

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

## طراحی و شبیه‌سازی مبدل چند ورودی/خروجی

حمید سلیمانی

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

استاد مشاور:

دکتر امین حاجی‌زاده

پایان نامه جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد در مهندسی برق - قدرت

بهمن ۱۳۹۱

تقدیم به:

پدر و مادر عزیزم

## تقدیر و تشکر

سپاس پروردگار را که جز لطف و رحمت و نعمت بر بندگانش نخواستہ و آنچه در حیات خود دارم جز از رحمانیت و دیگر صفات عالیہ او نیست.

و تقدیری فراوان از پدر و مادر عزیزم دارم که پشتیبان روزهای سخت و همراه روزهای خوب من بودند و قدمی جز با کمک دستان مهربانشان بر نداشته‌ام. همچنین از خانواده‌ام که همیشه یاورم در روزهای سخت بوده‌اند تقدیر بسیار دارم و تقدیر می‌کنم از آن عزیزی که در تمامی این مدت مشوق من در انجام این کار بوده است.

بدینوسیله از اساتید محترم گروه برق کمال تشکر را دارم که دانشجویان را در راه کسب دانش، یار و یاور و همچون چراغی فروزان در این راه، راهنمای آنها به سر منزل مقصود بودند و از اساتید ارجمند آقای دکتر علی دستفان به عنوان استاد راهنما و آقای دکتر حاجی‌زاده به عنوان استاد مشاور اینجانب که از رهنمودهایشان بسیار بهره‌جستم، کمال تشکر را دارم.

و در انتها از همراهی دوست عزیزم آقای علی عزیزی و از دیگر دوستانی که بنده را در این مسیر همراهی و پشتیبانی کرده‌اند تشکر فراوان می‌کنم.

حمید سلیمانی

بهمن ماه یکهزار و سیصد و نود و یک

شاهرود، ایران

## چکیده

در این پروژه یک سیستم ترکیبی از منابع فتوولتایی و باتری پیشنهاد شده است. به منظور مدیریت و کنترل منابع و اتصال آنها به بار تغذیه شونده از سیستم، از مبدل الکترونیک قدرت استفاده شده است. باتوجه به وجود چند درگاه ورودی و خروجی، سیستم پیشنهادی یک سیستم چند ورودی/خروجی و مبدل بکار رفته، یک مبدل چند ورودی/خروجی نامیده می‌شود. از مهم‌ترین اهداف کنترلی برای سیستم مورد بررسی، ردیابی نقطه حداکثر توان سلول، تعیین مد شارژ و دشارژ باتری و کنترل ولتاژ باس تغذیه بار در مقدار ثابت خواهد بود. برای دستیابی به نقطه حداکثر توان از روش P&O استفاده شده است. همچنین جهت تعیین مد شارژ و دشارژ باتری نیز روشی پیشنهادی ارائه و مزایای آن بیان شده است. جهت رسیدن به ولتاژ ثابت و پایدار در شرایط مختلف، مبدل مورد استفاده در دو حالت CCM و DCM طراحی شده است. سپس با توجه به توابع تبدیل سیستم، کنترل‌های مختلفی برای رسیدن به ولتاژ ثابت پیاده‌سازی شده است. شبیه‌سازی، کنترل و مدیریت ساختار سیستم پیشنهادی در محیط نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK انجام شده است.

## کلمات کلیدی :

فتوولتایی، باتری، مبدل چند ورودی چند خروجی، نقطه حداکثری توان، الگوریتم شارژ و دشارژ باتری

## فهرست مطالب

۱	مقدمه
۵	فصل دو : ساختارهای و روش های کنترلی مختلف مبدل های چندورودی/چندخروجی
۶	۱-۲- مقدمه
۶	۲-۲- مبدلهای چندگانه و مبدل های چند ورودی.
۶	۱-۲-۲- مبدل های چندگانه
۹	۲-۲-۲- مبدل های موازی متداول
۱۰	۳-۲-۲- مبدل های سری متداول
۱۱	۴-۲-۲- مبدل های چند ورودی بر اساس مجموع شارپیوندی
۱۱	۱-۴-۲-۲- مبدل Buck-Boost نوع Fly back ایزوله شده ساده
۱۲	۲-۴-۲-۲- مبدل دو جهته
۱۳	۵-۲-۲- توپولوژی های گوناگونی از مبدل های چندگانه.
۱۷	۶-۲-۲- مبدل های MICUK و MISEPIK
۱۸	۷-۲-۲- مبدل MIG1
۱۹	۳-۲- مبدل دو ورودی نه سوئیچ
۲۱	۴-۲- گروه مبدل های DC-DC چند خروجی با یک سلف
۲۳	۵-۲- مبدل چند خروجی، مدل Cell Selective Equalizer
۲۵	۶-۲- مقایسه توپولوژی های مختلف MIC ها
۲۶	۱-۶-۲- قابلیت ماژول شدن
۲۶	۲-۶-۲- هزینه مورد انتظار
۲۷	۳-۶-۲- قابلیت اطمینان
۲۷	۴-۶-۲- انعطاف پذیری
۲۸	۷-۲- معرفی منابع موجود در سیستم های چندورودی
۲۸	۱-۷-۲- سلولهای خورشیدی

۳۱	۲-۷-۲- باتری
۳۱	۲-۷-۲-۱- حالت شارژ باتری
۳۲	۲-۷-۲-۲- مدل باتری
۳۴	۲-۸-۸- کنترل بر منابع معمول سیستم چند ورودی
۳۴	۲-۸-۱- رسیدن به نقطه حداکثر توان فتوولتایی
۳۵	۲-۸-۱-۱- فیدبک ولتاژ
۳۵	۲-۸-۱-۲- فیدبک توان
۳۵	۲-۸-۱-۳- الگوریتمهای کنترل MPPT
۳۶	۲-۸-۱-۴- روش P&O
۳۷	۲-۸-۱-۵- روش Dynamic Approach
۳۷	۲-۸-۱-۶- روش Incremental Conductance
۳۸	۲-۸-۲- انواع راههای مختلف پیادهسازی روش P&O
۳۹	۲-۸-۳- الگوریتم شارژ و دشارژ
۴۲	۳- فصل سه : معرفی و طراحی مبدل پیشنهادی
۴۳	۳-۱- مقدمه
۴۳	۳-۲- معرفی ساختار پیشنهادی
۴۴	۳-۳- معرفی ساختار الکترونیک قدرت سیستم پیشنهادی
۴۵	۳-۳-۱- مبدل Boost
۴۸	۳-۳-۱-۱- ریپل ولتاژ و جریان
۴۹	۳-۳-۱-۲- ریپل جریان سلف در مبدل Boost
۵۰	۳-۳-۱-۳- ریپل ولتاژ خروجی در مبدل Boost
۵۰	۳-۳-۲- مبدل Buck-Boost دو جهته
۵۱	۳-۳-۱-۲- مبدل Buck-Boost در مد Buck
۵۳	۳-۳-۲-۲- ریپل جریان سلف در مبدل Buck
۵۴	۳-۴- طراحی سخت افزاری در حوزه CCM

۵۴.....	۱-۴-۳- طراحی سلف
۵۸.....	۲-۴-۳- طراحی خازن
۵۹.....	۳-۴-۳- دیود
۶۰.....	۴-۴-۳- سوئیچ
۶۰.....	۵-۳- مدلسازی مبدل‌های الکترونیک قدرت
۶۱.....	۱-۵-۳- مدل میانگین مبدل Buck و Boost
۶۲.....	۲-۱-۵-۳- تابع تبدیل مبدل Boost
۶۵.....	۳-۱-۵-۳- تابع تبدیل مبدل Buck
۶۷.....	۶-۳- طراحی مبدل چند ورودی/خروجی در حوزه DCM
۶۸.....	۱-۶-۳- مبدل Buck
۷۱.....	۲-۶-۳- مبدل Boost
۷۳.....	۵-۵-۳- تابع تبدیل مبدل در حالت DCM
۷۵.....	۷-۳- طراحی سخت افزاری مبدل چند ورودی/خروجی در حوزه DCM
۷۶.....	۱-۷-۳- طراحی سلف
۷۷.....	۲-۷-۳- طراحی خازن
۷۹.....	<b>فصل چهار : کنترل ساختار پیشنهادی</b>
۸۰.....	۱-۴- مقدمه
۸۰.....	۲-۴- الگوریتم پیشنهادی تعیین شارژ و دشارژ
۸۳.....	۴-۴- کنترل ولتاژ باس DC
۸۴.....	۱-۴-۴- کنترل ولتاژی مبدل Boost
۸۹.....	۲-۴-۴- کنترل جریانی مبدل Boost
۹۲.....	۳-۴-۴- کنترل جریانی و ولتاژی مبدل Buck
۹۶.....	۶-۴- کنترل ولتاژ باس مبدل Buck-Boost در حوزه DCM
۹۷.....	۱-۶-۴- مبدل Boost در حالت DCM
۱۰۱.....	۲-۶-۴- مبدل Buck در حالت DCM



۱۰۳	فصل پنج : شبیه سازی و تحلیل نتایج
۱۰۴	۱-۵- مقدمه
۱۰۴	۲-۵- پیاده سازی مدل PV در محیط نرمافزار
۱۰۷	۳-۵- رسیدن به نقطه حداکثر توان سلول خورشیدی
۱۱۰	۴-۵- کنترل ولتاژ باس DC و شارژ-دشارژ باتری
۱۱۱	۱-۴-۵- کنترل جریانی ولتاژ باس DC در حوزه CCM
۱۱۴	۲-۴-۵- کنترل ولتاژی ولتاژ باس DC در حوزه CCM
۱۱۷	۳-۴-۵- کنترل ولتاژی ولتاژ باس DC در حوزه DCM
۱۱۸	۵-۵- مدیریت سیستم در مدهای عملکردی مختلف
۱۲۴	۶-۵- کنترل و مدیریت سیستم به روش هیستریزیس
۱۲۸	فصل شش: نتیجه گیری و پیشنهادات
۱۲۹	۱-۶- نتیجه گیری
۱۳۱	۲-۶- پیشنهادات
۱۳۲	مراجع

## فهرست شکل ها

- شکل ۲-۱ استفاده از مبدل چندگانه در سیستم فتوولتایی ..... ۸
- شکل ۲-۲ استفاده از مبدل چندگانه در سیستم وسایل الکتریکی هیبرید ..... ۸
- شکل ۲-۳ استفاده از مبدل چند ورودی در سیستم فتوولتایی ..... ۹
- شکل ۲-۴ مبدل ها متصل به سیستم به صورت موازی ..... ۱۰
- شکل ۲-۵ مبدل ها با اتصال سری ..... ۱۰
- شکل ۲-۶ مبدل Buck-Boost نوع Fly back ایزوله شده ساده ..... ۱۱
- شکل ۲-۷ مبدل چند ورودی چند خروجی ..... ۱۲
- شکل ۲-۸ مبدل DC-DC دو جهته چند ورودی ZVS ..... ۱۳
- شکل ۲-۹ مبدل Boost چند ورودی ..... ۱۳
- شکل ۲-۱۰: مبدل چند ورودی Buck-Boost ..... ۱۴
- شکل ۲-۱۱ مبدل Buck چند ورودی ..... ۱۵
- شکل ۲-۱۲ مبدل Fly back چند ورودی ..... ۱۵
- شکل ۲-۱۳ مبدل یکپارچه دو ورودی Buck-BuckBoost ..... ۱۶
- شکل ۲-۱۴ مبدل یکپارچه دو ورودی Buck-Buck ..... ۱۶
- شکل ۲-۱۵ مبدل یکپارچه BuckBoost- BuckBoost دو ورودی ..... ۱۷
- شکل ۲-۱۶ مبدل نیم موج ایزوله ..... ۱۷
- شکل ۲-۱۷ مبدل MICUK پیشنهادی ..... ۱۷
- شکل ۲-۱۸ مبدل MISEPIK پیشنهادی ..... ۱۷
- شکل ۲-۱۹ شماتیکی از MIG1 ..... ۱۹
- شکل ۲-۲۰ ساختار این مبدل دو ورودی با نه سوئیچ ..... ۲۰
- شکل ۲-۲۱ پیکر بندی سه ترمینال برای مبدل چند خروجی با یک سلف ..... ۲۱
- شکل ۲-۲۲ مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Buck ..... ۲۲
- شکل ۲-۲۳ مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Boost ..... ۲۲
- شکل ۲-۲۴ مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Buck-Boost ..... ۲۲
- شکل ۲-۲۵ مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Flyback ..... ۲۲
- شکل ۲-۲۶ اکولایزر انتخابی متداول، یک مبدل چند خروجی ..... ۲۴
- شکل ۲-۲۷ یک اکولایزر انتخابی پیشنهاد شده ..... ۲۴
- شکل ۲-۲۸ منحنی توان سلول خورشیدی ..... ۲۹
- شکل ۲-۲۹ مدار معادل سلول خورشیدی ..... ۳۰

- شکل ۲-۳۰ تغییرات منحنی ولتاژ-جریان فتوولتایی نسبت به دما..... ۳۱
- شکل ۲-۳۱ مدار معادل باتری ..... ۳۲
- شکل ۲-۳۲ منحنی ولتاژ-ظرفیت باتری ..... ۳۳
- شکل ۲-۳۳ منحنی ولتاژ-زمان در جریانهای مختلف ..... ۳۴
- شکل ۲-۳۴ الگوریتم مورد استفاده در روش P&O ..... ۳۶
- شکل ۲-۳۵ منحنی P-V فتوولتایی ..... ۳۸
- شکل ۳-۱ شماتیکی از ساختار پیشنهادی ..... ۴۳
- شکل ۳-۲ ساختار الکترونیک قدرت مبدل چند ورودی/خروجی پیشنهادی ..... ۴۵
- شکل ۳-۳ ساختار یک مبدل Boost ..... ۴۵
- شکل ۳-۴ ولتاژ دو سر سوئیچ ایده‌آل ..... ۴۶
- شکل ۳-۵ مدهای سوئیچینگ مبدل Boost ، (a) زمانی که سوئیچ بسته است و (b) زمانی که سوئیچ باز است ..... ۴۷
- شکل ۳-۶ حالت CCM برای جریان سلف در مبدل Boost ..... ۴۷
- شکل ۳-۷ ولتاژ دو سر سلف در دو حالت سوئیچ بسته و باز ..... ۴۸
- شکل ۳-۸ ریپل ولتاژ خروجی مبدل Boost ..... ۵۰
- شکل ۳-۹ شماتیک مبدل Buck-Boost دوجهته ..... ۵۱
- شکل ۳-۱۰ شماتیکی از مبدل Buck موجود در مبدل Buck-Boost ..... ۵۱
- شکل ۳-۱۱ مدهای سوئیچینگ مبدل Buck ، (a) زمانی که سوئیچ بسته است و (b) زمانی که سوئیچ باز است ..... ۵۲
- شکل ۳-۱۲ حالت CCM برای جریان سلف در مبدل Buck ..... ۵۲
- شکل ۳-۱۳ ولتاژ دو سر سلف در دو حالت سوئیچ بسته و باز ..... ۵۳
- شکل ۳-۱۴ مدل میانگین مبدل Boost ..... ۶۱
- شکل ۳-۱۵ مدل میانگین مبدل Buck ..... ۶۱
- شکل ۳-۱۶ شماتیکی از ورودی/خروجیهای مبدل برای محاسبه تابع تبدیل با خروجی ولتاژ ..... ۶۳
- شکل ۳-۱۷ شماتیکی از ورودی/خروجیهای مبدل برای محاسبه تابع تبدیل برای جریان ورودی ..... ۶۴
- شکل ۳-۱۸ مدل میانگین پیشنهادی برای مد Buck در مبدل Buck-Boost ..... ۶۵
- شکل ۳-۱۹ ولتاژ و جریان سلف در شرایط مرزی در مبدل Buck ..... ۶۸
- شکل ۳-۲۰ ولتاژ و جریان سلف مبدل Buck در مد DCM ..... ۷۰
- شکل ۳-۲۱ ولتاژ و جریان سلف در شرایط مرزی در مبدل Boost ..... ۷۱
- شکل ۳-۲۲ ولتاژ و جریان سلف مبدل Boost در مد DCM ..... ۷۲
- شکل ۳-۲۳ مدل سیگنال کوچک مبدل Buck در مد DCM ..... ۷۳

- شکل ۳-۲۴ مدل سیگنال کوچک مبدل Boost در مد DCM ..... ۷۴
- شکل ۳-۲۵ مدل سیگنال کوچک مبدل Boost و Buck در مد DCM ..... ۷۴
- شکل ۴-۱ الگوریتم پیشنهادی اعمالی بر مبدل Buck-Boost ..... ۸۱
- شکل ۴-۲ شماتیکی از کنترل مبدل برای ثابت نگهداشتن ولتاژ در باس DC ..... ۸۳
- شکل ۴-۳ بلوک دیاگرام سیگنال کوچک برای کنترل ولتاژ خروجی سیستم ..... ۸۵
- شکل ۴-۴ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران نشده ..... ۸۷
- شکل ۴-۵ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران شده ..... ۸۸
- شکل ۴-۶ شماتیکی از طریقه ساخت جریان مرجع باتری ..... ۸۹
- شکل ۴-۷ بلوک دیاگرام سیگنال کوچک برای کنترل جریان سلف مبدل ..... ۹۰
- شکل ۴-۸ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران نشده ..... ۹۱
- شکل ۴-۹ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران شده ..... ۹۲
- شکل ۴-۱۰ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران نشده ..... ۹۵
- شکل ۴-۱۱ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران شده ..... ۹۶
- شکل ۴-۱۲ دیاگرام بود حلقه باز سیستم جبران نشده ..... ۹۹
- شکل ۴-۱۳ دیاگرام بود حلقه باز سیستم جبران شده ..... ۱۰۰
- شکل ۵-۱ منحنی جریان-ولتاژ فتوولتایی در تغییرات میزان تابش ..... ۱۰۴
- شکل ۵-۲ منحنی توان-ولتاژ سلول فتوولتایی در تغییرات میزان تابش ..... ۱۰۴
- شکل ۵-۳ منحنی جریان-ولتاژ سلول فتوولتایی به ازای تغییرات دمایی در تابش ثابت ..... ۱۰۵
- شکل ۵-۴ منحنی توان-ولتاژ سلول فتوولتایی به ازای تغییرات دمایی در تابش ثابت ..... ۱۰۵
- شکل ۵-۵ وضعیت سوئیچ مبدل Boost برای MPPT ..... ۱۰۶
- شکل ۵-۶ توان خروجی سلول در مقدار MPPT به روش هیستریزس ..... ۱۰۷
- شکل ۵-۷ دیوتی ساخته شده در روش تولید مستقیم دیوتی سایکل ..... ۱۰۷
- شکل ۵-۸ توان خروجی سلول با اعمال روش تولید مستقیم دیوتی سایکل ..... ۱۰۸
- شکل ۵-۹ تغییرات توان سلول نسبت به تغییرات تابش و دما ..... ۱۰۹
- شکل ۵-۱۰ ولتاژ باس DC در حالت کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM و در هنگام دشارژ باتری ..... ۱۱۰
- شکل ۵-۱۱ جریان باتری در حالت کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM ..... ۱۱۱
- شکل ۵-۱۲ ولتاژ باس DC در حالت کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM و در هنگام شارژ باتری ..... ۱۱۲
- شکل ۵-۱۳ جریان باتری در حالت کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM ..... ۱۱۲

- شکل ۵-۱۴ ولتاژ باس DC در حالت کنترل ولتاژی مبدل در حوزه CCM و در هنگام دشارژ باتری ..... ۱۱۳
- شکل ۵-۱۵ جریان باتری در حالت کنترل ولتاژی مبدل در حوزه CCM به هنگام دشارژ باتری ..... ۱۱۴
- شکل ۵-۱۶ ولتاژ باس DC در حالت کنترل ولتاژی مبدل در حوزه CCM و در هنگام شارژ باتری ..... ۱۱۵
- شکل ۵-۱۷ جریان باتری در حالت کنترل ولتاژی مبدل در حوزه CCM و در هنگام شارژ باتری ..... ۱۱۵
- شکل ۵-۱۸ ولتاژ باس DC در حوزه DCM و در هنگام دشارژ باتری ..... ۱۱۶
- شکل ۵-۱۹ ولتاژ باس DC در حوزه DCM و در هنگام شارژ باتری ..... ۱۱۷
- شکل ۵-۲۰ ولتاژ خروجی سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل جریانی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM ..... ۱۱۸
- شکل ۵-۲۱ جریان باتری سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل جریانی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM ..... ۱۱۹
- شکل ۵-۲۲ ولتاژ باس DC زمانی که باتری پر است ..... ۱۲۰
- شکل ۵-۲۳ توان فتوولتایی در شرایطی که باتری پر است ..... ۱۲۰
- شکل ۵-۲۴ ولتاژ خروجی سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل ولتاژی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM ..... ۱۲۱
- شکل ۵-۲۵ جریان باتری سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل ولتاژی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM ..... ۱۲۱
- شکل ۵-۲۶ ولتاژ خروجی سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل ولتاژی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM ..... ۱۲۲
- شکل ۵-۲۷ جریان باتری سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل ولتاژی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM ..... ۱۲۳
- شکل ۵-۲۸ مولفه های سیستم پیشنهادی در کنترل به روش هیستریزیس در حالت دشارژ باتری ..... ۱۲۳
- شکل ۵-۲۹ مولفه های سیستم پیشنهادی در کنترل به روش هیستریزیس در حالت شارژ باتری ..... ۱۲۵
- شکل ۵-۳۰ مولفه های سیستم پیشنهادی در کنترل به روش هیستریزیس در حالت شارژ باتری ..... ۱۲۵

## فهرست جدول‌ها

- جدول ۲-۱ پیکر بندی سه ترمینال برای مبدل چند خروجی با یک سلف ..... ۲۱
- جدول ۲-۲ اسامی و نام های اختصاری مبدل های چند ورودی ..... ۲۵
- جدول ۲-۳ مقایسه مبدل های چند ورودی ..... ۲۶
- جدول ۳-۱ پارامترهای مدل سیگنال کوچک مبدل Buck ..... ۷۳
- جدول ۳-۲ پارامترهای مدل سیگنال کوچک مبدل ..... ۷۴
- جدول ۳-۳ پارامترهای تابع تبدیل مبدلها در حوزه DCM ..... ۷۵
- جدول ۴-۱ مشخصات مبدل Boost در حوزه CCM ..... ۸۶
- جدول ۴-۲ مشخصات جبران‌ساز مبدل جهت کنترل ولتاژ خروجی سوئیچ Boost ..... ۸۸
- جدول ۴-۳ مشخصات جبران‌ساز مبدل جهت کنترل جریان سلف در مد Boost ..... ۹۱
- جدول ۴-۴ مشخصات مبدل Buck در حوزه CCM ..... ۹۳
- جدول ۴-۵ مشخصات جبران‌ساز مبدل جهت کنترل ولتاژ خروجی سوئیچ Buck ..... ۹۵
- جدول ۴-۶ پارامترهای مبدل Buck-Boost در حوزه DCM ..... ۹۸
- جدول ۴-۷ پارامترهای جبران‌ساز مد Boost در حوزه DCM ..... ۱۰۰
- جدول ۵-۱ مشخصات سلول خورشیدی شبیه‌سازی شده ..... ۱۰۴

١ - مقدمه

با توجه به مسائل زیست محیطی و نگرانی‌های جهانی در مورد منابع تامین انرژی و همچنین وجود مسائلی مانند افزایش گرمای زمین و مشکلات زیست محیطی، محققان را بر آن داشته که از منابع انرژی نو جهت تولید توان مورد نیاز استفاده کنند. از جمله منابع انرژی نو می‌توان انرژی باد، انرژی خورشیدی، منبع زمین گرمایی، بیوماس، انواع پیل‌های سوختی و... را نام برد. در بین این منابع مختلف انرژی نو، تمایل به بهره‌برداری از سیستم‌های فتوولتایی به شدت در حال افزایش است. از جمله مهمترین مزایای استفاده از آنها می‌توان به نامحدود بودن، تجدیدپذیری و عدم آلودگی کننده بودن این سیستم‌ها اشاره کرد. از دیگر مزایای آن، عدم ایجاد آلودگی‌های صوتی، کم حجم و کم هزینه بودن سیستم در قیاس با دیگر سیستم‌های شامل منابع انرژی نو، تولید برق بطور مستقیم از نور خورشید و مکان‌یابی راحت جهت نصب اشاره کرد. سیستم‌های فتوولتایی در بالای سقف منازل، پارک‌ها، زمین‌های غیرقابل کشت اطراف شهرها و حتی در اطراف نواحی صنعتی جهت مصارف محلی قابل نصب می‌باشند [1],[2].

