورتی که در سیستم اغتشاشی ایجاد شود (مانند پدیده فلش ولتاژی و برآمدگی ولتاژی که در فصل قبل بررسی شد)، باز سیستم کنترلی پاسخ مناسب با حالت گذرای مطلوب را نتیجه می‌دهد. به طور معمول برای انجام عمل PFC کارآمد و قابل قبول حد $THD_i < 5\%$ در نظر گرفته می‌شود [۱۵] و حال آنکه با به کارگیری الگوریتم کلیدزنی مناسب و طراحی مناسب فیلتر ورودی این شرط نیز برآورده شد. در مرحله نهایی، با تبدیل الگوریتم CC چند پله ارائه شده در [۵۲] به الگوریتم CC/CV پیشنهادی این پایان‌نامه، کاهش زمان شارژ حدوداً ۴۷ دقیقه‌ای حاصل شد.

۶-۲ پیشنهادات

هدف از انجام هر مطالعه پیاده‌سازی عملی نتایج حاصل از مطالعه است. در نتیجه پس از عبور از مرحله طراحی مبدل و شبیه‌سازی نرم‌افزاری و حاصل شدن نتایج مطلوب، نوبت به مرحله ساخت مبدل و بررسی نتایج شبیه‌سازی در شرایط آزمایشگاهی است. در نتیجه پیشنهاد اولیه در این پایان‌نامه، ساخت مبدل و بررسی سیستم آن در شرایط آزمایشگاهی است. پیشنهاد دیگر می‌تواند افزایش ظرفیت باتری باشد که برای این منظور باید تعداد سلول‌های باتری را افزایش داد. این افزایش نامتعادلی در میزان شارژ شدن هر سلول را به همراه دارد بدین معنی که تعدادی از سلول‌ها اضافه

شارژ شده، در صورتی که برخی دیگر به شارژ کامل نمی‌رسند. در این موارد نیاز به کار بروی تعادل سطح شارژ سلول‌های باتری وجود دارد. مقاله [۵۴] نمونه‌ای از این دست است. مسئله دیگر افزایش ظرفیت باتری، افزایش جریان دریافتی از مبدل است که یکی از راه‌ها می‌تواند استفاده موازی دو مبدل یکسان باشد. مقاله [۵۵] نمونه‌ای است که بر روی این موضوع کار کرده است.

در حلقه کنترلی سه منبع تأخیر زمانی برای پردازش سیگنال دیجیتال (*DSP*) وجود دارد که عبارتند از (۱) تأخیر مربوط به نمونه‌برداری کمیت‌های کنترلی؛ (۲) تأخیر مربوط به محاسبه زمان (*DSP*؛ ۳) تأخیر مربوط به تابع نمونه و نگه‌داری^۱ مودلاتور عرض پالس [۵۶]. با در نظر گرفتن این تأخیرها می‌توان به مدل دقیقتری از مبدل دست یافت و در نتیجه مسائل طراحی جبران‌ساز و پایداری سیستم کامل‌تر بررسی شود. مقاله [۵۶] نمونه‌ای از کار انجام شده در این زمینه است.

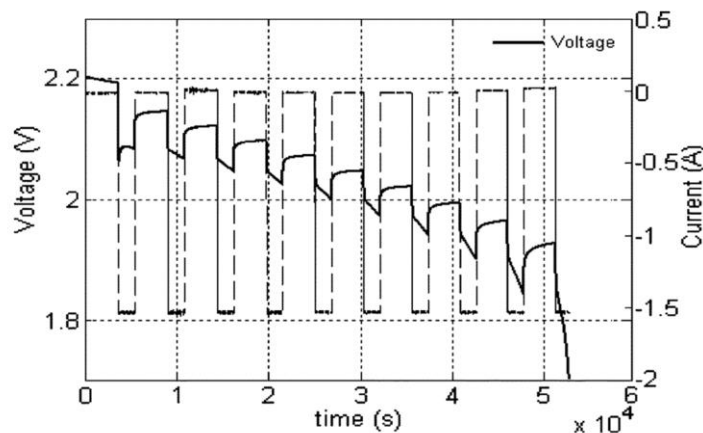
^۱ Sample-and-Hold Function

پیوست آ: بدست آوردن مدار معادل

باتری [۳۱]

پارامترهای مدار معادل باتری با استفاده از اطلاعات آزمون OCV بر روی دشارژ موفق باتری بدست می‌آید که در ادامه آمده است.