در واقع فتوولتاییک<sup>۱</sup> یک تکنیک جهت تولید برق از نور خورشید بوسیله سلول‌های خورشیدی است و از جمله بزرگ‌ترین کاربرد سیستم‌های فتوولتایی می‌توان به تامین توان موتور پمپ‌های آب، مصارف خانگی، شارژ باتری‌ها و تامین توان دیگر وسائل الکتریکی دور از شبکه برق اشاره کرد [1],[2].

انرژی حاصله از سلول‌های فتوولتایی دارای قابلیت اطمینان پایینی هستند زیرا در تمامی ساعات روز، شب‌ها و روزهای ابری، توانایی تولید توان و تامین بار را ندارند. برای بالا بردن قابلیت اطمینان سیستم‌های فتوولتایی از منابع کمکی بهره‌برده می‌شود. سیستم‌های از این نوع را سیستم‌های ترکیبی<sup>۲</sup> می‌گویند. در این سیستم‌ها از دو یا چند منبع انرژی که الزاما جز منابع انرژی نو نیستند، استفاده می‌شود. عموماً نیز از منابعی که قابلیت ذخیره و تزریق توان را دارند، بهره‌برده می‌شود. سیستم‌های ترکیبی از فتوولتایی و باتری<sup>۳</sup> در [3]-[5] مورد بررسی قرار گرفته است.

---

<sup>1</sup> Photovoltaic

<sup>2</sup> Hybrid

<sup>3</sup> Battery



جهت استفاده بهینه از سیستم‌های ترکیبی با فتولتایی و منبع کمکی، نیاز است تا هم مدیریت مناسب بین منابع انجام شود و هم از ظرفیت منابع به نحو احسن استفاده شود. جهت استفاده بهینه از سلول خورشیدی باید از الگوریتم‌هایی ارائه شده برای این هدف استفاده شود تا سلول در نقطه حداکثر توان<sup>۱</sup> (MPPT) بهره‌برداری شود. برای این منظور، روش‌های مختلفی مانند روش ولتاژ ثابت<sup>۲</sup>، اغتشاش و مشاهده<sup>۳</sup> (P&O)، روش فازی<sup>۴</sup> و افزایش رسانایی<sup>۵</sup> ارائه شده است.

در این پروژه یک سیستم ترکیبی از فتولتایی و باتری پیشنهاد شده است. شرایط متفاوتی که در اثر وضعیت باتری، مقدار توان تولیدی پنل‌های خورشیدی و اندازه بار متصل به سیستم، می‌تواند حاصل شود، بررسی و نشان داده شده است.

برای اعمال الگوریتم‌های مورد نیاز جهت رسیدن به اهداف بیان شده، اتصال بین منابع سیستم پیشنهادی با هم و منابع با بار متصل شده به سیستم، از مبدل‌های الکترونیک قدرت استفاده می‌شود. سیستم پیشنهادی، از ترکیب دو نوع مبدل الکترونیک قدرت حاصل شده است. یک مبدل DC-DC از نوع Boost و یک مبدل DC-DC از نوع Buck-Boost<sup>۶</sup> که از طریق خازن خروجی به هم متصل شده‌اند و باس DC را ایجاد می‌کند که بار به آن وصل خواهد شد. ترکیب مبدل‌های مذکور، ساختاری از مبدل DC-DC ایجاد می‌کند که با توجه به وجود چند درگاه ورودی و خروجی، سیستم پیشنهادی را یک سیستم چند ورودی/خروجی و مبدل بکار رفته در این سیستم را یک مبدل چند ورودی/خروجی نامیده می‌شود.

از مبدل Boost جهت رسیدن به نقطه حداکثر توان فتولتایی استفاده شده است که در این پروژه از روش P&O برای این منظور بهره برده شده است. مبدل Buck-Boost، رابط بین منبع کمکی و باس

---

<sup>1</sup> Maximum Power Point Tracking

<sup>2</sup> Constant Voltage

<sup>3</sup> Perturbation & Observation

<sup>4</sup> Logic Fuzzy

<sup>5</sup> Incremental Conductance

<sup>6</sup> Bidirectional Buck-Boost Converter

DC است که مدیریت حالت عملکردی<sup>۱</sup> مبدل و ثابت نگهداشتن ولتاژ باس DC با استفاده از الگوریتم-هایی که بیان خواهند شد، در این مبدل انجام می‌شود.

بطور کلی علاوه بر طراحی المان‌ها و ساختار مبدل چند ورودی/خروجی، برای سیستم پیشنهادی سه کنترل مجزا (۱) کنترل توان فتوولتایی، (۲) کنترل مبدل Buck-Boost جهت شارژ و دشارژ باطری و (۳) کنترل ولتاژ باس DC در مدها و شرایط عملکردی و محیطی مختلف، انجام شده است. شبیه‌سازی ساختار سیستم پیشنهادی، کنترل و مدیریت سیستم در محیط نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK پیاده‌سازی شد.

این پروژه شامل شش فصل است که در فصل اول مقدمه‌ای بر ضرورت کار بیان شده است و علاوه بر آن دیدگاه و اصول کلی حاکم بر سیستم مورد بررسی بیان شده است. در فصل دوم ساختارهای مختلفی از مبدل‌های چند ورودی و چند خروجی موجود که در مراجع مختلف معرفی و بررسی شده‌اند گردآوری و تشریح شده است. در فصل سوم ساختار سیستم پیشنهادی معرفی و تشریح شده است. همچنین در این فصل ساختار مبدل چند ورودی/خروجی طراحی و انواع الگوریتم‌های قابل استفاده در سیستم نیز تشریح شده است. در فصل چهارم الگوریتم‌های اعمالی جدید و مورد استفاده در سیستم بیان شده است. همچنین با بررسی دقیق توابع تبدیل سیستم، کنترلرهای مناسب برای کنترل سیستم، محاسبه و نتایج بهبود دهنده‌ی آنها نشان داده شده است. در فصل پنجم نتایج شبیه‌سازی در شرایط و حالت‌های مختلف آورده شده و نتایج تحلیل شده‌اند. و سرانجام در فصل شش پیشنهاد‌های قابل اجرا در سیستم مذکور و نتایج کلی بررسی این سیستم ذکر شده است.

---

<sup>1</sup> Operation Mode

## ۲- فصل دو

ساختارهای و روش‌های کنترلی مختلف مبدل‌های  
چند ورودی/چند خروجی

## ۲-۱- مقدمه

با توجه به لزوم استفاده از چند منبع انرژی در یک لحظه، و همچنین جهت رسیدن به پایداری در استفاده از توان منابعی که بصورت همزمان استفاده می‌شوند، محققان را به تحقیق و بررسی در مبدل‌هایی با چند ورودی سوق داده است. همچنین نیاز به تغذیه چندین بار به صورت همزمان نیز باعث شده که مبدل‌هایی با چند خروجی مورد توجه قرار بگیرند.

با توجه به اینکه این نوع از مبدل‌ها، از نظر کاربرد و نحوه کنترل و ساختار، کاملاً متفاوت از هم می‌باشند اما در پایه همه آنها از مبدل‌های DC-DC پایه تشکیل شده‌اند. در این فصل انواع مختلفی از این نوع مبدل‌ها که در مراجع مختلف معرفی شده‌اند، مورد بررسی قرار گرفته شده است.

در این فصل ابتدا به معرفی انواع مختلف مبدل‌های چند ورودی و چند خروجی پرداخته شده است سپس بعضی از ساختارهای موجود برای این نوع مبدل‌ها بررسی اجمالی شده است. سپس در قسمتی تحت عنوان مقایسه‌ی مبدل‌های چند ورودی، انواع این مبدل‌ها از دیدگاه‌های مختلف با هم مقایسه شده‌اند.

همچنین در ادامه بعضی از منابعی که عموماً در سیستم‌های شامل مبدل‌های چند ورودی استفاده می‌شوند نیز معرفی و مدل ریاضی آنها بیان شده است. روش‌های کنترلی مورد استفاده برای بهره‌برداری بهینه از این منابع نیز تشریح شده است.

## ۲-۲- مبدل‌های چندگانه<sup>۱</sup> و مبدل‌های چند ورودی

### ۲-۲-۱- مبدل‌های چندگانه

از روش‌های متداول، جهت استفاده از چند منبع انرژی برای تامین بار، اتصال منابع به صورت سری و یا موازی می‌باشد. اما منابعی که بصورت سری متصل می‌شوند باید همان مقدار جریان مطلوب تغذیه شوند را تامین کنند که این مهم، اصولاً حاصل نمی‌شود. همچنین منابع با سطح ولتاژهای مختلف

---

<sup>1</sup> Multi-Level

را نمی توان به صورت موازی یکدیگر قرار داد، بنابراین به مبدل‌های الکترونیک قدرت چندگانه برای اتصال این منابع به سیستم تامین بار نیاز است.

مبدل‌های با دو ورودی<sup>۱</sup> (DI) در موارد زیر در الکترونیک قدرت، بیش از پیش معروفیت پیدا کرده‌اند [6]-[20]:

۱. سیستم‌های هیبرید
۲. در مورد اتصال وسایل هیبرید به برق توسط مبدل‌های DI
۳. سیستم‌های پیل سوختی<sup>۲</sup> یا FC
۴. سیستم‌های فتوولتایی یا PV
۵. سیستم‌های انرژی بادی
۶. تصحیح فاکتور توان

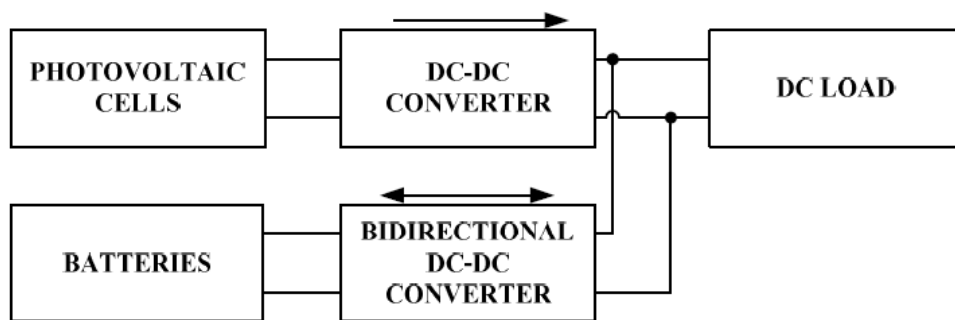
برای ترکیب یک منبع انرژی با ذخیره‌ساز انرژی و یا با منبع انرژی دیگر، می‌توان از دو مبدل مستقل یا از یک مبدل دو ورودی استفاده کرد. مزیت استفاده از یک مبدل با دو ورودی نسبت به دو مبدل مستقل تک ورودی، کاهش اجزای مدار، کاهش هزینه و کنترل ساده تر آن می باشد.

به عنوان مثال، یکی از سیستم‌هایی که به مبدل‌های الکترونیک قدرت چندگانه نیاز دارند، سیستم‌های با منبع فتوولتایی هستند که در شکل ۱-۲ بصورت شماتیک نمایش داده شده است. سیستم شامل دو منبع تغذیه می‌باشد. یکی سلول‌های فتوولتایی و دیگری یکی از انواع باتری‌ها. یک سلول خورشیدی فقط در طول روز و یا در زمان‌های محدودی از روز که آسمان صاف یا نسبتاً صاف است قادر به تامین انرژی الکتریکی می‌باشد. در شب و ساعات ابری روز، سیستم PV قادر به تامین انرژی مورد نیاز بار نیست. بنابراین کل سیستم به یک منبع انرژی دیگر برای تامین تقاضای اضافی بار نسبت به توان تولیدی سلول، نیازمند است. مانند باتری‌ها و یا ابرخازن‌ها (Ultra Capacitor) که نیاز اضافی بار را می‌توانند تامین می‌کنند. همچنین در طول یک روز آفتابی، PV ها حتی قادر به شارژ کردن باتری‌های سیستم خورشیدی نیز خواهند بود. از این رو استفاده از یک سیستم شامل مبدل چندگانه نیاز است.

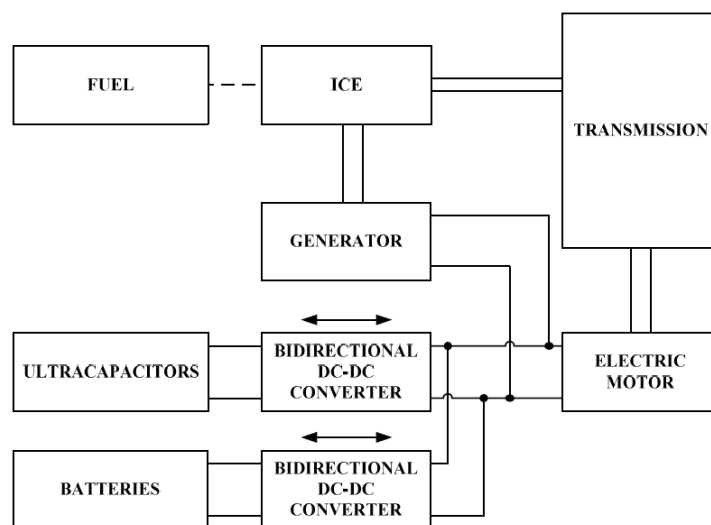
---

<sup>1</sup> Double Input

<sup>2</sup> Fuel Cell



شکل ۱-۲ استفاده از مبدل چندگانه در سیستم فتوولتایی [6]



شکل ۲-۲ استفاده از مبدل چندگانه در سیستم وسایل الکتریکی هیبرید [6]

مثال دیگری برای استفاده از سیستم مبدل چندگانه، سیستم خودرو الکتریکی<sup>۱</sup> ترکیبی یا هیبرید (HEV) می‌باشد. منابع اصلی تامین توان سیستم وسایل الکتریکی هیبرید یا HEV ها، استفاده از موتور احتراق داخلی<sup>۲</sup> (ICE) و باتری می‌باشد. باتری‌ها به عنوان یک منبع انرژی و یا یک واحد ذخیره‌ساز استفاده می‌شوند. منابع دیگری مانند ابرخازن‌ها و یا فلاپویل‌ها<sup>۳</sup> به جای باتری‌ها قابل استفاده-اند. برای بهبود عملکرد سیستم‌های HEV و همچنین برای بالا بردن بازده، از منابع انرژی دیگر نیز در این سیستم بهره برده می‌شود. از این رو استفاده از یک مبدل چندگانه در HEV لازم خواهد بود. با

<sup>1</sup> Hybrid Electric Vehicle

<sup>2</sup> Internal Combustion Engine

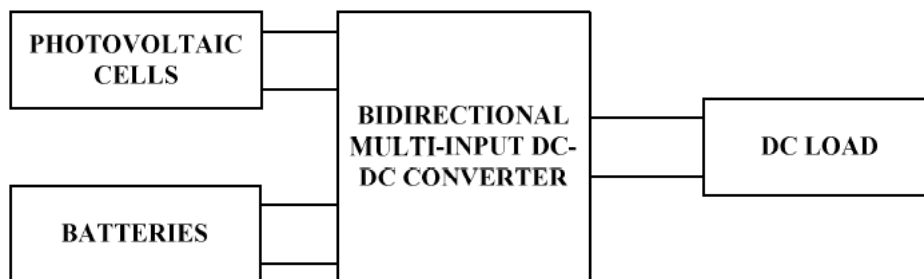
<sup>3</sup> Flywheel

استفاده از مبدل‌های چندگانه می‌توان موتور احتراق داخلی یا همان ICE را در سرعت بهینه‌ی خود بکار برد و حداکثر بازده موتور را به دست آورد. انرژی اضافی مورد نیاز در راه اندازی ICE را می‌توان از باتری-ها و یا ابرخازن‌ها بدست آورد. بلوک دیاگرام یک HEV در شکل ۲-۲ که شامل باتری و ابرخازن می‌باشد، نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که سیستم، شامل دو مبدل DC-DC دو جهت برای اتصال باتری و ابرخازن‌ها می‌باشد [7],[8].

مزیت استفاده از مبدل چند ورودی نسبت به استفاده از چندین مبدل مستقل را می‌توان در موارد زیر خلاصه کرد:

۱. استفاده از المان‌های کمتر
۲. کنترل ساده‌تر
۳. پایداری بالاتر
۴. کاهش تلفات در سیستم

در شکل ۲-۳ مثالی از سیستمی که در آن از مبدل چند ورودی استفاده شده است مشاهده می‌شود. در این سیستم یک مبدل چند ورودی به جای چند مبدل مجزا بکار گرفته شده است.

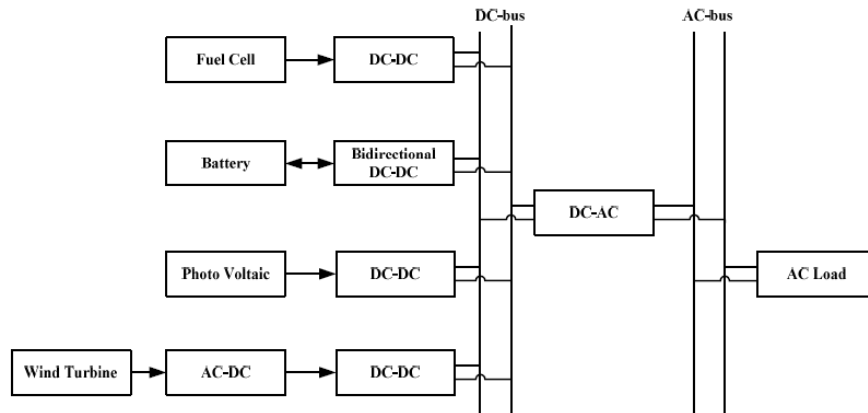


شکل ۲-۳ استفاده از مبدل چند ورودی در سیستم فتوولتایی [9]

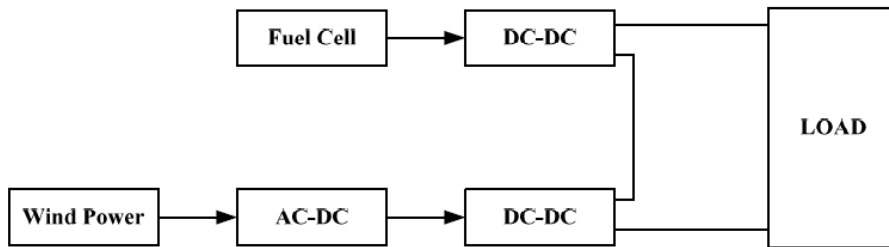
## ۲-۲-۲- مبدل‌های موازی متداول

در شکل ۲-۴ دیاگرامی از سیستمی که در آن مبدل‌ها بصورت موازی متصل شده‌اند را نشان می‌دهد. برای منابع مختلف در این ساختار، از نسبت تبدیل‌های مختلف و مجزایی استفاده می‌شود. این مبدل‌ها همگی در یک باس DC به هم متصل می‌شوند و هر یک بصورت مجزا کنترل خواهند شد. مثال-

های متعددی از این مبدل‌ها وجود دارد مانند مبدل Boost، مبدل Pull-Push جریان تغذیه، مبدل-های تمام پل شیف فاز، مبدل‌های سه فاز و غیره. مشکل اصلی این چنین سیستم‌ها این است که به صورت ذاتی پیچیده‌اند و هزینه ساخت بالایی دارند [9].



شکل ۲-۴ مبدل‌ها متصل به سیستم به صورت موازی [9]



شکل ۲-۵ مبدل‌ها با اتصال سری [10]

### ۲-۲-۳- مبدل‌های سری متداول

مثالی از مبدل‌های سری در شکل ۲-۵ آورده شده است که در آن، مبدل‌های الکترونیک قدرت به صورت سری به هم متصل شده‌اند. این نوع از پیکربندی در سیستم‌های انرژی بادی و خورشیدی توان پایین کاربرد دارد [10]. در این پیکربندی مدار، تنظیم ولتاژ و جریان خروجی دشوارتر است، از این رو هر دو منبع مورد استفاده باید توان بالایی به منظور تامین جریان مناسب، داشته باشند. عیب اصلی این مدار این است که جریان خروجی در هر دو مبدل جاری می‌شود. بنابراین، تلفات در این ساختار افزایش می‌یابد.



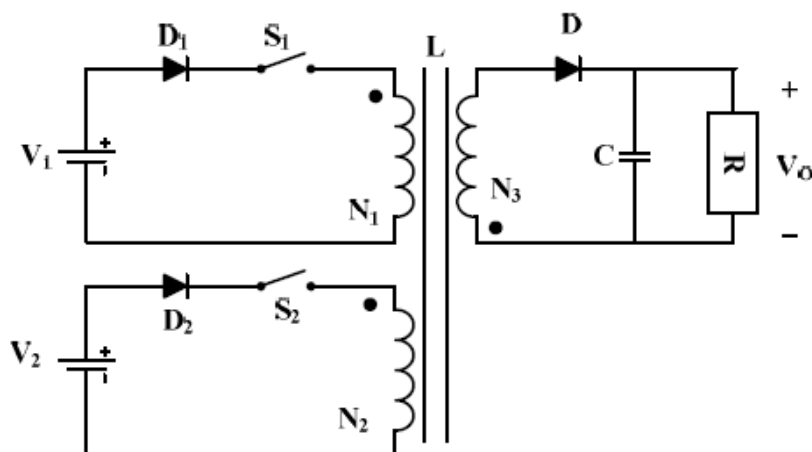
## ۴-۲-۲- مبدل های چند ورودی بر اساس مجموع شارپیوندی

در استفاده از چندین مبدل به حالت های سری و یا موازی، از المان های بیش تری استفاده می شود و همچنین تلفات بیش تر شده و بازده کاهش می یابد. از این رو استفاده از یک مبدل چند ورودی به مراتب اقتصادی تر است تا بکار بردن چند مبدل تک ورودی. استفاده از مجموع شارهای پیوندی در مبدل های چند ورودی، یکی از دیدگاه ها مطرح شده می باشد. در این نوع از اتصال ها، منابع ورودی توسط ترانسفورماتورهای چند سیم پیچه، باهم ارتباط دارند. بنابراین اتصال چند منبع با سطح ولتاژ مختلف قابل انجام است.

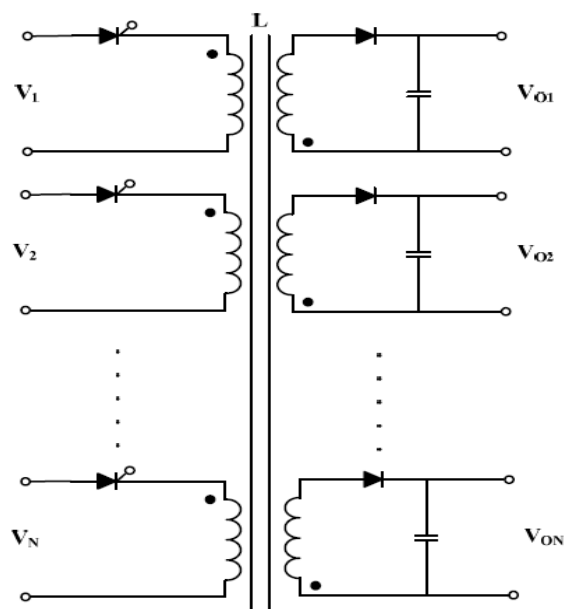
## ۴-۲-۲-۱- مبدل Buck-Boost نوع Fly back ایزوله شده ساده

این مدل از مبدل ها، نمونه ساده ای از یک مبدل چند ورودی است که در شکل ۶-۲ نشان داده شده است. مبدل از اصول اتصال مغناطیسی، در ترکیب دو منبع ورودی استفاده می کند. این مبدل قابلیت جابجایی توان در دو جهت را ندارد. به طور معمول در سمت اولیه این ترانسفورماتور دو سیم پیچ و در سمت ثانویه یک سیم پیچ متصل است. اندازه ی این نوع از مبدل ها در مقایسه با دیگر مبدل ها، به دلیل وجود سیم پیچ ها، بزرگ تر خواهد بود [11]-[13].

مبدل شکل ۶-۲ معمولا می تواند با ورودی های متعدد و خروجی های متعدد مورد استفاده قرار گیرد، همان طور که در شکل ۷-۲ نشان داده شده است.



شکل ۶-۲ مبدل Buck-Boost نوع Fly back ایزوله شده ساده [11]

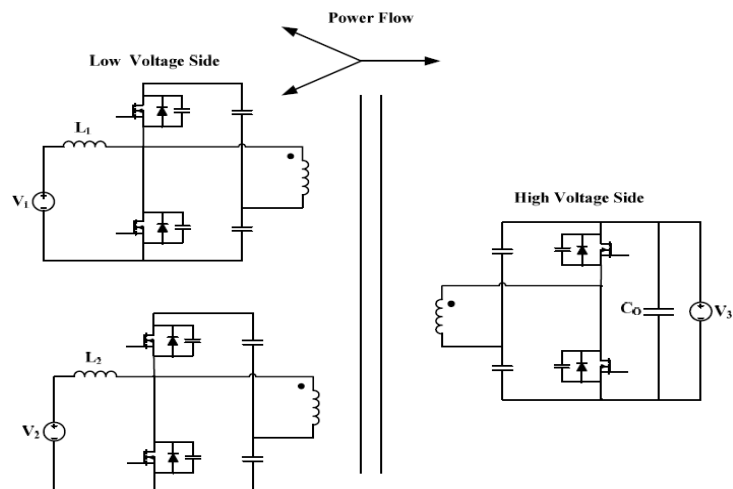


شکل ۲-۷ مبدل چند ورودی چند خروجی [12]

#### مبدل دو جهته ۲-۴-۲-۲

شکل ۲-۸ یک مبدل DC-DC دوجته چند ورودی با سوئیچینگ ولتاژ صفر<sup>۱</sup> (ZVS) را نشان می‌دهد که در این مبدل تلفات سوئیچینگ وجود ندارد. چون تلفات رسانایی در مبدل‌های Boost و Buck-Boost پایین است و بازده آنها بالا می‌باشد در ساختار نشان داده شده در شکل ۲-۸ عموماً از این ساختار استفاده می‌شود. زمانی که جهت توان عکس است، این مدار به طور کامل قادر به سوئیچینگ در ولتاژ صفر نخواهد بود اما بطور کلی تلفات سوئیچینگ در این مدار، پایین است. تلفات رسانایی کمتر با استفاده از دو مبدل Boost موازی دوجته به جای Boost و Buck-Boost بدست می‌آید. اگرچه در حالت جاری شدن توان بطور عکس، شرایط ZVS کاملاً برآورده نمی‌شود اما تلفات سوئیچینگ با این ساختار کاهش خواهد یافت [14].

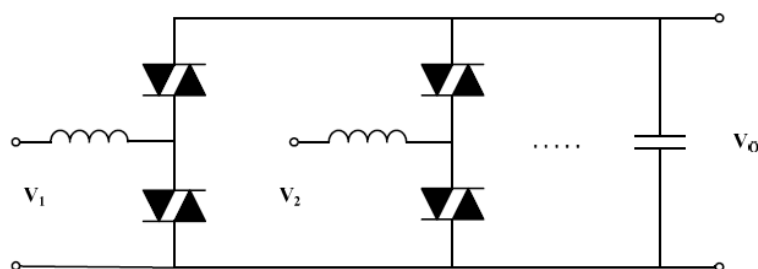
<sup>1</sup> Zero Voltage Switching



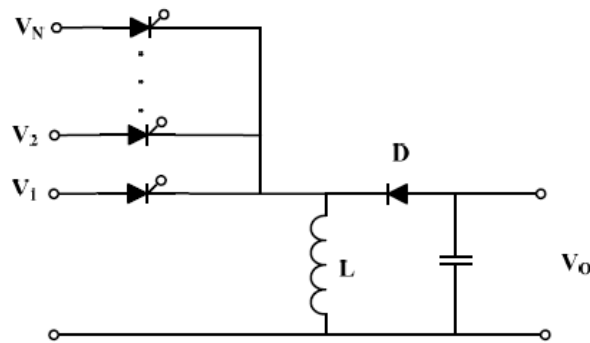
شکل ۲-۸ مبدل DC-DC دو جهته چند ورودی ZVS [14]

## ۲-۲-۵- توپولوژی های گوناگونی از مبدل های چندگانه

مداری که در شکل ۲-۹ نشان داده شده است، یک مبدل Boost است که به باس DC متصل شده است که می تواند با منابع دیگر موازی شود. این ساختار می تواند در انتقال دو جهته توان بکار رود و در آن سوئیچ ها دوجهته استفاده شده اند و ارسال و قطع دیود غیر موازی انجام می شود.



شکل ۲-۹ مبدل Boost چند ورودی

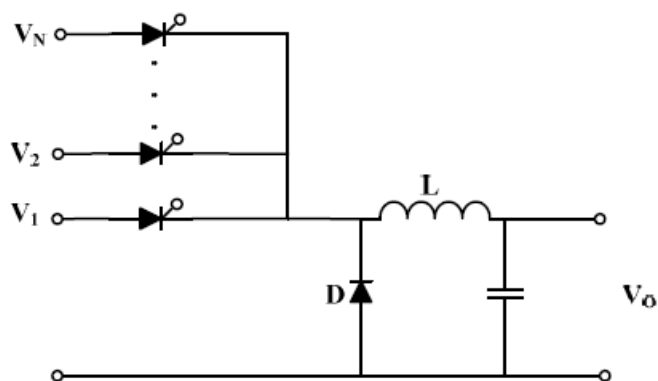


شکل ۲-۱۰: مبدل چند ورودی Buck-Boost

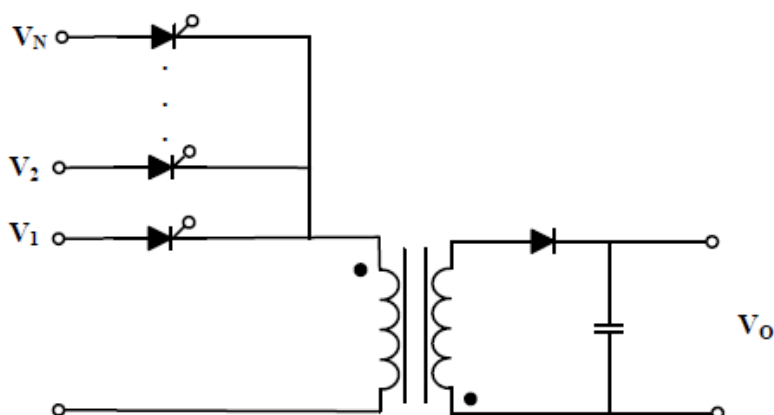
مبدل Buck-Boost چند ورودی، که در شکل ۲-۱۰ نشان داده شده است، قادر است منابع مختلف با مشخصه‌های ولتاژ- جریان مختلف را برای یک بار مشترک، به هم متصل کند. با چند ورودی، منابع انرژی متنوع شده و قابلیت اطمینان و کاربرد منابع انرژی نو در آن افزایش می‌یابد. ورودی با سوئیچ دو طرفه متصل می‌شود. این ساختار برای منابعی مثل باتری‌ها، سلول‌های خورشیدی و پیل‌های سوختی مناسب می‌باشد. این نوع مبدل، هم در حالت پیوسته (CCM) و هم گسسته (DCM) می‌تواند عمل کند [15].

مبدل چند ورودی Buck نیز در شکل ۲-۱۱ نشان داده شده است، منبع DC مانند مبدل Buck-Boost چند ورودی قبلی با دیود به صورت سری قرار گرفته است.

مبدل چند ورودی Buck-Boost می‌تواند برعکس هم مورد بهره‌برداری قرار گیرد. خروجی مبدل با توجه به نوع اتصال با ورودی، از آن غیر ایزوله است، با جابجایی سلف با اندوکتانس‌های تزویجی، مداری به فرم شکل ۲-۱۲ بدست می‌آید. این کار بین ورودی‌ها و خروجی، شرایط عایقی فراهم می‌کند. این مدار به مبدل Fly back شباهت دارد. از این رو، مبدل Fly back هم نامیده می‌شود [9].

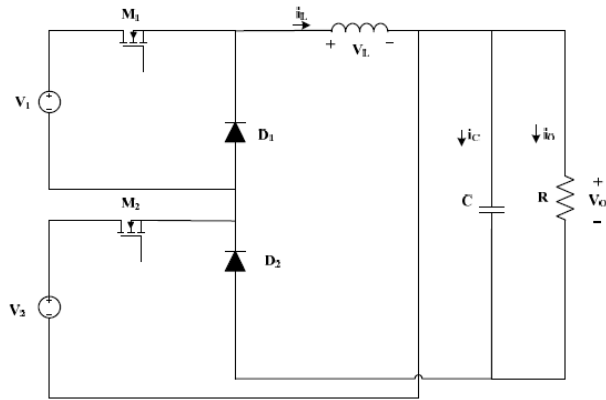


شکل ۲-۱۱ مبدل Buck چند ورودی [9]



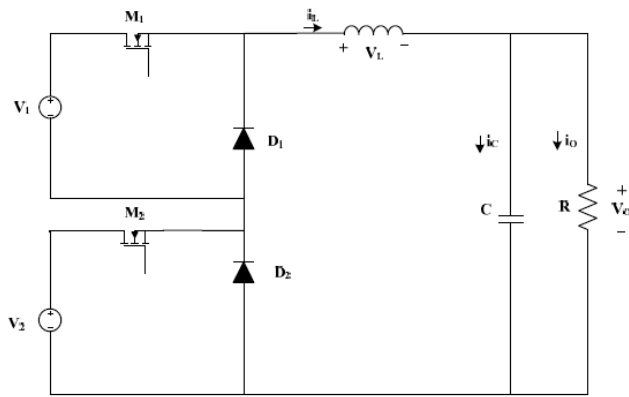
شکل ۲-۱۲ مبدل Fly back چند ورودی [9]

مبدل یکپارچه شده از Buck و Buck-Boost با دو ورودی که در شکل ۲-۱۳ نشان داده شده است، یک مبدل دو ورودی ساده است که در مقایسه با مبدل‌های چندگانه متداول، دارای تعداد دیود، سوئیچ و سلف کمتر است. این مبدل شامل یک سلف، یک خازن و تعداد دیودها و سوئیچ‌هایی برابر تعداد منابع ورودی است. این مبدل DC-DC دو ورودی می‌تواند بصورت همزمان و یا مجزا از دو منبع ولتاژ مختلف توان بکشد. این نوع از مبدل، قابلیت جابجایی توان در دو جهت را ندارد. همچنین این مبدل سوئیچینگ سخت دارد [15].



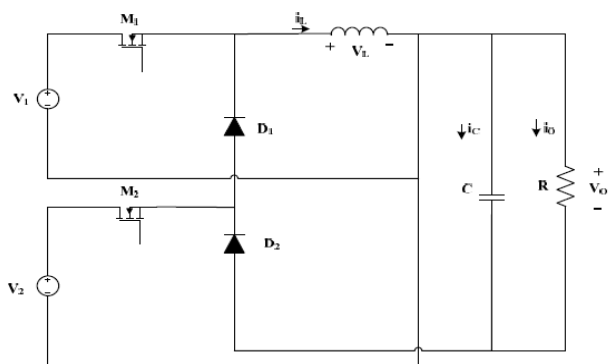
شکل ۲-۱۳ مبدل یکپارچه دو ورودی Buck-BuckBoost [15]

در مبدل یکپارچه Buck-Buck که در شکل ۲-۱۴ نشان داده شده است، از دو مبدل Buck استفاده شده است [16]. این مبدل همچنین می‌تواند از هر دو منبع ولتاژ به صورت همزمان و یا مجزا توان بکشد. اگر هر یک از این دو مبدل به صورت مجزا کار کنند، مدار آن‌ها بصورت Buck عمل می‌کند.

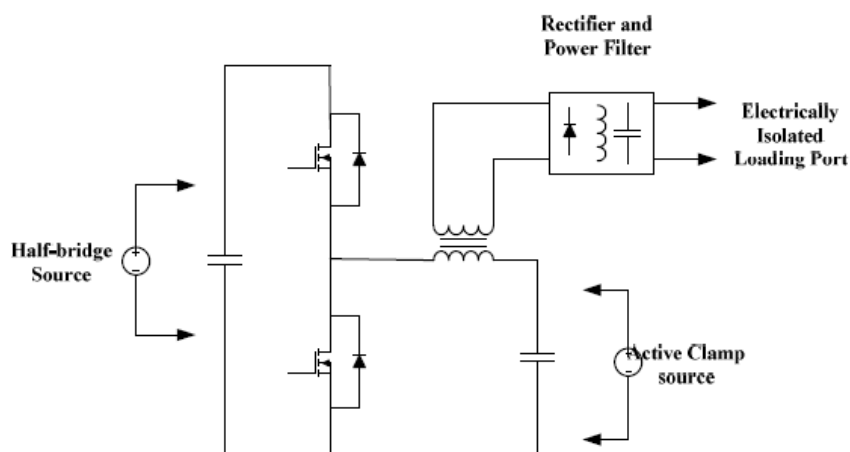


شکل ۲-۱۴ مبدل یکپارچه دو ورودی Buck-Buck [16]

مبدل یکپارچه BuckBoost- BuckBoost که در شکل ۲-۱۵ ارائه شده، مانند مبدل قبلی از دو مبدل BuckBoost تشکیل شده است. محدودیت این مبدل آن است که هر دو سوئیچ آن را اجازه نداریم همزمان با هم روشن کنیم. از این رو، هر منبع می‌تواند به صورت مجزا، بار را تامین کند و یا می‌توان با انرژی ذخیره شده در سلفی که از منبع دیگر تغذیه شده، آن را تامین کرد.



شکل ۲-۱۵ مبدل یکپارچه BuckBoost- BuckBoost دو ورودی



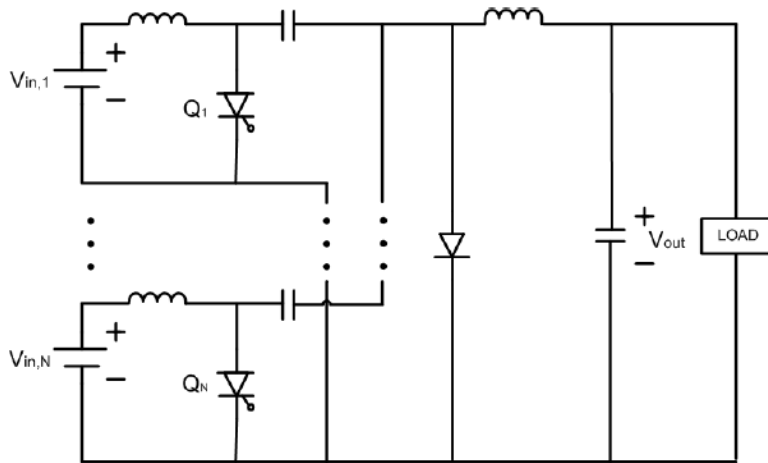
شکل ۲-۱۶ مبدل نیم موج ایزوله [17]

در شکل ۲-۱۶ یک مبدل نیم موج ایزوله برای شبکه‌ای که به فتولتایی و باتری متصل است، نشان داده شده است. به سه پورت مشخص شده مبدل، یک منبع، یک ذخیره‌ساز و یک بار ایزوله متصل است. این مبدل دو ورودی در شبکه‌ی مفروض، در سه مد کلی به کار برده می‌شود و فرکانس سوئیچینگ در آن ثابت است. برای این منظور سیستم به دو کنترل مستقل نیاز دارد. همچنین این سیستم قابلیت سوئیچینگ در ولتاژ صفر را دارد. در این توپولوژی، در تعداد المان‌ها و کاهش تلفات صرفه‌جویی انجام شده است [17].

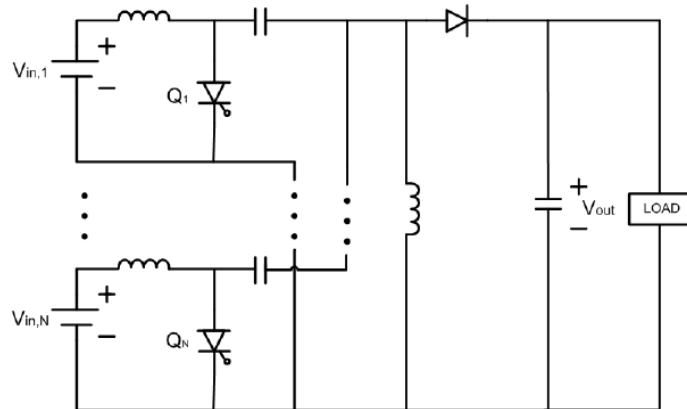
## ۲-۲-۶- مبدل‌های MICUK و MISEPIK

مبدل‌های Buck، Boost، BuckBoost، CUK و SEPIK به عنوان پنج توپولوژی پایه مبدل‌های DC-DC الکترونیک قدرت مطرح می‌باشند. در استفاده از این مبدل‌های پایه برای تولید

مبدل‌های چند ورودی، علاوه بر ساختارهای معرفی شده، با ساختارهای MICUK و MISEPIK نیز مواجه می‌شویم، که در [18] معرفی شده‌اند. این مبدل‌ها، در طول یک پریود زمانی، می‌توانند چندین بار مختلف را تغذیه کنند. شکل‌های ۱۷-۲ و ۱۸-۲ به ترتیب ساختار MICUK و MISEPIK را نشان می‌دهند. در این دو ساختار، به ازای ورودی‌های مختلف، دیود و خازن به عنوان فیلتر خروجی و سلف به عنوان انتقال دهنده توان، قسمت مشترک خواهد بود [18].



شکل ۱۷-۲ مبدل MICUK پیشنهادی [18]



شکل ۱۸-۲ مبدل MISEPIK پیشنهادی [18]

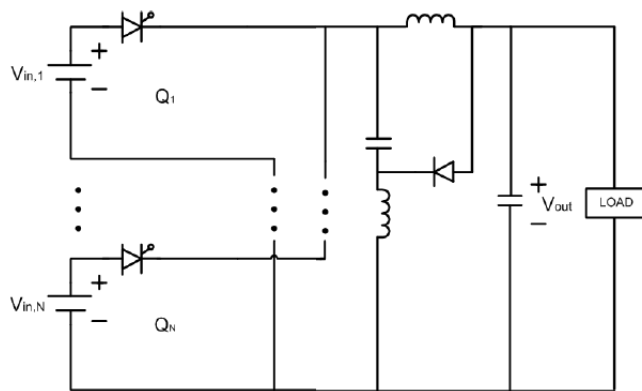
## ۷-۲-۲ مبدل MIG1

در این قسمت نوع دیگری از MIC ها معرفی شده است. این نوع از مبدل‌های چند ورودی، از نوع تک ورودی مبدل G1 اقتباس شده است و در [19] معرفی شده است. در شکل ۱۹-۲ شماتیکی از



این مبدل نشان داده شده است. در صورتی که دو سلف مدار با هم کوپل باشند، نوع مبدل G1 تک ورودی مشابه مبدل Watkins Johnson معکوس خواهد شد [20].

مبدل MIG1 در [20] به عنوان مبدل اصلاح شده (IWJ) Inverse Watkins Johnson معرفی شده است. در این مرجع همچنین بیان شده که مبدل IWJ معمولی، قادر است ولتاژ ورودی را هم افزایش و هم کاهش دهد. در حالت افزایش ولتاژ، نسبت تبدیل این مبدل نسبت به مبدل‌های تقویت کننده ولتاژ، بالاتر خواهد بود. این امر شرایط کاری مطلوب‌تری را برای ورودی‌هایی مثل سلول‌های فتوولتایی که دارای سطح ولتاژهای پایینی هستند، ایجاد می‌کند.



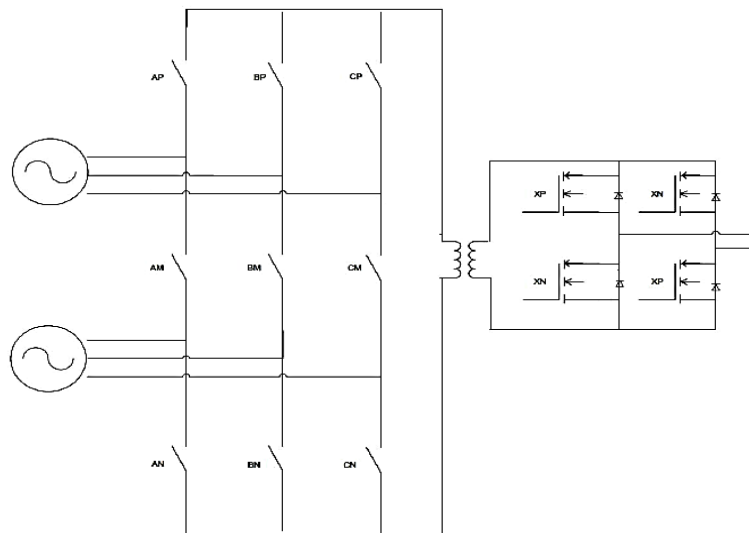
شکل ۲-۱۹ شماتیکی از MIG1

مبدل‌های IWJ معمولی، برای ساخت به یک طراحی نسبتاً پیچیده در سیستم مغناطیسی خود نیاز دارند. اما در نوع اصلاح شده، مزیت‌های بیان شده در مورد نسبت تبدیل نوع معمولی در دسترس خواهد بود ولی دیگر نیاز به وجود کوپل مغناطیسی در دو سلف از بین خواهد رفت.