۱. C_{bulk} : این مقدار با تحلیل مقدار انرژی ذخیره شده در آن تعیین می‌شود. شکل ۱ آزمون OCV را زمانی که پالس‌های جریان دشارژ $1/53A$ برای مدت 1800 ثانیه در فاصله زمانی 3600 ثانیه اعمال می‌شود. را نشان می‌دهد. انرژی ذخیره شده در C_{bulk} در SOC صفر و 100 درصد به صورت زیر



شکل ۱: ولتاژ ورودی باتری زمانی که جریان‌های پالسی $1/53A$ اعمال می‌شود.

$$E_1 = \frac{1}{2} C_{bulk} V^2 = \frac{1}{2} C_{bulk} (V_{soc=100\%}^2 - V_{soc=0\%}^2) \quad (1)$$

محاسبه می‌شود.

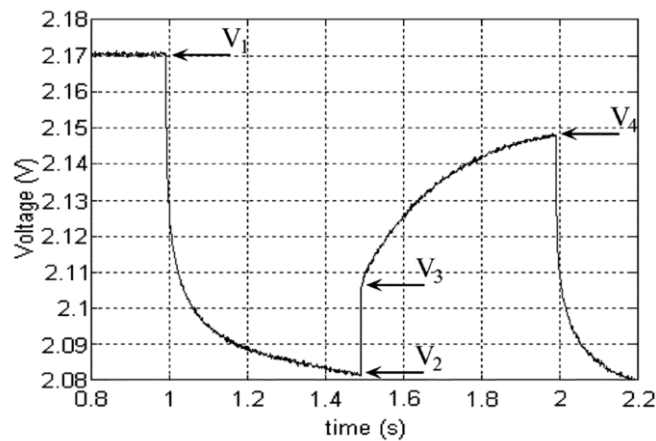
در نتیجه خواهیم داشت

$$C_{bulk} = \frac{A_{sec} \times V_{soc=100\%}}{\frac{1}{2} (V_{soc=100\%}^2 - V_{soc=0\%}^2)} \quad (2)$$

که در این رابطه A_{sec} معادل با ظرفیت باتری برحسب آمپر-ثانیه است.

۲. C_s : مقدار C_s نتیجه تحریک فرکانس بالای سلول برای تعیین ثابت زمانی C_s و مقاومت آن است. پیش از آزمون OCV پالس‌های دشارژ ۱۰ آمپر در فاصله زمانی ۵۰۰ میلی‌ثانیه اعمال شده تا نتیجه متأثر از C_{bulk} نباشد. با توجه به شکل ۲ داریم

$$V_1 = V_3 + (V_4 - V_3) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \quad (3)$$



شکل ۲: ولتاژ ورودی باتری زمانی که جریان‌های پالسی ۱۰A در فاصله زمانی ۵۰/۱۰ اعمال می‌شود.

در نتیجه

$$\tau = -\nabla t \ln \left(1 - \frac{V_4 - V_3}{V_1 - V_3} \right) V_1 \quad (۴)$$

خواهد شد و برای ثابت زمانی رابطه

$$\tau = (R_e + R_s) C_s \quad (۵)$$

برقرار است که از روی آن مقدار C_s به صورت

$$C_s = \frac{\tau}{(R_e + R_s)} \quad (۶۰)$$

محاسبه می‌شود.

۳. **مقاومت‌های باتری:** مقدار مقاومت داخلی باتری $۴/۶ m\Omega$ اندازه‌گیری شد. معمولاً فرض می‌شود

که R_e و R_s برابر بوده و ۷۵٪ کل مقاومت را شامل شود. پس خواهیم داشت.

مراجع

- [1] B. Feng, H. Lin, and X. Wang, "Modulation and control of ac/dc matrix converter for battery energy storage application," *Power Electronics, IET*, vol. 8, pp. 1583-1594, 2015.
- [2] W. M. Lin, M. M. Hernando, A. Fernandez, J. Sebastian, and P. J. Villegas, "A new topology for passive PFC circuit design to allow AC-to-DC converters to comply with the new version of IEC1000-3-2 regulations," in *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2050-2055, 2002.
- [3] R. Carbone and P. Corsonello, "A new passive power factor corrector for single-phase bridge diode rectifiers," in *Power Electronics Specialist Conference*, 2003. PESC'03, pp. 701-706, 2003.
- [4] J. W. Kolar and T. Friedli, "The essence of three-phase PFC rectifier systems—Part I," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 176-198, 2013.
- [5] J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, and H. Ertl, "Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 777-791 vol.22, 2002.
- [6] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, and H. Ertl, "Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 1649-1661, 2007.
- [7] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 2151-2169, 2013.
- [8] T. Ikeya, N. Sawada, J.-i. Murakami, K. Kobayashi, M. Hattori, N. Murotani, et al., "Multi-step constant-current charging method for an electric vehicle nickel/metal hydride battery with high-energy efficiency and long cycle life," *Journal of power sources*, vol. 105, pp. 6-12, 2002.
- [9] R. Metidji, B. Metidji, and B. Mendil, "Design and implementation of a unity power factor fuzzy battery charger using an ultrasparse matrix rectifier," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 2269-2276, 2013.

- [10] S. Mei, W. Hui, S. Yao, Y. Jian, X. Wenjing, and L. Yonglu, "AC/DC Matrix Converter With an Optimized Modulation Strategy for V2G Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 5736-5745, 2013.
- [11] P. G. Horkos, E. Yammine, and N. Karami, "Review on different charging techniques of lead-acid batteries," in *Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE)*, pp. 27-32, 2015.
- [12] P. Notten, H. Bergveld, and W. Kruijt, "Battery Management Systems: Design by modeling," Kluwer Academic Publisher, 2002.
- [13] J. W. Kolar and T. Friedli, "The essence of three-phase PFC rectifier systems," in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)* pp. 1-27, 2011.
- [14] T. Soeiro, T. Friedli, and J. Kolar, "Swiss rectifier—A novel three-phase buck-type PFC topology for Electric Vehicle battery charging," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2617-2624, 2012.
- [15] T. Friedli, M. Hartmann, and J. W. Kolar, "The essence of three-phase PFC rectifier systems—Part II," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 543-560, 2014.
- [16] T. Nussbaumer, M. Baumann, and J. W. Kolar, "Comprehensive design of a three-phase three-switch buck-type PWM rectifier," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 551-562, 2007.
- [17] H. A. Kiehne, *Battery technology handbook vol. 118*: CRC Press, 2003.
- [18] M. Bhatt, W. G. Hurley, and W. Wolfle, "A new approach to intermittent charging of valve-regulated lead-acid batteries in standby applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 1337-1342, 2005.
- [19] P. T. Moseley, J. Garche, C. Parker, and D. Rand, *Valve-regulated lead-acid batteries*: Elsevier, 2004.
- [20] D. Linda and T. Reddy, "Handbook of batteries," The 3rd edition, McGraw-Hall Companies, Inc, 2001.
- [21] C.-C. Hua and M.-Y. Lin, "A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles," *IEEE International Symposium*, pp. 135-140, 2000.
- [22] D. Pavlov, *Lead-acid batteries: science and technology*: Elsevier, 2011.
- [23] K. Gansky, "Rechargeable batteries applications handbook," ed: Butterworth Heinemann, 2002.
- [24] A. Esmaili and A. Nasiri, "Energy storage for short-term and long-term wind energy support," *Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3281-3286, 2010.

- [25] B. B. McKeon, J. Furukawa, and S. Fenstermacher, "Advanced lead–acid batteries and the development of grid-scale energy storage systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, pp. 951-963, 2014.
- [26] M. U. Cuma and T. Koroglu, "A comprehensive review on estimation strategies used in hybrid and battery electric vehicles," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 42, pp. 517-531, 2015.
- [27] V. Pop, *Battery management systems: Accurate state-of-charge indication for battery-powered applications* vol. 9: Springer Science & Business Media, 2008.
- [28] A. A.-H. Hussein and I. Batarseh, "A review of charging algorithms for nickel and lithium battery chargers," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, pp. 830-838, 2011.
- [29] B. Hredzak, V. G. Agelidis, and M. Jang, "A model predictive control system for a hybrid battery-ultracapacitor power source," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 1469-1479, 2014.
- [30] A. Vasebi, S. Bathaee, and M. Partovibakhsh, "Predicting state of charge of lead-acid batteries for hybrid electric vehicles by extended Kalman filter," *Energy Conversion and Management*, vol. 49, pp. 75-82, 2008.
- [31] B. S. Bhangu, P. Bentley, D. A. Stone, and C. M. Bingham, "Nonlinear observers for predicting state-of-charge and state-of-health of lead-acid batteries for hybrid-electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, pp. 783-794, 2005.
- [32] W. Shen, "State of available capacity estimation for lead-acid batteries in electric vehicles using neural network," *Energy conversion and management*, vol. 48, pp. 433-442, 2007.
- [33] M. Charkhgard and M. Farrokhi, "State-of-charge estimation for lithium-ion batteries using neural networks and EKF," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 57, pp. 4178-4187, 2010.
- [34] S. Malkhandi, "Fuzzy logic-based learning system and estimation of state-of-charge of lead-acid battery," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 19, pp. 479-485, 2006.
- [35] N. Parthasarathy, "Adaptive battery monitoring using parameter estimation"; The Ohio State University, 2009.
- [36] N. El Ghossein, J. P. Salameh, N. Karami, M. El Hassan, and M. B. Najjar, "Survey on electrical modeling methods applied on different battery types," in *Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE)*, pp. 39-44, 2015.
- [37] J. Garche, C. K. Dyer, P. T. Moseley, Z. Ogumi, D. A. Rand, and B. Scrosati, *Encyclopedia of electrochemical power sources*: Newnes, 2013.
- [38] S. Buller, M. Thele, R. De Doncker, and E. Karden, "Impedance-based simulation models of supercapacitors and Li-ion batteries for power