## ۲-۳- مبدل دو ورودی نه سوئیچ

در صنعت توربین‌های بادی، توربین‌ها از نظر حجم و اندازه در حال افزایش می‌باشند که این امر باعث بروز مشکلاتی می‌شود. مشکلات ناشی از وزن، هزینه و قابلیت اطمینان می‌باشند. یکی از راه‌های رفع این مشکلات تقسیم محور توربین یا Drivetrains توربین بادی و استفاده از مبدل‌های Back to Back است که این عمل مسئله وزن را حل کرده و سیستم را اقتصادی‌تر می‌کند. با انجام ای کار، سطح ولتاژ در هر یک قسمت‌ها، کاهش می‌یابد و برای انتقال توان از نواحی که توربین‌ها در آنجا قرار دارند تا

نواحی مصرف که از سیستم HVDC استفاده می‌شود، این کاهش سطح ولتاژ مشکلاتی در مورد تلفات ایجاد می‌کند [21].

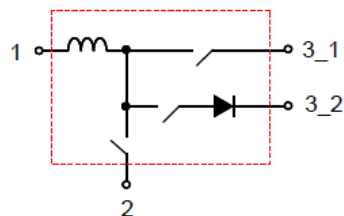


شکل ۲۰-۲ ساختار این مبدل دو ورودی با نه سوئیچ

جهت حل مشکل کاهش سطح ولتاژ برای انتقال توان به روش HVDC باید از ترانسفورماتور برای افزایش سطح ولتاژ استفاده کرد. به علت اینکه ولتاژ خروجی هر یک از این محورها، در صورت عدم حضور مبدل پیشنهادی، DC می‌باشد. بنابراین، از یک مبدل دو ورودی با نه سوئیچ استفاده می‌شود. خروجی این مبدل شکل موج مربعی دارد که قابل تحویل به ترانسفورماتور می‌باشد. در ترانسفورماتور، ولتاژها یکی شده و افزایش می‌یابند که با استفاده از مبدل دو ورودی با نه سوئیچ مشکل انتقال با خطوط HVDC حل می‌شود. همچنین به علت استفاده از این مبدل پیشنهادی، دیگر نیازی به استفاده از مبدل Back to Back نخواهد بود. این مسئله باعث می‌شود که از لحاظ تعداد ادوات الکترونیک قدرت نیز صرفه‌جویی صورت پذیرد. ساختار این مبدل دو ورودی با نه سوئیچ در شکل ۲۰-۲ نشان داده شده است. در ساختار ارائه شده برای مبدل چند ورودی پیشنهادی، از سوئیچ‌های دو جهته استفاده می‌شود که هم برای تولید ولتاژ متناوب و هم برای کاهش تلفات در سوئیچ‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرد.

## ۲-۴- گروه مبدل های DC-DC چند خروجی با یک سلف

مبدل های چند خروجی با یک سلف، که دارای سه ترمینال می باشند، همان طور که در شکل ۲-۲- ۲۱ نشان داده شده است، بسته به نوع پیکربندی آنها در گروه های مختلفی قرار می گیرند. در جدول ۱-۲- پیکربندی های مختلف ارائه شده است.

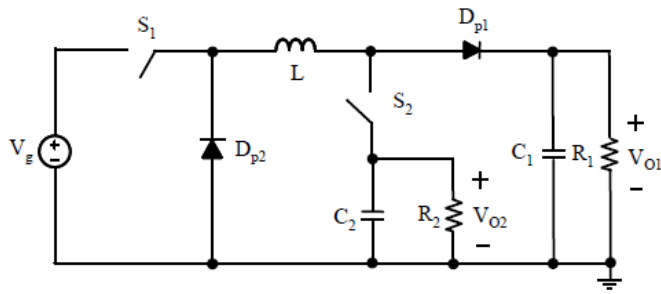


شکل ۲-۲- ۲۱ پیکر بندی سه ترمینال برای مبدل چند خروجی با یک سلف

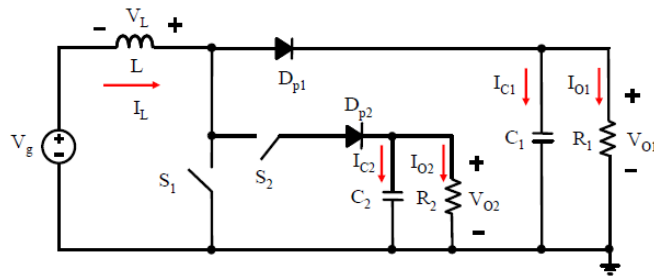
جدول ۱-۲- ۱ پیکر بندی سه ترمینال برای مبدل چند خروجی با یک سلف

شماره ساختار	۱	۲	۳	۴	۵	۶
مشترک	۱	۱	۲	۲	۳	۳
ورودی	۲	۳	۱	۳	۱	۲
خروجی	۳	۲	۳	۱	۲	۱

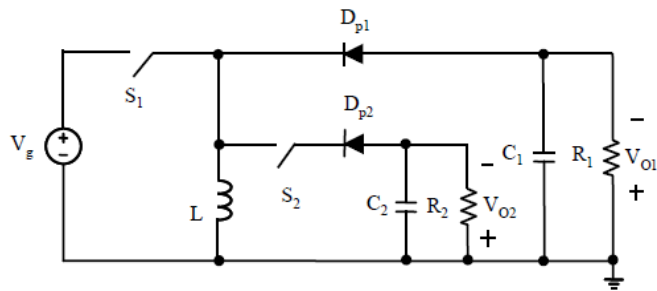
با از استفاده ساختار ۱ ، مبدل DC-DC با دو خروجی با یک سلف نوع Buck بدست می آید که در شکل ۲-۲۲ نشان داده شده است. با استفاده از ساختار ۳ ، مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Boost بدست می آید و آن در شکل ۲-۲۳ نشان داده شده است. با استفاده ساختار ۶ ، مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Buck-Boost بدست می آید که در شکل ۲-۲۴ نشان داده شده است. به طور کلی، با گسترش مبدل Buck-Boost مبدل Flyback نیز حاصل می شود که برای بدست آوردن این ساختارها لازم است که بجای سلف از ترانسفورماتور استفاده شود. بنابراین، در شکل ۲-۲۵ مبدل DC-DC دو ورودی با یک سلف نوع Flyback را نشان داده شده است [22].



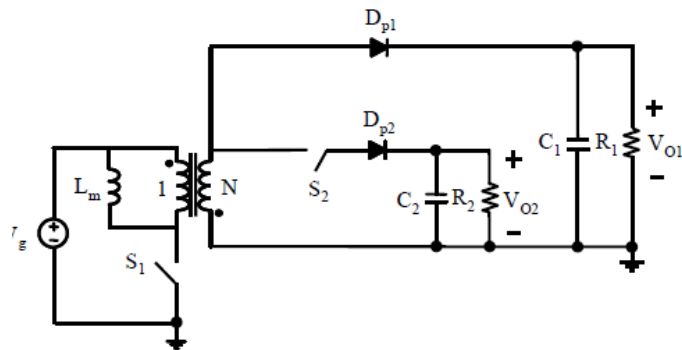
شکل ۲-۲۲ مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Buck [22]



شکل ۲-۲۳ مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Boost [22]



شکل ۲-۲۴ مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Buck-Boost [22]



شکل ۲-۲۵ مبدل DC-DC دو خروجی با یک سلف نوع Flyback [22]

## ۲-۵- مبدل چند خروجی، مدل Cell Selective Equalizer

امروزه باتری‌های قابل شارژ، برای کاربردهای مختلف از جمله صنعت تلفن، وسایل الکتریکی و منابع قدرت بدون قطعی<sup>۱</sup> یا UPS ها مورد توجه قرار گرفته‌اند. همچنین به علت توان و ولتاژ پایین باتری‌ها قابل شارژ، از جمله مهمترین نوع باتری‌ها یعنی لیتیومی، از چند عدد باتری که به صورت سری متصل شده‌اند، استفاده می‌شود، بنابراین شارژ این باتری‌ها به صورت همزمان باید انجام می‌شود.

عدم تعادل در شارژ و دشارژ این نوع باتری‌ها در کاربردهای صنعتی، می‌تواند تاثیرات نامطلوبی محیطی نیز داشته باشد، حتی ممکن است باعث آتش سوزی و یا انفجار باتری‌ها شود. تحقیقات زیادی در روش‌های شارژ باتری‌ها انجام شده است. ساده‌ترین راه برای شارژ همزمان، شارژ همزمان مقاومتی است. این روش دارای معایب اساسی است، مهم‌ترین آنها تلفات انرژی، مشکلات حرارتی و عدم دسترسی در کنترل جریان می‌باشد.

در مدارات مورد استفاده برای شارژ همزمان باتری‌ها، از انواع مختلف مبدل‌های DC-DC استفاده می‌شود. به طور کلی مدارات شارژگر همزمان را به دو دسته می‌توان تقسیم کرد:

۱. سلول‌های اکولایزر مستقل Independent Cell Equalizer

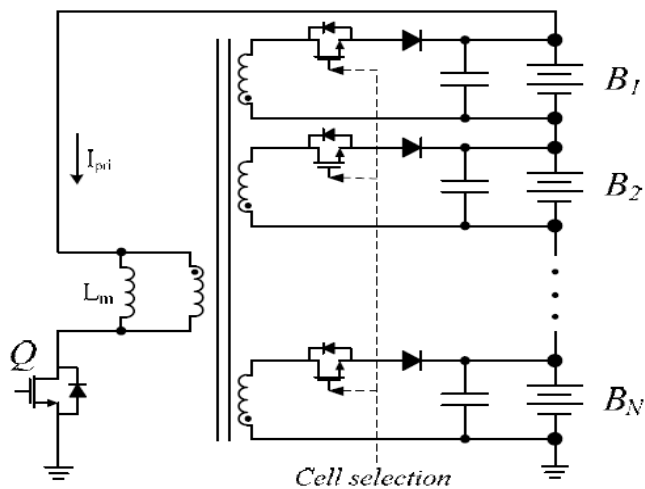
۲. سلول‌های اکولایزر انتخابی Cell Selective Equalizer

اکولایزرهای مستقل، بازده خوب و عملکرد مناسبی را از خود نشان می‌دهند اما این اکولایزرها دارای زیادی حجم و مشکل بالا بودن هزینه است و این مدارات به مبدل‌های DC-DC مجزا برای هر سلول نیاز دارند و هر یک از مبدل‌ها نیز دارای سیستم کنترلی مجزا باید باشند [23].

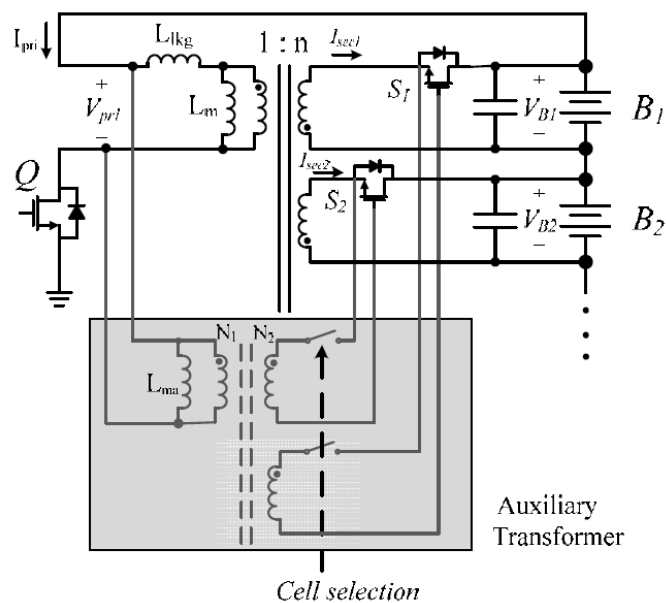
در طرف دیگر، یک اکولایزر انتخابی، یک مبدل DC-DC را بین سلول‌های مختلف به اشتراک می‌گذارد و از نظر حجم و هزینه نسبت به اکولایزر مستقل، شایسته‌تر می‌باشد. شکل ۲-۲۶ یک اکولایزر انتخابی متداول را نشان می‌دهد.

---

<sup>1</sup> Uninterruptible Power Supply



شکل ۲-۲۶ اکولایزر انتخابی متداول، یک مبدل چند خروجی [23]



شکل ۲-۲۷ یک اکولایزر انتخابی پیشنهاد شده [23]

در اکولایزر پیشنهاد شده در [23] دیود قدرت طرف ثانویه ترانسفورماتور حذف شده و در ثانویه از MOSFET قدرت استفاده شده است و بوسیله‌ی یک ترانسفورماتور دیگر کنترل MOSFET انجام می‌شود. در این مدار MOSFET قدرت، نقش یک یکسوکننده همزمان را بازی می‌کند. شکل ۲-۲۷ یک اکولایزر انتخابی پیشنهاد شده در مرجع [23] را نشان می‌دهد. اکولایزر انتخابی، دارای یک مبدل

Flyback چند خروجی می‌باشد. ترانسفورماتور کمکی که به صورت موازی با ترانس اصلی قرار گرفته است برای انتخاب سلول‌های نامتعادل می‌باشد.

## ۲-۶- مقایسه توپولوژی‌های مختلف MICها

این بخش مربوط به مقایسه ده نوع از مبدل‌های چند ورودی می‌باشد که نام‌های کامل این مبدل‌ها به همراه اسامی اختصاری آنها در جدول ۲-۲ بیان شده است. با توجه به دارا بودن مزایا و معایب مختلف، در این قسمت چهار ویژگی این مبدل‌ها با هم مقایسه شده است. لزوم این قسمت از این جهت است که با توجه به مطالبه‌ی سازنده و یا استفاده‌کننده از این مبدل‌ها و با در نظر گرفتن مشخصه‌های مختلف و انتظارات مطلوب از مبدل، هر یک از مبدل‌ها قادر به تامین بخشی از انتظارات کاربر خواهد بود.

جدول ۲-۲ اسامی و نام‌های اختصاری مبدل‌های چند ورودی

اسم اختصاری	اسم کامل
Mib	Multiple Input buck
MIB	Multiple Input Boost
MIbB	Multiple Input buck-Boost
MICUK	Multiple Input CUK
MISEPIK	Multiple Input SEPIK
MIG1	Multiple Input G1
MIBbB	Multiple Input Boost/buck-Boost
MIF	Multiple Input Flyback
MIHB	Multiple Input Half-bridge
MIFB	Multiple Input Full-bridge

از مهمترین ویژگی‌هایی که باید در انتخاب یک مبدل چند ورودی در نظر گرفت، ویژگی‌های زیر می‌باشند که در انتخاب توپولوژی مناسب نقش مهمی بازی خواهند کرد. هزینه ساخت و استفاده از این مبدل، در دسترس بودن برای ساخت مازول آن، انعطاف پذیری این مبدل‌ها و قابلیت اطمینان، چهار ویژگی موثر در انتخاب مبدل می‌باشند که در ادامه این چهار ویژگی بیان شده و در جدول ۲-۳ نتایج مقایسه، بیان شده است [24]. در این جدول مقایسه بر این منوال است که وجود "+" از "0" و "-" بهتر است. در واقع برای تشخیص وجود این مزیت در هر یک از مبدل‌ها به ترتیب از بهتر به بدتر، "++++" تا "+", "0" و "-" تا "---" می‌باشد.

جدول ۲-۳ مقایسه مبدل های چند ورودی

توپولوژی	هزینه منتظره	قابلیت ماژول شدن	قابلیت اطمینان	انعطاف پذیری
Mib	+	0	+	-
MIB	0	+	++	+
MibB	+	0	+	<b>0</b>
MICUK	0	0	0	++
MISEPIK	0	0	0	++
MIG1(1)	0	0	-	+
MIBbB	0	-	+	+++
MIF	+	0	0	<b>0</b>
MIHB	-	0	--	++++
MIFB	--	--	---	<b>0</b>

### ۲-۶-۱- قابلیت ماژول شدن

قابلیت ماژول شدن، یکی از فاکتورهای مهم در انتخاب یک مبدل چند ورودی می باشد. اساس این قابلیت، چگونگی اتصال ورودی ها و تعداد و نوع وسایل مورد استفاده در ساختار ماژول است.

در بین حالات مختلف، استفاده از خازن به عنوان فیلتر خروجی، ساده ترین نوع از ماژول هاست. بر عکس، اتصال داخلی مغناطیسی با هسته از سخت ترین و پیچیده ترین راه های ایجاد ماژول می باشد. پیچیدگی این نوع از ماژول به این علت است که سیم پیچی خاص بر روی هسته نیاز است. در جدول ۲-۳ برای رده بندی مبدل ها در مورد این قابلیت، این موارد مد نظر قرار گرفته شده است.

### ۲-۶-۲- هزینه مورد انتظار

برای مقایسه هزینه منتظره هر یک از مبدل ها، فرض شده که تمامی مبدل ها دارای چهار پایه ورودی و نسبت توان یکسان می باشند. مثلا در مورد مبدل MIBbB فرض شده چهار پایه ورودی این مبدل بین مبدل های Boost و buckBoost تقسیم می شود. زمانی که هر یک با یک سیستم تک ورودی مشابه مقایسه می شود، حداکثر صرفه جویی زمانی حاصل می شود که تعداد المان های مشترک



مراحل پیش‌تر باشد. از این رو، هزینه زمانی که تعداد المان‌های مشترک افزایش می‌یابد، کاهش خواهد یافت.

## ۲-۶-۳- قابلیت اطمینان

قابلیت اطمینان مبدل‌های چند ورودی نسبت به اتصال موازی مبدل‌های DC-DC تک ورودی مشابه، کاهش خواهد یافت. چون در مبدل‌های MI، المان‌ها به اشتراک گذاشته می‌شوند و خرابی در المان مشترک نتیجه بدتری در ورودی‌های دیگر خواهد داشت. بنابراین با افزایش تعداد المان‌های مشترک در یک مبدل چند ورودی، قابلیت اطمینان این مبدل‌ها کاهش خواهد یافت. مسئله دیگر، این است که عنصری که به عنوان المان مشترک به کار می‌رود، چه استرس و یا تنش را تحمل می‌کند، در قابلیت اطمینان موثر است. به عنوان مثال، خازن الکتریکی به اشتراک گذاشته شده از سلف مشترک در این مبدل‌ها قابلیت اطمینان را بیش‌تر کاهش می‌دهد.

در جدول ۲-۳، قابلیت اطمینان از سه وجه مورد بررسی قرار گرفته است:

۱. تعداد المان‌های مشترک
۲. نوع المان مشترک
۳. استرس ولتاژ بر روی سوئیچ

چون المان‌ها ایده‌آل فرض شده‌اند از استرس‌های جریان و ولتاژ چشم‌پوشی شده است. با توجه به جدول ۲-۳، MIFB دارای کمترین قابلیت اطمینان است چون، این مبدل دارای بالاترین استرس ولتاژ می‌باشد.

## ۲-۶-۴- انعطاف‌پذیری

انعطاف‌پذیری برای مبدل‌های چند ورودی به معنای توانایی مبدل در همساز بودن با انواع منابع ورودی می‌باشد. برای مقایسه انعطاف‌پذیری در جدول ۲-۳، دو فاکتور مورد توجه قرار گرفت.

اولی نوع واصل ورودی است. یعنی، مبدل منبع جریان<sup>۱</sup> یا همان CSC و یا مبدل منبع ولتاژ<sup>۲</sup> یا همان VSC است. دومی، نسبت تبدیل مورد بررسی قرار گرفته است. در مبدل MI ها، بدست آوردن

<sup>1</sup> Current Source Converter

<sup>2</sup> Voltage Source Converter

یک رنج وسیعی از ورودی‌ها و خروجی‌ها مطلوب است. از این رو، تنها کاهنده بودن و یا افزایشنده بودن، انعطاف‌پذیری را کاهش می‌دهد. با توجه به آنچه بیان شد، در مبدل‌هایی که از ترانسفورماتور استفاده می‌شود به علت قابلیت استفاده از چند ورودی و یا چند خروجی، انعطاف‌پذیری به شدت افزایش می‌یابد. در جدول ۲-۳، مبدل MIHB دارای بالاترین انعطاف‌پذیری می‌باشد چون هم دارای ترانسفورماتور می‌باشد و هم از نوع CSC می‌باشد. مبدل MIBbB نیز دارای انعطاف‌پذیری بالایی است چون علاوه بر دارا بودن ترانسفورماتور، قابلیت افزایشنده بودن و یا کاهنده بودن را دارا می‌باشد. مبدل‌های MICUK و MISEPIK نیز دارای انعطاف‌پذیری مناسبی می‌باشند چون هم قابلیت افزایش و کاهش خروجی را دارند و هم از نوع CSC هستند. ولی مبدل MIG1 با قبول توانایی برای افزایش و کاهش خروجی، ولی دارای منبع ولتاژ در ورودی است که این مسئله از انعطاف‌پذیری آن کم می‌کند.

## ۷-۲- معرفی منابع معمول در سیستم چند ورودی

در این قسمت بصورت مختصر، بعضی از ویژگی‌ها و مدل ریاضی منابع موجود در سیستم پیشنهادی بیان شده است. این منابع سلول‌های خورشیدی و باتری خواهد بود.

### ۷-۲-۱- سلول‌های خورشیدی

کوچک‌ترین و اساس‌ترین قسمت یک آرایه خورشیدی را سلول‌های خورشیدی تشکیل می‌دهند. این سلول‌ها زمانی که در مقابل نور قرار می‌گیرند، مثل یک باتری کوچک عمل می‌کنند. یک سلول فتوولتاییک معمولاً به ضخامتی در حدود ۳۰۰ میکرون دارد و از صفحاتی با فرم و اندازه مختلف ساخته می‌شود. مساحت سلول‌ها تأثیری روی ولتاژ تولید شده توسط آنها ندارد و معمولاً هر سلول دارای ولتاژی برابر با ۰/۵ ولت می‌باشد، اما شدت جریان حاصل از سلول‌ها تابع مساحت سلول و شدت تشعشع خورشید می‌باشد. با ازدیاد درجه حرارت، قدرت تولید سلول‌ها کاهش پیدا می‌کند. برای افزایش جریان و ولتاژ، سلول‌ها را به طور گروهی با اتصال سری و موازی در یک واحد بزرگتر نصب می‌نمایند. به این واحد بزرگتر ماژول<sup>۱</sup> می‌گویند. با نصب تعدادی از مدول‌های خورشیدی بر روی یک صفحه نگهدارنده، واحد بزرگتری

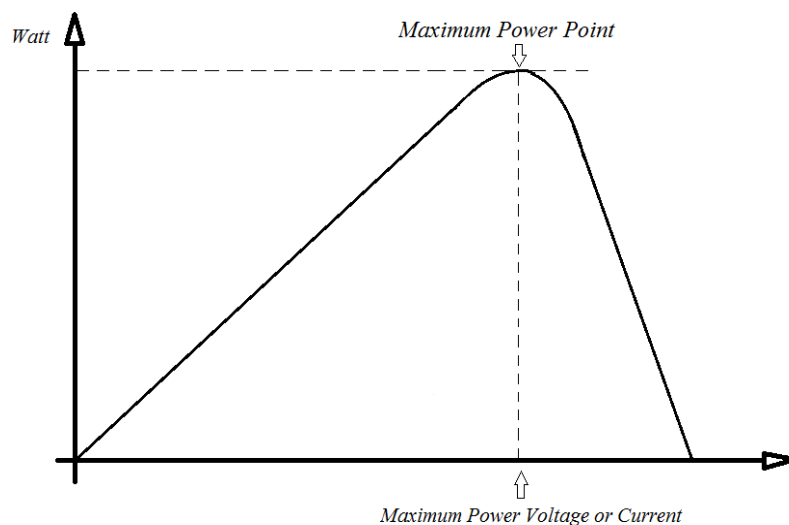
---

<sup>1</sup> Module

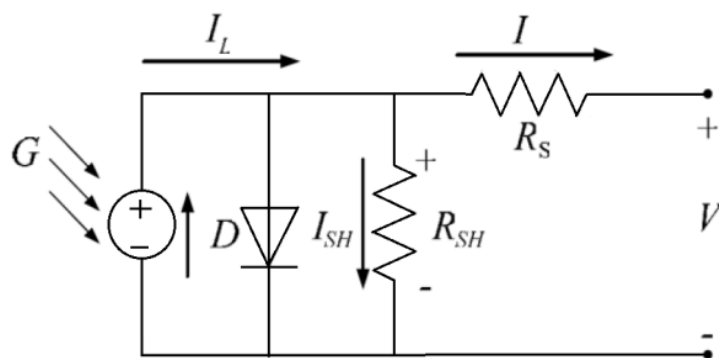
به دست می‌آید، که پنل خورشیدی نامیده می‌شود. با اتصال تعدادی پانل به یکدیگر، زیر آرایه‌ها ایجاد می‌گردند. میدانی که در آن تعداد زیر آرایه در کنار هم قرار می‌گیرند، میدان آرایه‌ها نامیده می‌شود.

سلول‌های خورشیدی می‌توانند انرژی تشعشعی فوتون‌های نور خورشید را مستقیماً به انرژی الکتریکی تبدیل کنند. این سلول‌ها نیز می‌توانند خودشان جمع‌کننده نور باشند و یا از متمرکز کننده‌های نوری مانند آینه یا عدسی محدب استفاده کنند. سلول‌های خورشیدی می‌توانند با بازدهی بین ۵ تا ۲۵ درصد عمل تبدیل انرژی را انجام دهند. امروزه موثرترین و ارزان‌ترین سلول‌های خورشیدی از سیلیسیم ساخته می‌شوند.

مقدار توان دریافتی از فتوولتایی به نقطه بهره‌برداری از آن بستگی دارد. مقدار تابش و دمای محیط نیز از دیگر عوامل موثر می‌باشند [5]. نقطه عملکرد را مقدار بار متصل به دو سر فتوولتایی تعیین می‌کند. در زمانی که بار خیلی بزرگ متصل شود، شرایط اتصال کوتاه و در زمان اتصال بار بسیار کوچک شرایط مدار باز برای سلول رخ خواهد داد و مقدار توان خروجی در هر دو حالت صفر می‌شود. منحنی توان PV نسبت به ولتاژ یا جریان یک منحنی غیرخطی است که در شکل ۲-۲۸ نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که در یک نقطه مقدار توان به حداکثر می‌رسد.



شکل ۲-۲۸ منحنی توان سلول خورشیدی



شکل ۲-۲۹ مدار معادل سلول خورشیدی

سلول خورشیدی بر اساس پیوندهای P-N نیمه رساناها ساخته شده است. بنابراین مدار معادل سلول خورشیدی بر پایه دیود نوری در شکل ۲-۲۹ مدل شده است.

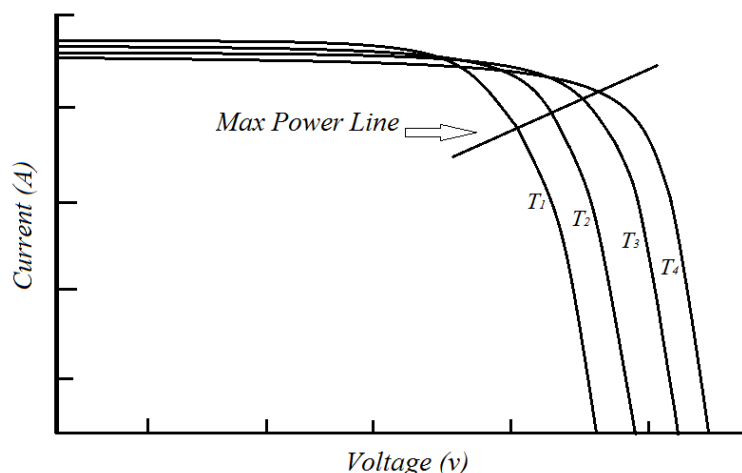
با توجه به مدل ارائه شده در شکل ۲-۲۹ و مدل ریاضی برگرفته از این مدار معادل، فرمول‌های (۱-۲) تا (۳-۲) رابطه ولتاژ و جریان یک سلول خورشیدی را نشان می‌دهد [25],[26].

$$I = I_{photo} - I_{sat} \left[ \exp\left(\frac{q}{A.k.N_s T}\right)(V + R_s I) - 1 \right] \quad (1-2)$$

$$I_{photo} = \left(\frac{S}{S_{ref}}\right) \left[ I_{ph,ref} + C_T (T - T_{ref}) \right] \quad (2-2)$$

$$I_{sat} = I_{sat,ref} \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^3 e^{\left[\frac{qE_g}{Ak} \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T}\right)\right]} \quad (3-2)$$

که در این فرمول‌ها  $V$  و  $I$  بترتیب ولتاژ و جریان خروجی فتوولتایی،  $I_{photo}$  جریان تولیدی دیود نوری،  $I_{sat}$  جریان اشباع دیود،  $A$  فاکتور ایده‌آل پیوند P-N دیود،  $q$  ثابت بار الکترون،  $k$  ثابت بولتزمن،  $T$  دمای محیط،  $S$  مقدار تابش ( $W/m^2$ )،  $R_s$  مقدار مقاومت سری در مدار معادل هستند. همچنین  $T_{ref}$  و  $S_{ref}$  بترتیب مقدار مرجع دما و تابش‌اند و  $C_T$  بازده حرارتی ( $A/K$ )،  $I_{sat,ref}$  مقدار جریان اشباع دیود در تست استاندارد و  $E_g$  انرژی فاصله بین باند نیمه رسانا است که به جنس بستگی دارد.



شکل ۲-۳۰ تغییرات منحنی ولتاژ-جریان فتوولتایی نسبت به دما

در شکل ۲-۳۰ منحنی ولتاژ-جریان فتوولتایی را می‌توان مشاهده نمود. همان‌طور که بیان شد، رابطه بین ولتاژ و جریان یک رابطه غیر خطی است. این شکل، تغییرات ولتاژ و جریان را نسبت به تغییرات دمای محیط نشان می‌دهد. بین دماها، رابطه  $T_1 < T_2 < T_3 < T_4$  برقرار است. یعنی با افزایش دما، ولتاژ مدارباز کاهش و جریان اتصال کوتاه افزایش می‌یابد. در این شکل مکانی از منحنی‌ها که مقدار توان حداکثر مقدار خود را دارا می‌باشند، با خط توان حداکثر مشخص شده‌اند.

## ۲-۷-۲- باتری

باتری وسیله‌ای است که قادر است انرژی را توسط واکنش‌های برگشت‌پذیر شیمیایی در خود ذخیره کند. باتری‌ها از نظر اندازه، نوع، ساختار و کاربرد دسته بندی می‌شوند. معمول‌ترین نوع باتری‌ها، باتری اسید سربی (Lead-acid) است اما باتری‌های دیگری مانند نیکل-کادمیوم (Nickel-Cadmium)، نیکل-آهن (Nickel-Iron) و نیکل-هیدروکسید (Nickel-Hydride) نیز در دسترس می‌باشند که باز هم از بین این انواع و دیگر مدل‌های معرفی نشده، باتری اسیدسربی برای سیستم‌های خورشیدی مناسب‌ترین است و بیش‌ترین کاربرد را دارد.

## ۲-۷-۲-۱- حالت شارژ باتری

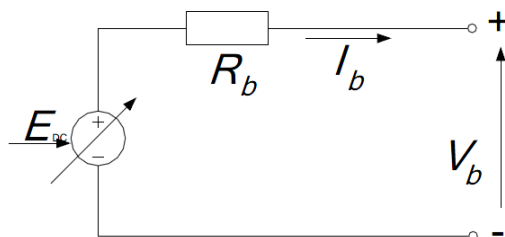
سه چیز در مورد باتری‌ها دارای اهمیت است و باید در مدیریت و کنترل باتری، آنها را در نظر گرفت. اولی حالت شارژ<sup>۱</sup> باتری یا SOC، دوم حالت سلامت<sup>۲</sup> باتری و باقیمانده زمان فعالیت ( $t_f$ ) می‌باشند. SOC باتری را می‌توان تعریف کرد [27]:

"حالت شارژ باتری عبارت است از درصدی از حداکثر شارژ ممکن که باتری قابل شارژ می‌تواند ارائه دهد"

در مورد تعیین مقدار SOC باتری، راحت‌ترین کار تهیه یک جدول (Look up Table) از مقدار SOC و ولتاژ ترمینال‌های باتری است که با دادن این جدول به یک میکروپروسسر می‌توان بر این پارامتر مدیریت کرد. اما مشکلی که بر سر این راه آسان وجود دارد این است که رابطه بین ولتاژ و مقدار شارژ به عواملی مانند دما، سرعت دشارژ و سن باتری وابستگی دارد. تهیه یک جدول از رابطه ولتاژ-حالت شارژ در دماها و سرعت‌های مختلف می‌توان این دو مشکل را برطرف کند ولی در مورد فرسایش باتری در اثر گذر ایام قضیه پیچیده خواهد شد. بنابراین ارائه یک جدول از وضعیت باتری و ولتاژ به آسانی مقدور نخواهد بود [27].

## ۲-۷-۲-۲ مدل باتری

مدل‌های باتری را می‌توان به سه دسته، مدل عملی، مدل الکتروشیمیایی و مدل مدار معادل تقسیم کرد. مدل مدار معادل مناسب‌ترین مدل برای تحلیل و شبیه سازی دینامیکی باتری است. در مرجع [1]، یک مدل ساده از باتری معرفی شده است. این مدل، باتری را به عنوان یک منبع ولتاژ قابل کنترل که با یک مقاومت سری متصل شده است، در نظر گرفته است. در شکل ۲-۳۱ مدل مذکور نشان داده شده است.



شکل ۲-۳۱ مدار معادل باتری [28]

<sup>1</sup> State of Charge

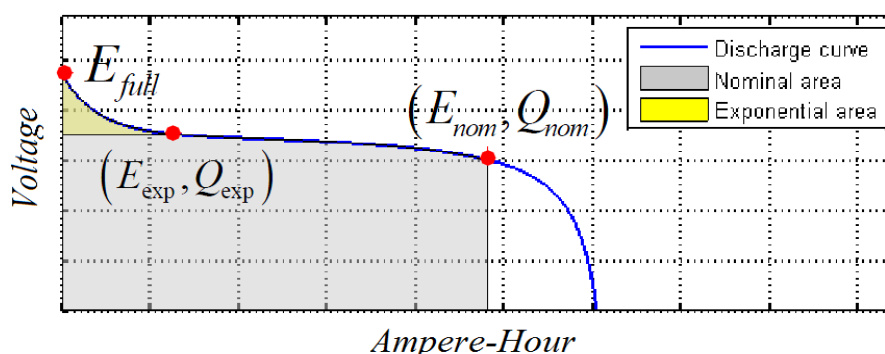
<sup>2</sup> State of Health

در بیان منبع ولتاژ کنترل شونده داریم:

$$E = E_0 - K \frac{Q}{Q - \int i_b dt} + A \cdot \exp(-B \cdot \int i_b dt) \quad (4-2)$$

که  $E_b$  ولتاژ بدون بار،  $E$  ولتاژ ثابت باتری،  $K$  ولتاژ قطبش،  $Q$  ظرفیت باتری (Ah)،  $A$  دامنه ناحیه نمایی و  $B$  عکس قابت زمانی ناحیه نمایی است.

در مدل ارائه شده فرض شده است که مقاومت داخلی باتری در طول شارژ و دشارژ ثابت خواهد ماند. فرض شده که معادلات بیان شده، هم برای حالت شارژ و هم دشارژ درست است. شکل ۲-۳۲ منحنی ولتاژ-ظرفیت باتری را نشان می‌دهد. سه نقطه  $E_{full}$ ، ولتاژ نامی باتری زمانی که پر شده است،  $(E_{exp}, Q_{exp})$  مختصات نقطه پایانی ناحیه نمایی و  $(E_{nom}, Q_{nom})$  مختصات نقطه پایانی ناحیه نرمال را نشان می‌دهند.

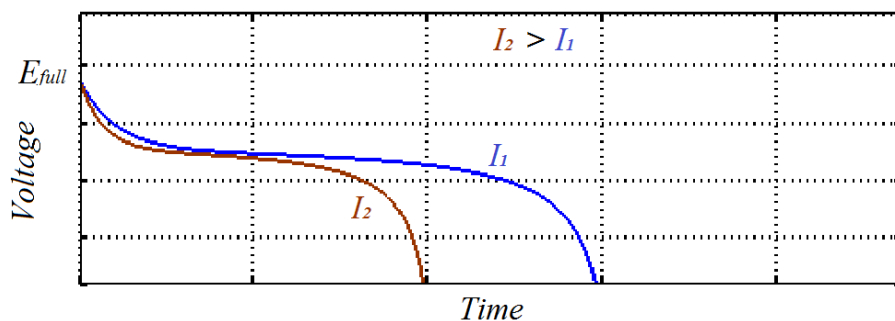


شکل ۲-۳۲ منحنی ولتاژ-ظرفیت باتری [1]

با توجه به توضیحات ارائه شده و معادله (۴-۲) داریم:

$$\begin{cases} A = E_{Full} - E_{exp} \\ B = 3 / Q_{exp} \\ k = [E_{Full} - E_{nom} + A(\exp(-B \cdot Q_{nom}) - 1)](Q - Q_{nom}) / Q_{nom} \end{cases} \quad (5-2)$$

همچنین در شکل ۲-۳۳ منحنی تغییرات ولتاژ ترمینال باتری در اثر تخلیه باتری در دو سرعت مختلف نشان داده شده است.



شکل ۲-۳۳ منحنی ولتاژ-زمان در جریان‌های مختلف [1]

## ۲-۸- کنترل بر منابع معمول سیستم‌های چندورودی

### ۲-۸-۱- رسیدن به نقطه حداکثر توان فتوولتایی

همان‌طور که در قسمت‌های پیشین بیان شد، توان تحویلی فتوولتایی به ازای یک مقدار ولتاژ و جریان مشخص، حداکثر می‌شود. همچنین زمانی که یک بار مستقیماً به دو سر سلول متصل می‌شود، نقطه کاری را برمی‌گزیند و در آن نقطه، کار می‌کند. برای این که سلول در نقطه‌ی حداکثر توان کار کند، باید بر نقطه کار سیستم کنترل پیدا کرد. برای این منظور از مبدل‌های الکترونیک قدرت، مابین سلول و بار استفاده می‌شود. سوئیچ این مبدل‌ها، توسط الگوریتم‌های مختلفی که برای رسیدن به این هدف وجود دارند، کنترل می‌شوند.

از جمله مهم‌ترین اهدافی که الگوریتم‌های موجود برای MPPT باید دنبال کنند می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- ایجاد اطمینان از اینکه در شرایط متغیر محیطی، همچنان سیستم در MPPT باقی بماند.
- سیستم در رنج مناسبی از تغییرات محیطی قابلیت دنبال کردن نقطه حداکثر توان را داشته باشد.
- سرعت رسیدن به MPP مناسب باشد.

برای برآوردن هدف MPPT، نیاز است که اندازه‌گیری‌هایی برای اجرای الگوریتم‌ها انجام شود که این اندازه‌گیری‌ها عموماً بر دو دسته‌اند. یکی فیدبک از ولتاژ و دیگری فیدبک از توان که در فیدبک از توان هم ولتاژ و هم جریان سلول اندازه‌گیری می‌شوند.



## ۲-۸-۱-۱- فیدبک ولتاژ

در این روش، ولتاژ ترمینال سلول خورشیدی به عنوان متغیر در نظر گرفته می‌شود. برای رسیدن به نقطه حداکثر توان، از مقایسه و تطبیق ولتاژ ترمینال با مقدار مطلوب ولتاژ که تحت شرایط استاندارد حاصل شده، استفاده می‌شود. این روش دارای اشکالات زیر است:

- از تاثیر تغییرات تابش و دما چشم پوشی شده است.
- برای سیستم‌های ذخیره‌ساز انرژی، کاربرد گسترده‌ای ندارد.

بنابراین، این روش برای سیستم‌هایی مانند ماهواره که تحت شرایط تابشی ثابت عمل می‌کنند، مناسب است. چون با این نوع فیدبک نمی‌توان به صورت خودکار نقطه جدید MPP که در اثر تغییرات تابش و دما حاصل شده است را بیابد.

## ۲-۸-۱-۲- فیدبک توان

در روش فیدبک توان، با رساندن مقدار  $(dP/dV)$  به صفر، هدف دستیابی به نقطه حداکثر توان محقق می‌شود. دیدگاه کلی این نوع فیدبک، رسیدن به انتقال حداکثر توان به بار است و برای این هدف نیازی به دانستن مقدار تابش و یا دمای محیط نیست که این مزیت بسیار مطلوب این روش است.

اما در روش فیدبک ولتاژی، فقط به یک اندازه‌گیری نیاز بود که در روش فیدبک توان این تعداد به دو عدد، یعنی هم اندازه‌گیری ولتاژ و هم جریان، می‌رسد. همچنین لازم به ذکر است که مبدل الکترونیک قدرتی که به عنوان واسط، هدف MPPT را برآورده می‌کند، می‌تواند در رنج وسیعی از تغییرات، به این هدف دست یابد ولی برای بالا بردن بازده توان، نیاز است از مبدل‌هایی استفاده شود که بازده بالایی دارند، بنابراین طراحی مناسب، از جمله مهمترین اهداف یک این چنین سیستمی است.

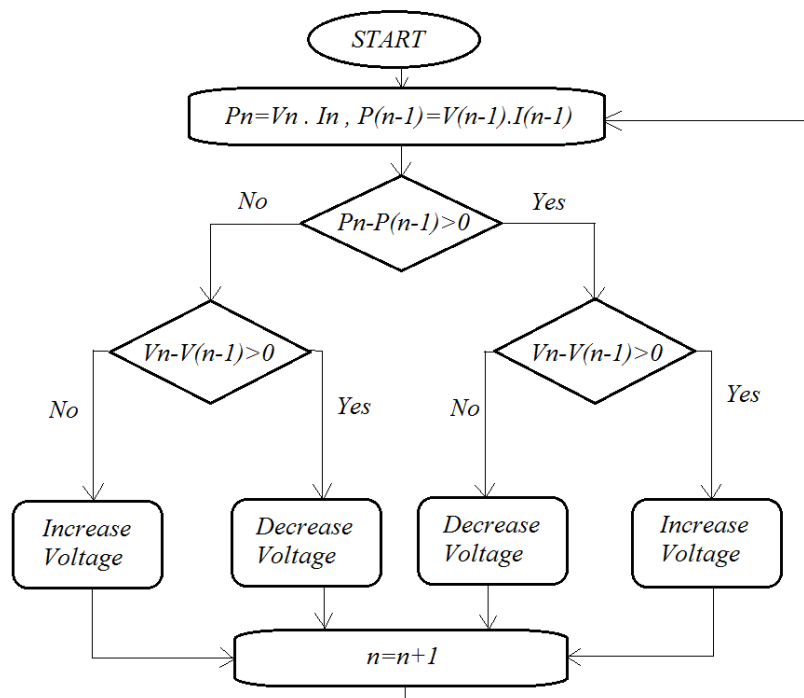
## ۲-۸-۱-۳- الگوریتم‌های کنترل MPPT

جهت استفاده بهینه از سلول خورشیدی باید از الگوریتم‌هایی استفاده شود تا سلول در نقطه حداکثر بهره‌برداری شود. برای این منظور روش‌های مختلفی مانند روش ولتاژ ثابت، اغتشاش و مشاهده، روش فازی و افزایش رسانایی و دیگر روش‌ها، ارائه شده است [28],[29]. در میان این روش‌ها، روش P&O به علت سادگی بیش‌تر مورد استفاده قرار می‌گیرد. مزیت دیگر آن، این است که در بعضی از روش -

ها مانند روش ولتاژ ثابت، نیاز است که مقدار ولتاژ مرجع سلول را در شرایط تست استاندارد از قبل دانسته و این مقدار دنبال شود. در روش P&O به این دانستن نیازی نیست. در ادامه سه روش تحت عنوان P&O و روش رویکرد پویا<sup>1</sup> و افزایش رسانایی بطور مختصر توضیح داده شده است.

## ۲-۸-۱-۴ روش P&O

مبنای این روش، محاسبه توان با استفاده از ولتاژ و جریان فتوولتایی و مقایسه آن با مقدار قبلی است. این روش به صورت متناوب اجرا می‌شود یعنی، به صورت دائم نقطه حداکثر توان، دنبال می‌شود. جهت رسیدن به نقطه حداکثر توان، تغییرات توان مشاهده می‌شود و در صورت مثبت بودن، تغییرات ولتاژ نیز بررسی می‌شود که اگر این تغییرات مثبت بود به افزایش ولتاژ ادامه داده می‌شود و اگر هم منفی بود که ولتاژ همچنان کاهش خواهد یافت. ولی اگر تغییرات توان مقداری منفی بود سپس، تغییرات ولتاژ مقداری مثبت به خود گرفت، ولتاژ فتوولتایی کاهش داده می‌شود و اگر تغییرات ولتاژ، مقداری منفی شد آنگاه ولتاژ فتوولتایی افزایش داده خواهد شد. در شکل ۲-۳۴ فلوجارت این روش ارائه شده است [30].