- electronic applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, pp. 742-747, 2005.
- [39] K. Sun and Q. Shu, "Overview of the types of battery models," in *Control Conference (CCC)*, pp. 3644-3648, 2011.
- [40] H. Chan, "A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems," *Power Engineering Society Winter Meeting*, pp. 470-475, 2000.
- [41] S. G. Mobinder and P. A. Angus, "Kalman filtering theory and practice using matlab," 2001.
- [42] B. Hredzak, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, "A low complexity control system for a hybrid DC power source based on ultracapacitor–lead–acid battery configuration," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 2882-2891, 2014.
- [43] M. Hamouda, H. Blanchette, and K. Al-Haddad, "Unity Power Factor Operation of Indirect Matrix Converter tied to Unbalanced Grid ", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 31, pp. 1094-1107, 2016.
- [44] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "A comprehensive design approach for a three-phase high-frequency single-switch discontinuous-mode boost power factor corrector based on analytically derived normalized converter component ratings," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 31, pp. 569-582, 1995.
- [45] A. Peyghambari, A. Dastfan, and A. Ahmadyfard, "Selective Voltage Noise Cancellation in Three-Phase Inverter Using Random SVPWM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 4604-4610, 2016.
- [46] F. Bo, L. Hua ,H. Sanying, A. Xing, and W. Xingwei, "Control strategy of AC-DC matrix converter in battery energy storage system," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2128-2134, 2012.
- [47] M. J. Erfani, "Design of a Bidirectional On-Board Battery Charger in Hybrid Electric Vehicle Applications," 2011.
- [48] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern control systems*: Prentice Hall, 2011.
- [49] I. C&D Technologies, "Charger Output AC Ripple Voltage and the Affect on VRLA Batteries," pp. 1-10, 2012.
- [50] W. S. Levine, "The control handbook." CRC press, 1996.
- [51] A. Abdollahi, X. Han, G. Avvari, N. Raghunathan, B. Balasingam, K. Pattipati, et al., "Optimal battery charging, Part I: Minimizing time-to-charge, energy loss, and temperature rise for OCV-resistance battery model," *Journal of Power Sources*, vol. 303, pp. 388-398, 2016.
- [52] T. Ikeya, N. Sawada, S. Takagi, J.-i. Murakami, K. Kobayashi, T. Sakabe, et al., "Multi-step constant-current charging method for electric vehicle, valve-regulated, lead/acid batteries during night time for load-levelling,"

- Journal of power sources, vol. 75, pp. 101-107, 1998.
- [53] E. N. Power, "Effects of ac ripple current on VRLA battery life," A Technical Note from the Experts in Business-Critical Continuity, 2008.
 - [54] M. Dubarry, A. Devie, and B. Y. Liaw, "Cell-balancing currents in parallel strings of a battery system," Journal of Power Sources, vol. 321, pp. 36-46, 2016.
 - [55] M. Baumann and J. W. Kolar, "Parallel connection of two three-phase three-switch buck-type unity-power-factor rectifier systems with DC-link current balancing," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, pp. 3042-3053, 2007.
 - [56] T. Nussbaumer, M. L. Heldwein, G. Gong, S. D. Round, and J. W. Kolar, "Comparison of prediction techniques to compensate time delays caused by digital control of a three-phase buck-type PWM rectifier system," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, pp. 791-799, 2008.

Abstract

The increasing need for store electrical energy due to various reasons, such as distributed generation, grid backup energy, grid frequency regulation, etc., developed different types of battery chargers for saving energy. Most of these chargers receive their needs of energy from grid, which increasing the number of them causes adverse harmonic effect on the power grid and brings power quality issues. Hence, PFC converters are one of the most important requirements for modern industrial power systems. Another important issue on the charger is the amount time spent to recharge the battery that specially find relevant for batteries with cyclic application. This thesis aims to design PFC charger base on three-switch Buck converter. The reasons of choosing this converter are simple controllability and its cost-effectiveness due to the fewer numbers of switches is used. This charger is controlled with PI compensator and it has good responses in disturbances condition such as suddenly changes in three phase input voltage. This system is used for charging lead-acid battery, by applying desire charging algorithm. The explained procedure is simulated in SIMULINK environment of MATLAB. The simulation result shown that by development of multistep constant current charging algorithm to multistep constant current – constant voltage (the proposed algorithm), the battery charging time has reduced significantly.

Keyword: Buck type rectifier, PFC charger, SOC estimation, PI compensator.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Robotic
MSc. Thesis in Power Electronic and Machine Engineering

**Design and Simulation of a Three Switch Buck Type PFC as a
Battery Charger**

By: Hamed Barati

Supervisor:
Dr. Ali Dastfan

February 2017