شکل ۲-۳۴ الگوریتم مورد استفاده در روش P&O

<sup>1</sup> Dynamic Approach

## ۲-۸-۱-۵ - روش Dynamic Approach

در این روش با بررسی رفتار سه متغیر توان، ولتاژ و جریان فتولتایی، سه حالت مختلف برای جریان فتولتایی در نظر گرفته می‌شود. این حالات عبارتند از: (۱) جریان PV کمتر از نقطه بهینه باشد، (۲) جریان PV بیش‌تر از نقطه بهینه باشد و (۳) جریان PV در نقطه بهینه قرار داشته باشد. این سه حالت با محاسبه نسبت تغییرات توان به ولتاژ حاصل می‌شود. اگر این مقدار منفی باشد، جریان در زیر مقدار بهینه قرار دارد و باید افزایش داده شود. اگر مثبت باشد در بالای مقدار بهینه بوده و به کاهش جریان دست زده می‌شود. در صورتی که این مقدار برابر صفر باشد، جریان در نقطه بهینه خود قرار گرفته است و هدف MPPT برآورده شده است [31].

## ۲-۸-۱-۶ - روش Incremental Conductance

روش افزایش رسانایی نیز یک روش برای پیدا کردن MPP است که نسبت به روش P&O بازدهی بالاتری دارد. در این روش مقدار ولتاژ و جریان در هر لحظه اندازه‌گیری می‌شود و با مقایسه رسانایی، در صدد تعیین نقطه حداکثری توان برمی‌آید. در ادامه این روش با معادلات زیر بیان شده است.

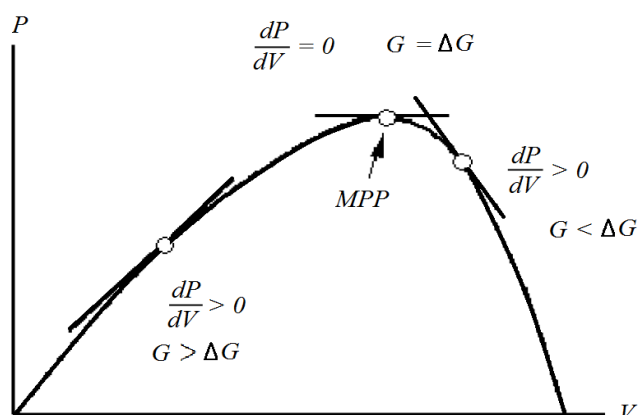
$$P = V \times I \quad (6-2)$$

با مشتق‌گیری از معادله (۶-۲) داریم:

$$dP/dV = d(VI)/dV = IdV/dV + VdI/dV = I + VdI/dV \quad (7-2)$$

طبق تعریف رسانایی داریم:  $G = I/V$  بنابراین خواهیم داشت:  $\Delta G = dI/dV$  که رسانایی افزایشی نامیده می‌شود.

معادله (۷-۲) بیان می‌کند که اگر رسانایی از رسانایی افزایشی بیش‌تر باشد، ولتاژ نقطه کار کمتر از ولتاژ نقطه حداکثر توان است و برعکس. وظیفه این الگوریتم پیدا کردن نقطه‌ای است که رسانایی و رسانایی افزایشی با هم برابر شوند. در شکل ۲-۳۵ حالت‌های موجود بیان شده است.



شکل ۲-۳۵ منحنی P-V فتوولتایی

## ۲-۸-۲- راه‌های مختلف پیاده‌سازی روش P&O

در این قسمت انواع راه‌های مختلف پیاده‌سازی روش P&O بیان شده است. لزوم بیان آن نیز از آن جهت است که در سیستم پیشنهادی از این روش جهت رسیدن به MPP استفاده شده است.

راه‌های مختلف را می‌توان به چهار روش تقسیم کرد. این راه‌ها عبارتند از:

- تولید جریان مرجع
- تولید ولتاژ مرجع
- تولید مستقیم سیکل وظیفه
- کنترل هیستریسیس

در حالت "تولید جریان مرجع" اندازه جریانی که باید از سلول کشیده شود تا به ازای آن حداکثر توان از فتوولتایی دریافت شود توسط الگوریتم بیان شده در شکل ۲-۳۴ محاسبه و تولید می‌شود. در مبدل واسط، زمان‌هایی که طبق الگوریتم نمایش داده شده نیاز است که ولتاژ کاهش یابد یعنی مقدار جریان مرجع باید افزایش یابد و عکس آن. بنابراین اندازه جریان مرجعی که مبدل واسط باید دنبال کند تا به نقطه حداکثر توان برسد ساخته می‌شود.

در حالت "تولید ولتاژ مرجع" اندازه ولتاژی که این هدف کنترلی را برآورده می‌کند را باید تولید کرد که بازهم این کار براساس همان الگوریتم ارائه شده در شکل ۲-۳۴ قابل انجام خواهد بود. در این

حالت نیز ولتاژ ساخته شده توسط مبدل واسط و کنترلرهای مناسب دنبال شده و سلول به ولتاژ مطلوبی که در آن MPPT رخ می‌دهد خواهد رسید.

در حالت "تولید مستقیم سیکل وظیفه" اندازه سیکل وظیفه برای تولید PWM مناسب جهت کنترل سوئیچ مبدل واسط، مستقیماً توسط الگوریتم روش P&O ساخته می‌شود. در این حالت برخلاف دو راه قبلی پیاده‌سازی این روش، دیگر نیازی به کنترلر اضافه جهت دنبال کردن ولتاژ و یا جریان مرجع نخواهد بود. مقدار دیوتی سیکل سوئیچ براساس اینکه قرار است ولتاژ افزایش پیدا کند و یا کاهش پیدا کند، کم و یا زیاد خواهد شد. با توجه به الگوریتم ارائه شده در شکل ۲-۳۴ ساخت مقدار دیوتی این گونه خواهد بود که: در صورتی که از مبدل Boost به عنوان واسط بار و سلول استفاده شود، در لحظاتی که به افزایش ولتاژ نیاز است مقدار دیوتی را به اندازه مقدار بسیار کوچکی کاهش داده می‌شود و در لحظاتی که به کاهش ولتاژ دو سر سلول نیاز است، اندازه دیوتی باید افزایش پیدا کند. در صورتی که از مبدل Buck به عنوان واسط بار و سلول استفاده شود، به منظور افزایش ولتاژ دوسر سلول خورشیدی، مقدار دیوتی نیز افزایش و جهت کاهش ولتاژ، آن باید کاهش پیدا کند.

در حالت "کنترل هیستریزس" دیگر نه نیازی به ساخت دیوتی سیکل به صورت مستقیم و یا از روی جریان و یا ولتاژ مرجع نخواهد بود. در این حالت روش کنترلی، فرمان روشن بود و یا خاموش بودن سوئیچ را مستقیماً صادر می‌کند و نه به کنترلر و نه موج مثلثی جهت تولید PWM مناسب نیازی نخواهد بود. در این حالت نیز با توجه به الگوریتم ارائه شده برای روش P&O، جهت افزایش ولتاژ ترمینال پنل، سوئیچ مبدل Boost باز و سوئیچ مبدل Buck باید بسته شود و جهت کاهش ولتاژ ترمینال پنل، سوئیچ مبدل Boost برعکس شرایط قبل بسته و سوئیچ مبدل Buck باید باز شود.

## ۲-۸-۳- الگوریتم شارژ و دشارژ

در این قسمت، الگوریتمی برای کنترل و مدیریت بر روی اختلاف توان تولیدی فتوولتایی و توان مورد نیاز بار DC ارائه شده است. برای بهره‌برداری از پنل‌ها در حداکثر توان خود و حفظ ولتاژ در باس DC در مقدار ثابت، وجود الگوریتمی که توان را بتواند از لینک DC به باتری و بالعکس مدیریت کند، لازم خواهد بود که به مبدل واسط بین باتری و لینک DC اعمال شود. در سیستم پیشنهادی، مبدل واسط بین باتری و لینک DC یک مبدل Buck-Boost دوجته استفاده شده است.

در این نوع از الگوریتم‌ها، با استفاده از مقدار شارژ باتری (SOC) و محاسبه مازاد توان و یا کمبود توان برای نیل به اهداف کنترلی، مد عملکردی مبدل Buck-Boost تعیین می‌شود. اصل حاکم بر این نوع از الگوریتم‌ها، مقایسه مقدار توان مصرفی بار متصل به سیستم و توان تولیدی سلول خورشیدی است. در مراجع [32] و [33] این نوع الگوریتم استفاده می‌شود.

دانستن مقدار توان مورد نیاز بار در زمان‌های مختلف، از جمله نیازهای این نوع از الگوریتم‌هاست. همچنین جهت تعیین مقدار SOC می‌توان از ولتاژ دو سر باتری که از پارامترهای اندازه‌گیری است، استفاده کرد. در محاسبه توان فتوولتایی نیز از ولتاژ و جریان دو سر پنل بهره‌برده می‌شود که از پارامترهای اندازه‌گیری سیستم پیشنهادی‌اند، زیرا این دو متغیر در الگوریتم استفاده شده برای رسیدن به نقطه حداکثر توان نیز بکار برده می‌شوند.

در توضیح الگوریتم ارائه شده باید گفت که در ابتدا مقدار SOC باتری اندازه‌گیری می‌شود، سپس با توجه به مقدار SOC و اینکه باتری قابلیت شارژ یا دشارژ دارد یا نه و همچنین با توجه به توان تولیدی فتوولتایی و توان مصرفی بار متصل به سیستم، مدهای عملکردی مبدل Buck-Boost تعیین می‌شود، در ادامه حالت‌های ممکن بیان شده است:

۱. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین باشد و توان تولیدی سلول خورشیدی از مقدار توان مورد نیاز بار بیشتر باشد، در این حالت مازاد توان در باتری ذخیره می‌شود و مبدل بین بار و باتری در مد Buck عمل خواهد کرد.

۲. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین باشد و توان تولیدی سلول خورشیدی از مقدار توان مورد نیاز بار کمتر باشد، در این حالت کمبود توان بار از باتری تامین می‌شود و مبدل بین بار و باتری در مد Boost عمل خواهد کرد.

۳. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین نباشد و همچنین مقدار آن از حد پایین SOC کمتر باشد و توان تولیدی فتوولتایی از مقدار توان مورد نیاز بار بیشتر باشد، در این حالت کمبود توان بار از باتری تامین می‌شود و مبدل بین بار و باتری در مد Boost عمل خواهد کرد.

۴. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین نباشد و همچنین مقدار آن از حد پایین SOC کمتر باشد و توان تولیدی سلول خورشیدی از مقدار توان مورد نیاز بار نیز کمتر باشد، در این حالت باتری قابلیت دشارژ شدن ندارد و مبدل Buck-Boost در مد Halt قرار می‌گیرد.

۵. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین نباشد و مقدار آن از حد بالای SOC بیشتر باشد و توان تولیدی سلول خورشیدی از مقدار توان مورد نیاز بار بیشتر باشد، در این حالت کمبود توان بار از باتری تامین می‌شود و مبدل بین بار و باتری در مد Boost عمل خواهد کرد.

۶. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین نباشد و مقدار آن از حد پایین SOC بیشتر باشد و توان تولیدی سلول خورشیدی از مقدار توان مورد نیاز بار نیز کمتر باشد، در اینصورت نیز به علت پر بودن باتری قابلیت شارژ شدن از آن سلب می‌شود و مبدل Buck-Boost در مد Halt قرار می‌گیرد.

در الگوریتم بیان شده، مد Halt به معنی خاموش شدن مبدل دوجهته در تمام مدت زمانی که شرایط گفته شده برقرار باشد. خاموش شدن کامل این مبدل باعث می‌شود که بهره‌برداری از فتوولتایی از نقطه حداکثر توان خارج شود و در نقطه‌ای که مورد نیاز بار است عمل کند.

## ۳- فصل سه

معرفی و طراحی مبدل پیشنهادی

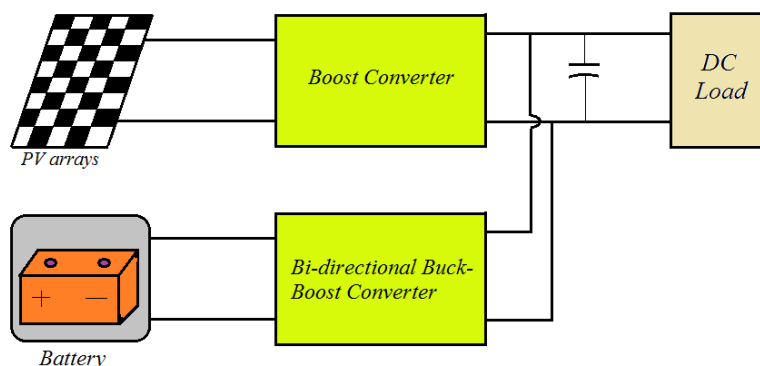


### ۳-۱- مقدمه

سیستم پیشنهادی، سیستمی ترکیبی از منابع مختلف است که دارای ورودی و خروجی‌های مختلفی می‌باشد. این ورودی و خروجی‌ها، در واقع توسط مجموعه‌ای از مبدل‌های DC-DC الکترونیک قدرت، تحت عنوان یک "مبدل چند ورودی/خروجی" به هم متصل و مرتبط می‌شوند. مبدل چند ورودی/خروجی پیشنهاد شده در واقع ترکیبی از دو مبدل تک ورودی/تک خروجی است. منابع ورودی سیستم شامل فتوولتایی و باتری می‌باشند. با توجه به نوع منابع متصل به سیستم، اهداف و روش‌های کنترلی خاصی در بحث کنترل مبدل پیشنهادی باید مدنظر قرار گیرد. در ادامه مبدل پیشنهادی معرفی و به طراحی آن پرداخته شده است.

### ۳-۲- معرفی ساختار پیشنهادی

در شکل ۳-۱ شماتیکی از سیستم مورد بررسی ارائه شده است. در این سیستم که شامل منبع فتوولتایی و باتری است، در مواقعی که باتری به سیستم توان تزریق می‌کند باتری و فتوولتایی به عنوان ورودی‌های سیستم شناخته می‌شوند و بار DC خروجی سیستم خواهد بود. در مواقعی که باتری از سیستم توان دریافت می‌کند، بار DC و باتری نقش خروجی سیستم را ایفا می‌کنند و فتوولتایی تنها ورودی سیستم محسوب می‌شود. یک مبدل تک ورودی/تک خروجی واسط بین فتوولتایی و بار DC و یک مبدل تک ورودی تک خروجی دیگر واسط بین باتری و بار DC است. در این سیستم هدف تامین یک بار DC است که به بار DC متصل می‌باشد. این منظور با دو هدف اصلی بدست خواهد آمد. اولین هدف تامین بار در ولتاژ ثابت است و دومین هدف استفاده از حداکثر توان فتوولتایی می‌باشد.



شکل ۳-۱ شماتیکی از ساختار پیشنهادی

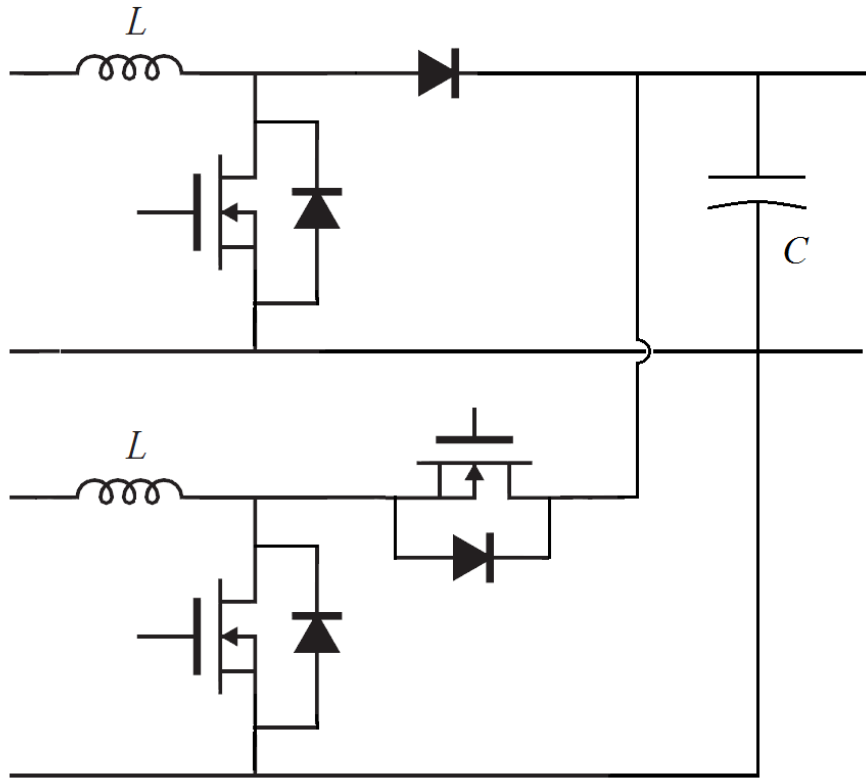
برای بدست آوردن حداکثر توان از سلول خورشیدی، همیشه به حضور یکی از انواع مبدل‌های DC-DC نیاز است که در این ساختار واسط بین سلول خورشیدی و باس DC یک مبدل Boost خواهد بود. چون سطح ولتاژ باس DC از سطح ولتاژ ترمینال فتوولتایی بیش‌تر است از یک مبدل افزایش‌دهنده استفاده شده است.

با توجه به اینکه یک باتری با قابلیت شارژ و دشارژ، برای سیستم مذکور در نظر گرفته شده است، بنابراین از یک مبدل دوجتهه بعنوان واسط بین باس DC و باتری استفاده شده است. مبدل Buck-Boost دوجتهه در واقع ترکیبی از دو مبدل Boost و Buck است که مستقل از هم می‌توانند کار کنند. اینکه توان به باتری تزریق شود و یا از آن کشیده شود، توسط این مبدل تعیین می‌شود. این کار بوسیله الگوریتم مدیریت باتری صورت می‌پذیرد. این الگوریتم، برای کنترل و مدیریت بر روی اختلاف توان تولیدی فتوولتایی و توان مورد نیاز بار DC است. مبدل دو جهته، در جهت باتری به باس DC بعنوان مبدل Boost عمل می‌کند (مد Boost) و در جهت باس DC به باتری بعنوان مبدل Buck نقش ایفا می‌کند (مد Buck).

### ۳-۳- معرفی ساختار الکترونیک قدرت سیستم پیشنهادی

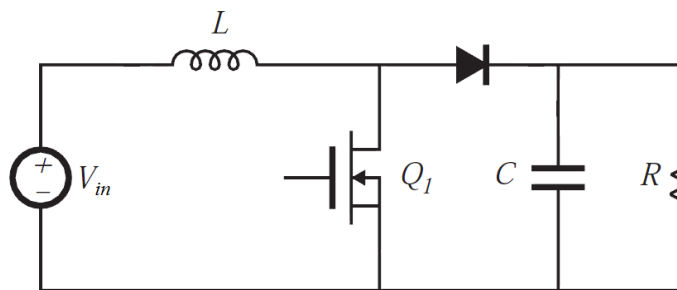
در ادامه، المان‌های موجود در مبدل‌های الکترونیک قدرتی که در سیستم، مورد استفاده قرار گرفته می‌شوند، طراحی و محاسبه خواهند شد. در مبدل چند ورودی/خروجی مطلوب، یک مبدل Boost و یک مبدل Buck-Boost دو جهته مورد استفاده قرار گرفته‌اند. این دو مبدل توسط یک خازن در خروجی سیستم به هم متصل شده‌اند. شکل ۲-۳ ساختار مبدل الکترونیک قدرت سیستم پیشنهادی را نشان می‌دهد.

در ابتدا نحوه‌ی محاسبه المان‌های مبدل Boost بیان شده است و سپس اندازه و یا نوع المان‌ها تعیین شده است. سپس اندازه المان‌های مبدل Buck-Boost دو جهته محاسبه و بیان شده است.



شکل ۳-۲ ساختار الکترونیک قدرت مبدل چند ورودی/خروجی پیشنهادی

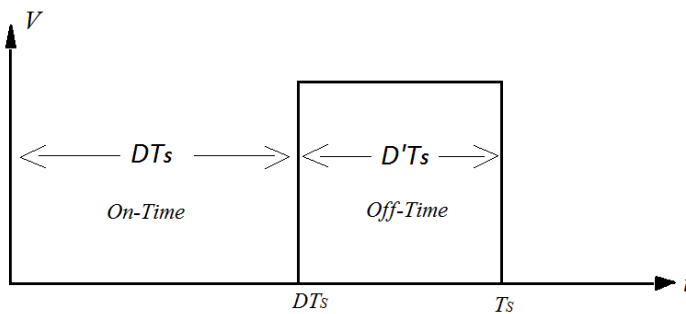
### Boost مبدل ۱-۳-۳



شکل ۳-۳ ساختار یک مبدل Boost

مبدل Boost همان طور که از نامش مشخص است ولتاژ سطح پایین تر را به ولتاژی با سطح بالاتر تبدیل می کند. یک مبدل Boost در شکل ۳-۳ نشان داده شده است.

سوئیچ این مبدل در یک فرکانس کاری ثابت عمل خواهد کرد. این فرکانس را  $f_s$  می‌نامند. مدت زمان کل یک بار خاموش و روشن شدن سوئیچ برابر  $T_s$  ثانیه خواهد بود. سوئیچ به مدت  $DT_s$  ثانیه روشن خواهد بود. لازم به ذکر است که  $D$  نسبت زمان روشن بودن سوئیچ به کل زمان عملکرد سوئیچ است. همچنین سوئیچ به مدت  $(1-D)T_s$  یا  $D'T_s$  ثانیه خاموش خواهد بود. شکل ۳-۴ منحنی ولتاژ دو سر سوئیچ بر حسب زمان نشان داده شده است.

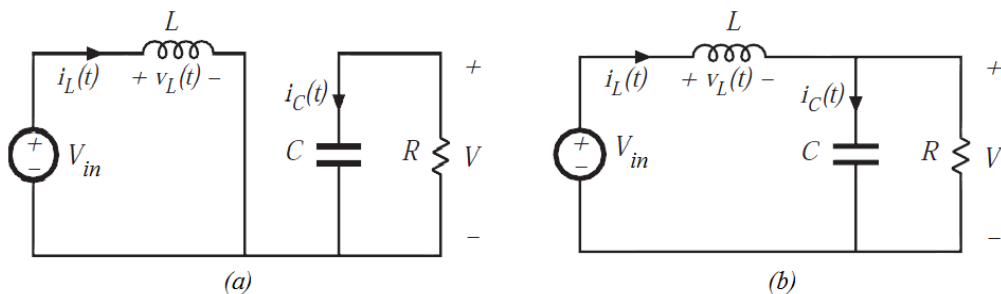


شکل ۳-۴ ولتاژ دو سر سوئیچ ایده‌آل

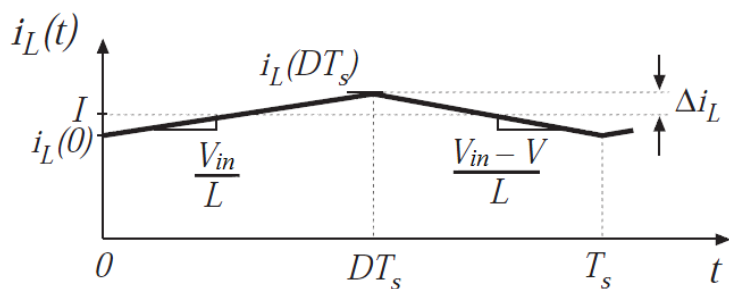
در طول فاصله زمانی اول سوئیچینگ ( $DT_s$ )، با بسته شدن سوئیچ جریان از منبع ورودی در سلف  $L$  جاری می‌شود و انرژی در سلف ذخیره می‌شود و دیود در بایاس معکوس قرار می‌گیرد و جریان به سمت بار جاری نمی‌شود. اما در فاصله‌ی زمانی دوم سوئیچینگ ( $D'T_s$ ) یعنی زمانی که سوئیچ باز می‌شود، اثر سلف و منبع ورودی هر دو در خروجی ظاهر می‌شود. در شکل (a) ۳-۵ مبدل Boost را زمانی که سوئیچ بسته است، نشان می‌دهد و شکل (b) ۳-۵ مبدل Boost را زمانی که سوئیچ باز است، نشان می‌دهد.

در بررسی و محاسبات لازم برای المان‌های مبدل، فرض بر این است که تمامی مدت مبدل در حالت جریان پیوسته<sup>۱</sup> یا CCM کار می‌کند، بنابراین در این قسمت از بررسی مبدل در دیگر مدهای اجتناب شده است. در شکل ۳-۶ حالت جریان پیوسته برای جریان سلف نشان داده شده است که در آن شرط  $i_L(t) > 0$  برقرار است.

<sup>۱</sup> Continuous Conduction Mode



شکل ۳-۵ مدهای سوئیچینگ مبدل Boost، (a) زمانی که سوئیچ بسته است و (b) زمانی که سوئیچ باز است



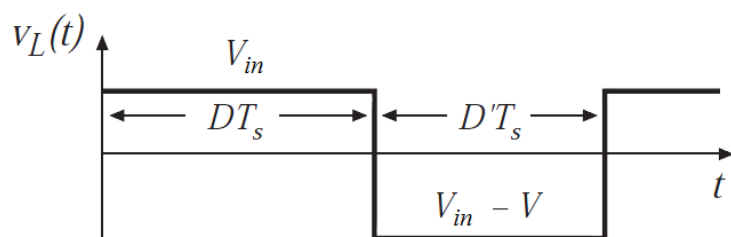
شکل ۳-۶ حالت CCM برای جریان سلف در مبدل Boost

در شکل ۳-۷ ولتاژ دو سر سلف در دو حالت سوئیچ بسته و باز نشان داده شده است. زمانی که سوئیچ بسته است ولتاژ منبع ورودی در دو سر سلف قرار می‌گیرد و سرعت افزایش جریان سلف به ولتاژ ورودی و اندازه سلف بستگی دارد. با توجه به شکل ۳-۷ ولتاژ مثبت در دو سر سلف قرار می‌گیرد و داریم:

$$V_L = V_{in} \quad (۱-۳)$$

و زمانی سوئیچ باز است مقدار معلوم در شکل ۳-۷ در دو سر سلف قرار می‌گیرد و ولتاژ سلف خواهد شد:

$$V_L = V_{in} - V \quad (۲-۳)$$



شکل ۳-۷ ولتاژ دو سر سلف در دو حالت سوئیچ بسته و باز

در شرایط پایدار، در طول یک پریود زمانی ( $T_s$ )، شکل موجها تکرار می‌شوند بنابراین مقدار میانگین جریان و ولتاژ سلف باید برابر صفر شود. زمان سوئیچینگ را می‌توان به دو زمان  $t_{on}$  و  $t_{off}$  تقسیم کرد که بترتیب مدت زمان روشن و خاموشی سوئیچ است. رابطه  $T_s = t_{on} + t_{off}$  برقرار است. با توجه به شکل ۳-۷ برای کل زمان سوئیچینگ داریم:

$$V_{in} \times t_{on} + (V_{in} - V) \times t_{off} = 0 \quad (3-3)$$

با تقسیم هر دو طرف بر  $T_s$  داریم:

$$\frac{V}{V_{in}} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (4-3)$$

با فرض اینکه بازده مبدل ۱۰۰ درصد باشد، توان ورودی به مبدل با توان دریافتی در طرف دیگه مبدل برابر خواهد بود. ( $V_{in} \times I_{in} = V \times I$ ) از اینرو:

$$\frac{I}{I_{in}} = (1-D) \quad (5-3)$$

و برای ولتاژها داریم:

$$\frac{V_{in}}{V} = (1-D) \quad (6-3)$$

### ۳-۳-۱-۱-۱- ریپل ولتاژ و جریان

آنچه که در تعیین ریپل معمول است و در مرجع [34] نیز بیان شده، برای ولتاژ خروجی ( $\Delta V$ ) ریپل حدود ۱ درصد مقدار مولفه DC ولتاژ خروجی در نظر گرفته می‌شود و برای ریپل جریان سلف مقداری متغیر بین ۱۰ تا ۲۰ درصد مقدار DC جریان سلف لحاظ می‌شود. در مورد ریپل جریان سلف

این نکته حائز اهمیت است که اگر ریپل را از این حدود کمتر در نظر گرفته شود اندازه سلف را باید بزرگتر می‌شود که هم از نظر حجم و هم هزینه ساخت، مقرون به صرفه نخواهد بود.

### ۳-۳-۱-۲- ریپل جریان سلف در مبدل Boost

طبق آنچه بیان شده، ولتاژ دو سر سلف برابر است با:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (7-3)$$

با استفاده از معادلات (۱-۳) و (۷-۳) معادله زیر بدست خواهد آمد:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_{in}}{L} \quad (8-3)$$

که  $\frac{di_L}{dt}$  شیب منحنی جریان سلف در قسمت اول زمان سوئیچینگ یعنی، مدت زمانی که سوئیچ روشن است خواهد بود. برای دومین قسمت از زمان سوئیچینگ که سوئیچ خاموش خواهد بود، با استفاده از معادلات (۲-۳) و (۷-۳) داریم:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{(V_{in} - V)}{L} \quad (9-3)$$

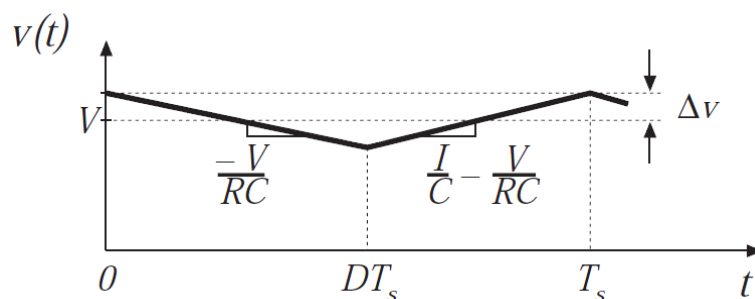
در شکل ۳-۶ مقدار  $\Delta i_L$  نشان داده شده است. مقدار  $I_{Lp-p}$  دو برابر  $\Delta i_L$  است و با توجه به بیان خطی  $\frac{di_L}{dt}$  مقدار ریپل پیک تا پیک جریان سلف خواهد بود:

$$I_{Lp-p} = 2\Delta i_L = \frac{V_{in} \times D \times T_s}{L} \quad (10-3)$$

از آنجایی که برای مبدل شرایطی با بازده ۱۰۰ درصد فرض شده است، اینکه در حالت  $DT_s$  یا  $D'T_s$  ریپل محاسبه شود فرقی نخواهد کرد. با توجه به معادله (۱۰-۳) مقدار سلفی که ریپل مطلوب را ایجاد می‌کند را می‌توان تعیین کرد.

$$L = \frac{(V_{in} \times D \times T_s)}{(2 \times \Delta i_L)} \quad (11-3)$$

### ۳-۱-۳-۳- ریپل ولتاژ خروجی در مبدل Boost



شکل ۳-۸ ریپل ولتاژ خروجی مبدل Boost

شکل ۳-۸ ریپل ولتاژ خروجی مبدل Boost را نشان می‌دهد. در شرایط عملکردی پیوسته (CCM)، مقدار پیک تا پیک ریپل ولتاژ خروجی می‌تواند با توجه به شکل ۳-۸ محاسبه شود. این مقدار در [34] به فرم زیر تعیین شده است.

$$\Delta V = I \times D \times \frac{T_s}{C} = \frac{(V \times D \times T_s)}{R \times C} \quad (۱۲-۳)$$

بنابراین می‌توان مقدار اندازه خازن مورد نیاز برای برآوردن مقدار مطلوب ریپل از معادله (۱۲-۳) تعیین کرد. همان‌طور که مشاهده می‌شود به ازای مقدار بزرگتر  $C$  مقدار ریپل ولتاژ در خروجی کاهش می‌یابد از اینرو، خازن در خروجی بعنوان یک فیلتر عمل می‌کند.

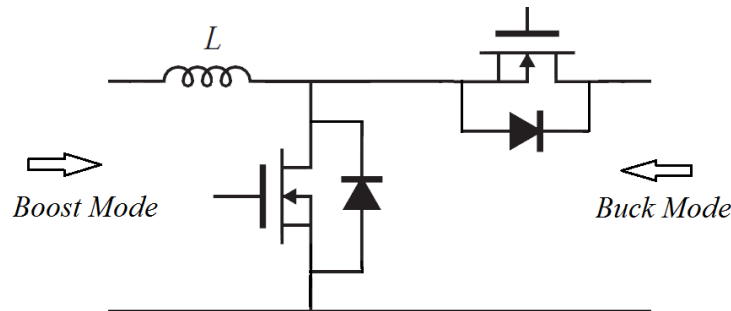
$$C = \frac{(D \times I \times T_s)}{\Delta V} \quad (۱۳-۳)$$

### ۳-۲-۳-۳- مبدل Buck-Boost دو جهته

ساختار این مبدل در شکل ۳-۹ نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود این مبدل دارای دو سوئیچ دو طرفه می‌باشد که با روشن و خاموش شدن یکی از سوئیچ‌ها مبدل به عنوان مبدل Buck و با سوئیچینگ دیگر سوئیچ به عنوان مبدل Boost عمل می‌کند. در شکل ۳-۹ مسیر Buck و Boost مشخص شده است. برای تحلیل این مبدل یک بار مبدل با سوئیچ Boost مدل می‌شود که در بالا مبدل Boost تحلیل شد و بار دیگر در حالی که سوئیچ Boost تمام مدت خاموش است و



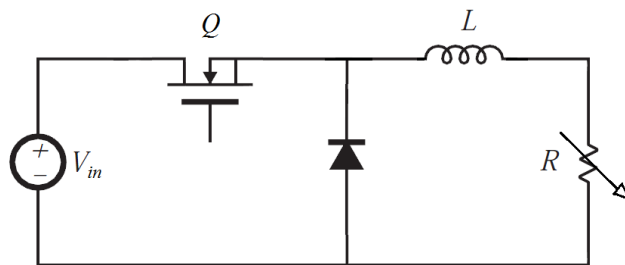
سوئیچینگ در سوئیچ Buck انجام می‌شود تحلیل انجام می‌شود که در واقع یک مبدل Buck مورد بررسی قرار می‌گیرد.



شکل ۳-۹ شماتیک مبدل Buck-Boost دوجته

### ۳-۲-۱- مبدل Buck-Boost در مد Buck

اگر بخواهیم مدل یک مبدل Buck را از شماتیک معرفی شده از مبدل Buck-Boost رسم کنیم، شکل ۳-۱۰ حاصل خواهد شد. شکل ۳-۱۰ شماتیکی از مبدل Buck موجود در مبدل Buck-Boost را نشان می‌دهد. در خروجی این مبدل یک منبع تغذیه متصل خواهد بود بنابراین از خازن خروجی چشم‌پوشی شده است. بنابراین از محاسبات مربوط به ولتاژ خروجی که در محاسبه مقدار خازن خروجی مورد استفاده قرار می‌گیرد نیز خودداری شده است.

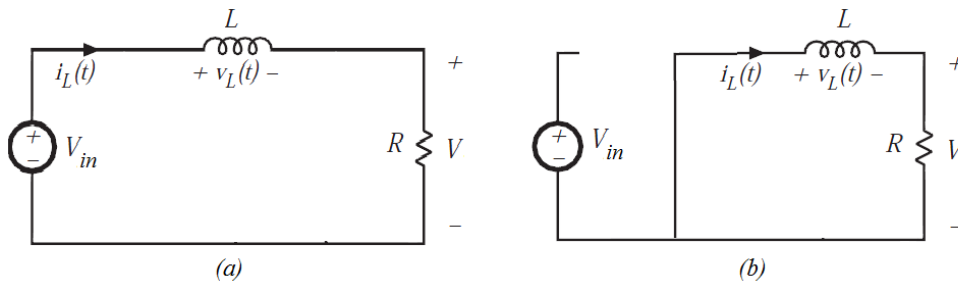


شکل ۳-۱۰ شماتیکی از مبدل Buck موجود در مبدل Buck-Boost

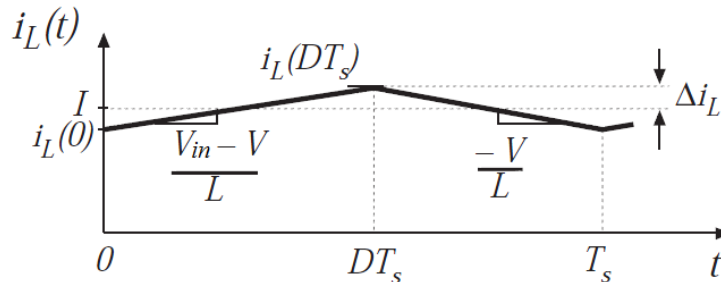
در طول فاصله زمانی اول سوئیچینگ  $(DT_S)$ ، با بسته شدن سوئیچ جریان از منبع ورودی در سلف L جاری و سپس از بار عبور می‌کند و انرژی ذخیره شده در سلف و منبع هردو بار را تامین می‌کند و دیود در بایاس معکوس قرار می‌گیرد. اما در فاصله‌ی زمانی دوم سوئیچینگ  $(D'T_S)$  یعنی زمانی که سوئیچ باز می‌شود، انرژی ذخیره شده سلف در خروجی ظاهر می‌شود. در شکل (a) ۳-۱۱ مبدل Buck

را زمانی که سوئیچ بسته است، نشان می‌دهد و شکل (b) ۱۱-۳ مدل Buck را زمانی که سوئیچ باز است، نشان می‌دهد.

در بررسی و محاسبات لازم، باز هم فرض بر این است که تمامی مدت مبدل در مد پیوسته خواهد بود، بنابراین از بررسی مبدل در دیگر مدهای عملکردی دوری شده است. در شکل ۱۲-۳ مد پیوسته برای جریان سلف نشان داده شده است که در آن شرط  $i_L(t) > 0$  برقرار است.



شکل ۱۱-۳ مدهای سوئیچینگ مبدل Buck، (a) زمانی که سوئیچ بسته است و (b) زمانی که سوئیچ باز است



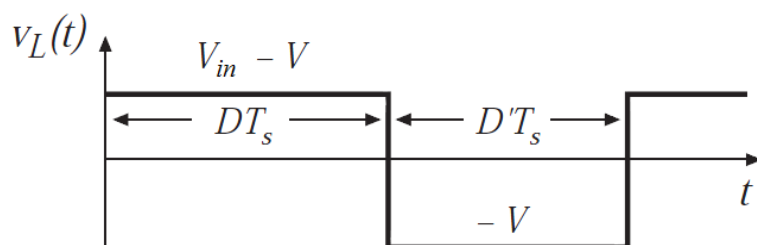
شکل ۱۲-۳ حالت CCM برای جریان سلف در مبدل Buck

در شکل ۱۳-۳ ولتاژ دو سر سلف در دو حالت سوئیچ بسته و باز نشان داده شده است. زمانی که سوئیچ بسته است ولتاژ منبع ورودی و خروجی در دو سر سلف قرار می‌گیرد و سرعت افزایش جریان سلف به ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی و مقدار سلف بستگی دارد. با توجه به شکل ۱۳-۳ ولتاژ مثبت در دو سر سلف قرار می‌گیرد چون اساساً در مبدل Buck ولتاژ خروجی از ولتاژ ورودی کمتر است و داریم:

$$V_L = V_{in} - V \quad (14-3)$$

و زمانی سوئیچ باز است مقدار معلوم در شکل ۱۳-۳ در دو سر سلف قرار می‌گیرد و ولتاژ سلف خواهد شد:

$$V_L = -V \quad (15-3)$$



شکل ۳-۱۳ ولتاژ دو سر سلف در دو حالت سوئیچ بسته و باز

در شرایط پایدار، در طول یک پریود زمانی ( $T_s$ )، شکل موجها تکرار می‌شوند بنابراین مقدار میانگین جریان و ولتاژ سلف باید برابر صفر شود. با توجه به شکل ۳-۱۳ برای کل زمان سوئیچینگ داریم:

$$(V_{in} - V) \times t_{on} + (-V) \times t_{off} = 0 \quad (16-3)$$

با تقسیم هر دو طرف بر  $T_s$  داریم:

$$\frac{V}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (17-3)$$

با فرض اینکه بازده سیستم ۱۰۰ درصد باشد توان ورودی به مبدل با توان دریافتی در طرف دیگه مبدل برابر خواهد بود. ( $V_{in} \times I_{in} = V \times I$ ) از اینرو:

$$\frac{I}{I_{in}} = \frac{1}{D} \quad (18-3)$$

و برای ولتاژها داریم:

$$\frac{V_{in}}{V} = \frac{1}{D} \quad (19-3)$$

### ۳-۲-۲-۲-۲-۲ ریپل جریان سلف در مبدل Buck

با استفاده از معادلات (۳-۱۳) و (۳-۷) معادله زیر بدست خواهد آمد:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{(V_{in} - V)}{L} \quad (20-3)$$

با استفاده از معادلات (۳-۱۵) و (۳-۷) نیز داریم:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{(-V)}{L} \quad (21-3)$$

در شکل ۳-۱۲ مقدار  $\Delta i_L$  نشان داده شده است. مقدار  $I_{Lp-p}$  دو برابر  $\Delta i_L$  است و با توجه به بیان خطی  $\frac{di_L}{dt}$  مقدار ریپل پیک تا پیک جریان سلف خواهد بود:

$$I_{Lp-p} = 2\Delta i_L = \frac{(V_{in} - V) \times D \times T_s}{L} \quad (22-3)$$

با توجه به معادله (۲۲-۳) مقدار سلفی که ریپل مطلوب را ایجاد می‌کند را می‌توان تعیین کرد.

$$L = \frac{((V_{in} - V) \times D \times T_s)}{(2 \times \Delta i_L)} \quad (23-3)$$

### ۳-۴- طراحی سخت‌افزاری در حوزه CCM

در این قسمت، حداقل مقدار عناصر تشکیل دهنده مبدل پیشنهادی محاسبه شده و با مدنظر قرار دادن این مقادیر و توجهات بیان شده در هر قسمت، مقدار استفاده شده هر یک از المان‌های مدار در مبدل مذکور، بیان خواهد شد.

#### ۳-۴-۱- طراحی سلف

در مبدل چند ورودی/خروجی مذکور، دو سلف وجود دارد. یکی در مبدل Boost و دیگری در مبدل Buck-Boost قرار دارد که اولی  $L_1$  و دومی  $L_2$  نامیده شده است.

مبدل Boost، رابط بین فتولتایی و باس DC است، بنابراین ولتاژ خروجی این مبدل، ولتاژ باس DC است که مقدار ۳۰ ولت خواهد بود. همچنین فرض شده است که بازده این مبدل ۱۰۰٪ است، یعنی توان ورودی و توان خروجی با هم برابر باشند ( $P_{in} = P_{out}$ ). برای یافتن اندازه سلف مورد نیاز به در نظر گرفتن موارد دیگری نیز نیاز است. باید توجه داشت که قرار است سلول خورشیدی در نقطه حداکثر توان خود مورد بهره‌برداری قرار گیرد، بنابراین مقدار توان ورودی مبدل، ۱۲۶ وات در میانگین تابش و دما مفروض است و با توجه به فرض ۱۰۰٪ بودن بازده، توان خروجی ۱۲۶ وات خواهد بود. جریان خروجی با توجه به  $P_o = V_o \times I_o$  و مطابق با آنچه بیان شد، خواهد بود:

$$I_o = P_o \div V_o = 126 \div 30 \cong 4.2 \text{ Amps}$$

بنا به آنچه که در قسمت‌های قبل بیان شد، مقدار مطلوب ریپل جریان برای سلف در مبدل‌های الکترونیک قدرت، حدود ۲۰-۱۰٪ جریان DC سلف می‌باشد. با فرض اینکه مبدل در فرکانس ۵۰ KHz ( $T = 20 \mu s$ ) کار می‌کند و همچنین با انتخاب مقدار ۱۰٪ برای ریپل جریان و با مقدار تعیین شده جریان سلف و معادله (۳-۱۱) داریم:

$$\Delta i_L = I_o \times 0.1 = 4.2 \times 0.1 = 0.42 A$$

$$L_1 = (V_{in} \times D \times T_s) / (2 \times \Delta i_L)$$

که مقدار D را می‌توان از معادله (۳-۶) محاسبه کرد:

$$V_{in}/V = (1 - D)$$

و با دانستن  $V_{in} = 22 v$  که ولتاژ ترمینال فتولتایی در MPPT است، داریم:

$$D = 0.2667$$

از اینرو، مقدار حداقل سلف برای ماندن مبدل در مد عملکردی پیوسته خواهد بود:

$$L_1 = (22 \times 0.2667 \times 20 \times 10^{-6}) / (2 \times 0.42)$$

$$L_1 \cong 140 \mu H$$

این مقدار، حداقل اندازه سلفی است که ریپل مطلوب جریان را در صورت برآورده شدن اندازه ولتاژ و توان بیان شده، برآورده می‌کند ولی در عمل به این مقدار اکتفا نکرده و سلف چند درصد بزرگ‌تر از آنچه محاسبه شده، انتخاب می‌شود.

این سلف در مبدلی استفاده می‌شود که جلوی سلول فتوولتایی قرار دارد و الگوریتم MPPT بر روی آن اعمال می‌شود. بنابراین ریپل ۱۰٪ برای این منظور زیاد است و هرچه ریپل جریان عبوری از سلف که همان جریان خروجی سلول خورشیدی است کمتر باشد توان در MPP بهتر و زودتر ثابت خواهد شد. با در نظر گرفتن درصد ریپل حدود ۱٪ مقدار سلف محاسبه شد و داریم:

$$L_1 = (22 \times 0.2667 \times 20 \times 10^{-6}) / (2 \times 4.2)$$

$$\therefore L_1 \cong 1.4 mH$$

که مقدار مقاومت دیده شده از سلف طراحی شده در حدود ۵۰ میلی اهم در نظر گرفته شد.

حال برای طراحی سلف مبدل Buck-Boost باید مقدار توان، جریان و ولتاژ ورودی/خروجی سیستم تعیین شود. لازم به ذکر است که سلف در این مبدل در دو حالت سلف مبدل Buck و سلف Boost بکار می‌رود بنابراین، یک بار با معادلات مربوط به مبدل Buck و یک بار با معادلات مربوط به مبدل Boost، سلف محاسبه شده و بین این دو مقدار بزرگ‌ترین برگزیده می‌شود. سلف این مبدل در حالت Boost،  $L_{21}$  و سلف این مبدل در حالت Buck،  $L_{22}$  نامیده شده است که در نهایت بزرگ‌ترین این دو مقدار به عنوان  $L_2$  معرفی و در سیستم استفاده می‌شود.

در حالت Boost، باتری ورودی مبدل و باس DC خروجی است. بنابراین ولتاژ ورودی در حدود ۱۲ ولت و ولتاژ خروجی ۳۰ ولت می‌باشد. این مبدل نیز فرض شده است که دارای بازده ۱۰۰٪ می‌باشد و توان ورودی با توان خروجی برابر است ولی نکته‌ای که حائز اهمیت است این است که توان ورودی به سیستم از ناحیه باتری، مقداری مشخص نیست و به بزرگی بار متصل به مقدار توان تولیدی پیل بستگی دارد. اما با توجه به محدودیت‌های لحاظ شده برای سیستم، حداکثر جریان ورودی از باتری به سیستم برابر ۱۰ آمپر است. مقدار جریان خروجی با توجه به معادله (۳-۵) قابل محاسبه است. اما مقدار D در این معادله با توجه به معادله (۳-۶) بدست می‌آید.

$$V_{in}/V = (1 - D) \rightarrow D = 1 - V_{in}/V$$

$$D = 0.6$$

با توجه به مقدار D و معادله (۳-۶) داریم:

$$I/I_{in} = (1 - D) \rightarrow I = I_o = 4 A$$

با در نظر گرفتن مقدار مطلوب ۱۰٪ ریپل برای جریان سلف خواهیم داشت:

$$\Delta i_L = I_o \times 0.1 = 4 \times 0.1 = 0.4 A$$

با توجه به معادله (۳-۱۱) در مورد مبدل Boost داریم:

$$L_{21} = (V_{in} \times D \times T_s) / (2 \times \Delta i_L)$$

$$L_{21} = (12 \times 0.6 \times 20 \times 10^{-6}) / (2 \times 0.4)$$

$$\therefore L_{21} = 180 \mu H$$

در حالت Buck، باس DC ورودی مبدل و باتری خروجی است. بنابراین ولتاژ ورودی در حدود ۳۰ ولت و ولتاژ خروجی ۱۲ ولت می‌باشد. در این حالت نیز مقدار جریان ورودی مبدل تابعی از توان تولیدی پنل خورشیدی و مقدار توان مصرفی بار دارد. اما با توجه به محدودیت‌های لحاظ شده برای سیستم، حداکثر جریان ورودی به باتری از سیستم برابر ۶ آمپر است. در واقع این مقدار جریان بیان شده، اندازه جریان خروجی مبدل است ( $I_o = 6A$ ). مقدار دیوتی مبدل در این مد، از رابطه (۳-۱۷) قابل محاسبه است.

$$V/V_{in} = D \rightarrow D = 12/30$$

$$D = 0.4$$

فرکانس سوئیچینگ همان ۵۰ KHz است و درصد ریپل در نظر گرفته شده برای جریان سلف، ۱۰٪ است. مقدار ریپل جریان و حداقل اندازه سلف برای کار کردن سیستم در مد پیوسته با توجه به معادله (۳-۲۳) محاسبه و بیان شده است:

$$\Delta i_L = I_o \times 0.1 = 6 \times 0.1 = 0.6 A$$

$$L_{22} = ((V_{in} - V) \times D \times T_s) / (2 \times \Delta i_L)$$

$$L_{22} = ((30 - 12) \times 0.4 \times 20 \times 10^{-6}) / (2 \times 0.6)$$

$$\therefore L_{22} = 120 \mu H$$

مشاهده می‌شود که حداقل اندازه سلف برای مبدل Buck-Boost تا سیستم بتواند در مد پیوسته کار کند در دو حالت Buck و Boost متفاوت است و در حالت Boost به سلفی با اندازه بزرگ‌تر نیاز است. با توجه به اینکه سلف در هر دو حالت یکی است، مقدار سلف بزرگ‌تر برای سیستم برگزیده می‌شود. برای بهبود عملکرد سیستم در این حالت نیز ریپل کمتری برای جریان منظور شد و سلف استفاده شده در سیستم پیشنهادی بزرگ‌تر از مقدار محاسبه شده در سیستم قرار گرفت. در این سلف مقاومت دیده شده در حدود ۲۰ میلی اهم منظور شده است. جریان عبوری از سلف مبدل دوجته بیشتر از سلف مبدل Boost است و با فرض هم مقدار بودن اندازه سلف‌ها، چون سیم‌های سلف مبدل دوجته دارای سطح مقطع بزرگ‌تری هستند پس مقاومت کمتری نیز از خود نشان می‌دهند.

### ۳-۴-۲- طراحی خازن

در طراحی خازن نیز خازن باید دو بار طراحی شود، یک بار برای مبدل Boost بین فتلنایی و باس DC قرار گرفته است و بار دیگر برای مبدل Buck-Boost در مد کاری Boost. در واقع، خازن این دو مبدل بصورت مجزا باید طراحی شود. همان طور که بیان شده است، این دو خازن به هم متصل شده و از یک خازن استفاده می‌شود بنابراین، مقدار خازن‌ها باهم جمع می‌شوند چون این دو خازن با اتصال موازی به هم یک خازن تشکیل می‌دهند.

در مبدل Boost، با مقدار میانگین دیوتی سایکل ۰/۲۶۶۷، فرکانس ۵۰ KHz، ولتاژ ورودی ۲۲ ولت، ولتاژ خروجی ۳۰ ولت و جریان خروجی ۴/۲ آمپر است و بنا بر آنچه که بیان شد، درصد رپیل ولتاژ حدود ۱ درصد مناسب است و با توجه به معادله (۳-۱۳) برای تعیین اندازه خازن داریم:

$$\Delta V_o = V_o \times 0.01$$

$$\Delta V_o = 30 \times 0.01 = 0.3 \text{ v}$$

$$C = (D \times I \times T_s) / \Delta V$$

$C_1$  اندازه خازن محاسبه شده برای مبدل Boost است:

$$C_1 = (0.2667 \times 4.2 \times 20 \times 10^{-6}) / 0.3$$

$$\therefore C_1 = 74.67 \mu F$$

در مبدل Buck-Boost نیز مانند  $C_1$  عمل می‌شود زیرا در مد Boost این مبدل بررسی می‌شود. در این مبدل ولتاژ ورودی ۱۲ ولت، ولتاژ خروجی ۳۰ ولت، مقدار دیوتی سایکل ۰/۶ و جریان ورودی حداکثر ۱۰ آمپر است. برای محاسبه جریان خروجی از فرض بازده ۱۰۰٪ استفاده می‌شود، بنابراین:

$$P_{in} = P_o \rightarrow V_o \times I_o = V_{in} \times I_{in}$$

$$I_o = (12 \times 10) \div 30 = 4 \text{ A}$$

با توجه به مقدار جریان خروجی و معادله (۳-۱۴) خواهیم داشت:



$$C = (D \times I \times T_s) / \Delta V$$

$C_2$  اندازه خازن محاسبه شده برای مبدل Buck-Boost است و مقدار و درصد ریپل ولتاژ در این مبدل نیز مانند مقدار و درصد مبدل Boost می‌باشد:

$$C_2 = (0.6 \times 4 \times 20 \times 10^{-6}) / 0.3$$

$$\therefore C_2 = 160 \mu F$$

با اتصال موازی خازن‌های  $C_1$  و  $C_2$  خازن  $C$  که در ساختار مبدل پیشنهادی مورد استفاده قرار می‌گیرد محاسبه می‌شود که در اتصال موازی داریم:

$$C = C_1 + C_2$$

بنابراین:

$$\therefore C = 160 + 74.67 = 234.67 \mu F$$

با توجه به اینکه در حالت‌ها و شرایط عملکرد مختلف سیستم، حالت‌های گذرای به وجود می‌آید که ممکن است شرایط ایده‌آلی که برای طراحی بیان شده برآورده نشود و سطح ولتاژ و جریان از حد مطلوب بالاتر برود. بنا به این دلایل، اندازه خازن نیز بزرگ‌تر از مقدار محاسبه شده برای سیستم پیشنهادی در نظر گرفته می‌شود. از اینرو یک خازن با اندازه  $600 \mu F$  در مبدل پیشنهادی استفاده شد. از مقاومت خازن چشم‌پوشی شده است.

### ۳-۴-۳ دیود

برای انتخاب دیود مناسب، سه مولفه ولتاژ شکست، سرعت و ولتاژ عبور<sup>۱</sup> در نظر گرفته می‌شود. هرچه مقدار ولتاژ عبور بیش‌تر باشد مقدار توان اتلافی در مدار بیش‌تر خواهد شد. همچنین، سرعت دیود مورد استفاده باید آنچنان بالا باشد که بتواند نقش یک سوئیچ در مقابل انرژی ذخیره شده در سلف را ایفا کند. هرچه سرعت عکس‌العمل دیود پایین‌تر باشد احتمال تخریب آن در ولتاژهای گذرا بالا، بیش‌تر شده و بازده مبدل نیز به علت سرعت پایین دیود کاهش پیدا خواهد کرد. در شرایطی که ممکن است بار بصورت ناگهانی قطع شود و همچنین در شرایط گذرا، دیود باید ولتاژ شکست مناسبی داشته باشد. با

---

<sup>1</sup> Forward Voltage

توجه به موضوعات بیان شده و همچنین با توجه به اندازه ولتاژ و جریانی که منابع در سیستم دارند، از دیودی که قابلیت تحمل ولتاژ معکوس تا ۴۵ ولت، ولتاژ عبور اتلافی ۰/۵۷ ولت و جریان مورد انتظار ۷/۵ آمپر را دارد، استفاده شد.

### ۳-۴-۴- سوئیچ

در سیستم پیشنهادی از سه سوئیچ، یکی در مبدل Boost و دو سوئیچ نیز در مبدل Buck-Boost دو جهته بهره برده شده است. با توجه به اینکه فتوولتایی در حالت MPPT ولتاژ ۲۲ ولت و جریان حدود ۵/۷ آمپر را به مبدل Boost تحویل می‌دهد، سوئیچی که ولتاژ نامی ۶۰ ولت داشته باشد و جریان عبوری آن ۱۱ آمپر باشد برای این مبدل مناسب است. با توجه به مشخصات بیان شده از معادل موجود آن در شبیه‌سازی بهره برده شد. مقدار جریان نشتی تقریباً برابر ۱۰۰ نانوآمپر دارد و مقاومت دیده شده در هنگام عبور توان تقریباً  $0.1\Omega$  است. کوچک بودن مقدار این مقاومت تلفات سوئیچینگ را کاهش می‌دهد و در نتیجه بازده مبدل افزایش خواهد یافت.

برای طراحی و تعیین اندازه سوئیچ‌های موجود در مبدل Buck-Boost، باید در نظر داشت که منبع ورودی این سیستم حداکثر جریان ۱۰ آمپر را ممکن است تزریق کند و ولتاژ ترمینال‌های باتری ۱۲ ولت و باس DC عدد ۳۰ ولت است که باز هم با توجه به مشخصات بیا شده می‌توان از همان نوع سوئیچ استفاده شده در مبدل Boost بهره برد.

### ۳-۵- مدل‌سازی مبدل‌های الکترونیک قدرت

برای اعمال و طراحی روش‌های کنترلی کلاسیک (مانند روش آنالیز مکان ریشه‌ها، دیاگرام بُد و روش نایکوئیست) در کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت، مدل سیگنال کوچک<sup>۱</sup> مبدل‌های استفاده شده در سیستم پیشنهادی در این قسمت محاسبه شده است. با استفاده از مدل میانگین<sup>۲</sup> مدار معادل مبدل‌ها که در ادامه ارائه شده‌اند این کار انجام شده است. در مبدل چند ورودی/خروجی پیشنهادی که ترکیبی از مبدل‌های Boost و Buck-Boost دو جهته است، مبدل Boost که واسط بین PV و باس DC است نیازی به این روش کنترل ندارد و کنترل آن به روش MPPT (کنترل توان) انجام شده است. مبدل

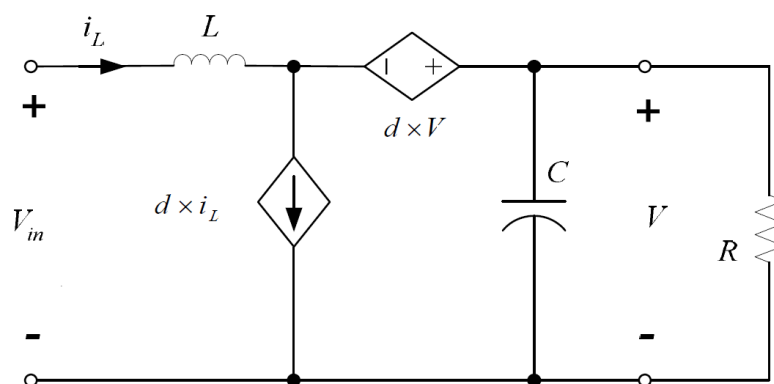
<sup>1</sup> Small-Signal Model

<sup>2</sup> Average Model

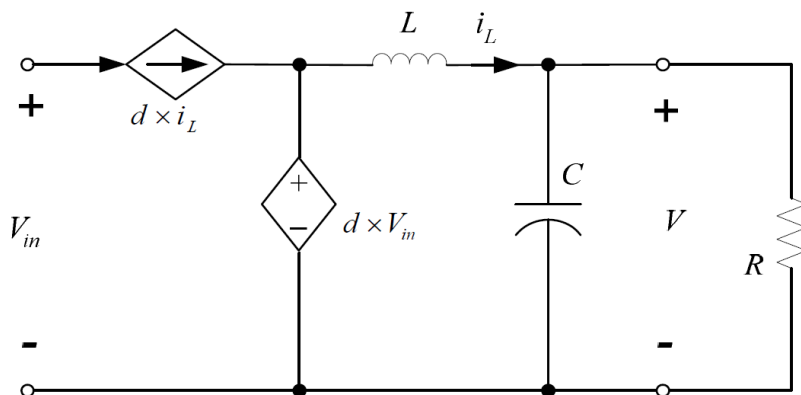
Buck-Boost به روش‌های کلاسیک کنترل می‌شود و نیاز است که برای طراحی کنترلر به تابع تبدیل سیستم دست پیدا کرد. چون که این مبدل در واقع در دو مد مجزای Boost و Buck عمل می‌کند بنابراین در ادامه دو مبدل مذکور مورد تحلیل قرار می‌گیرند. ساختار مبدل Buck با ساختارهای متداول ارائه شده برای این مبدل متفاوت خواهد بود که توضیح داده خواهد شد.

### ۳-۵-۱- مدل میانگین مبدل Boost و Buck

مدل میانگین دو مبدل Buck و Boost در این قسمت معرفی شده‌اند که این مدل برای شبیه‌سازی مبدل در بلند مدت مناسب است. مدل‌های میانگین این مبدل‌ها براساس مدل ارائه شده در [35] است. در شکل ۳-۱۴ مدل میانگین یک مبدل Boost مشاهده می‌شود. در مدل میانگین، دیودها و سوئیچ‌های الکترونیک قدرت با منابع کنترل شونده ولتاژ و جریان جایگزین شده‌اند. این مدل برای بلند مدت عملکرد مناسبی دارد. در شکل ۳-۱۵ مدل میانگین یک مبدل Buck ارائه شده است.



شکل ۳-۱۴ مدل میانگین مبدل Boost [35]



شکل ۳-۱۵ مدل میانگین مبدل Buck [34]

### ۳-۵-۱-۱- Boost تابع تبدیل مبدل

برای بدست آوردن تابع تبدیل مبدل Boost از تحلیل سیگنال کوچک استفاده شد. با توجه به شکل ۳-۱۴ و ۳-۱۵ در این حالت، مقدار  $v = V + \tilde{v}$  ،  $i = I + \tilde{i}$  ،  $v_{in} = V_{in} + \tilde{v}_{in}$  ،  $d = D + \tilde{d}$  گرفته می‌شود. در این حالت “~” بیانگر متغیر سیگنال کوچک، و متغیری که با حرف بزرگ نشان داده شده است نقطه کار مبدل می‌باشد.

با نوشتن معادلات ولتاژ و جریان کیرشف در مدل میانگین مبدل Boost داریم:

$$-V_{in}(t) + L \frac{d}{dt} i_L(t) - v(t) \times d + v(t) = 0 \quad (۲۴-۳)$$

$$i_L(t) - d \times i_L(t) = \frac{v(t)}{R} + C \cdot \frac{dv(t)}{dt} \quad (۲۵-۳)$$

معادلات (۲۴-۳) و (۲۵-۳) در حوزه فرکانس خواهند شد:

$$-V_{in}(s) + Ls.i_L(s) - v(s) \times d(s) + v(s) = 0 \quad (۲۶-۳)$$

$$i_L(s) - d(s) \times i_L(s) = \frac{v(s)}{R} + C.s.v(s) \quad (۲۷-۳)$$

با اعمال متغیرهای سیگنال کوچک در معادلات (۲۶-۳) و (۲۷-۳) داریم:

$$-(V_{in} + \tilde{v}_{in}(s)) + sL(I + \tilde{i}_L(s)) - (V + \tilde{v}(s)) \times (D + \tilde{d}(s)) + (V + \tilde{v}(s)) = 0 \quad (۲۸-۳)$$

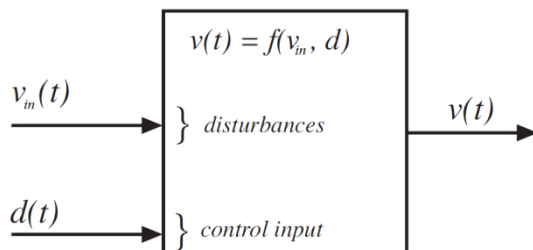
$$(I + \tilde{i}_L(s)) - (D + \tilde{d}(s)) \times (I + \tilde{i}_L(s)) = \frac{1}{R}(V + \tilde{v}(s)) + sC(V + \tilde{v}(s)) \quad (۲۹-۳)$$

در معادلات (۲۸-۳) و (۲۹-۳) جملاتی که مولفه‌های سیگنال کوچک در هم ضرب شده‌اند بعلت اینکه مقادیر بسیار کوچکی خواهند بود، چشم پوشی می‌شوند. همچنین جملاتی که فاقد مولفه‌های سیگنال کوچک هستند نیز حذف می‌شوند زیرا تحلیل در مقادیر اغتشاش انجام می‌شود نه نقطه کار، نیز می‌دانیم که مشتق از پارامترهای نقطه کار نیز صفر خواهد بود. بنابراین داریم:

$$-\tilde{v}_{in}(s) + sL\tilde{i}_L(s) - V.\tilde{d}(s) - D.\tilde{v}(s) + \tilde{v}(s) = 0 \quad (۳۰-۳)$$

$$\tilde{i}_L(s) - D.\tilde{i}_L(s) - I.\tilde{d}(s) = \frac{1}{R}\tilde{v}(s) + sC.\tilde{v}(s) \quad (۳۱-۳)$$

این مبدل در دو حالت مورد بررسی قرار می‌گیرد، یکی زمانی که ولتاژ خروجی مبدل به عنوان خروجی سیستم در نظر گرفته شود و دیگری، زمانی که جریان ورودی به مبدل Boost به عنوان خروجی سیستم برگزیده شود.



شکل ۳-۱۶ شماتیکی از ورودی/خروجی‌های مبدل برای محاسبه تابع تبدیل با خروجی ولتاژ

وقتی خروجی سیستم ولتاژ خروجی مبدل،  $\tilde{v}(s)$  باشد،  $\tilde{d}(s)$  و  $\tilde{v}_{in}(s)$  ورودی‌های سیستم خواهند بود. در شکل ۳-۱۶ شماتیکی از ورودی/خروجی‌های مبدل برای محاسبه تابع تبدیل مبدل Boost را نشان می‌دهد. از این‌رو، تغییرات ولتاژ خروجی ac در انطباق با ورودی‌های مشخص شده، خواهد بود:

$$\tilde{v}(s) = G_{vd}(s) \cdot \tilde{d}(s) + G_{vin}(s) \cdot \tilde{v}_{in}(s) \quad (32-3)$$

که توابع بیان شده در معادله (۳۲-۳) از روابط زیر محاسبه می‌شود:

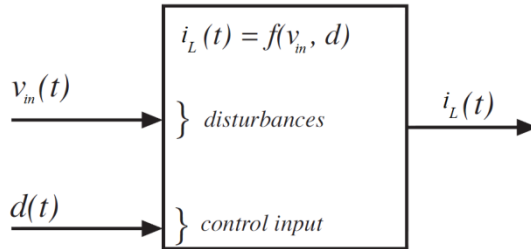
$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\tilde{v}(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}_{in}(s)=0} \quad \text{و} \quad G_{vin}(s) = \left. \frac{\tilde{v}(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0}$$

در این حالت داریم:

$$G_{vd}(s) = \frac{-\frac{I}{C} \cdot s + \frac{(1-D)V}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R.C} \cdot s + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (33-3)$$

$$G_{vin}(s) = \frac{\frac{(1-D)}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R.C} \cdot s + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (34-3)$$

توسط معادلات (۳۳-۳) و (۳۴-۳) می‌توان تغییرات ولتاژ خروجی مبدل Boost را نسبت به سیکل کاری<sup>۱</sup> و ولتاژ ورودی که در سیستم نقش اغتشاش دارد، را می‌توان کنترل کرد.



شکل ۳-۱۷ شماتیکی از ورودی/خروجی‌های مبدل برای محاسبه تابع تبدیل برای جریان ورودی

حال اگر خروجی سیستم جریان ورودی مبدل Boost،  $\tilde{i}_L(s)$  باشد،  $\tilde{d}(s)$  و  $\tilde{v}_{in}(s)$  ورودی‌های سیستم خواهند بود. در شکل ۳-۱۷ شماتیکی از ورودی/خروجی‌های مبدل برای محاسبه تابع تبدیل نشان داده شده است. از این‌رو، تغییرات جریان ورودی ac در انطباق با ورودی‌های مشخص شده، خواهد بود:

$$\tilde{i}_L(s) = G_{id}(s).\tilde{d}(s) + G_{i,in}(s).\tilde{v}_{in}(s) \quad (۳۵-۳)$$

که توابع بیان شده در معادله (۳۵-۳) از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}_{in}(s)=0} \quad \text{و} \quad G_{i,in}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0}$$

در این حالت با استفاده از معادلات (۳۰-۳) و (۳۱-۳) داریم:

$$G_{id}(s) = \frac{\frac{V}{L}.s + \frac{V}{R.L.C} - \frac{(1-D).V}{L.C}}{s^2 + \frac{1}{R.C}.s + \frac{(1-D)^2}{L.C}} \quad (۳۶-۳)$$

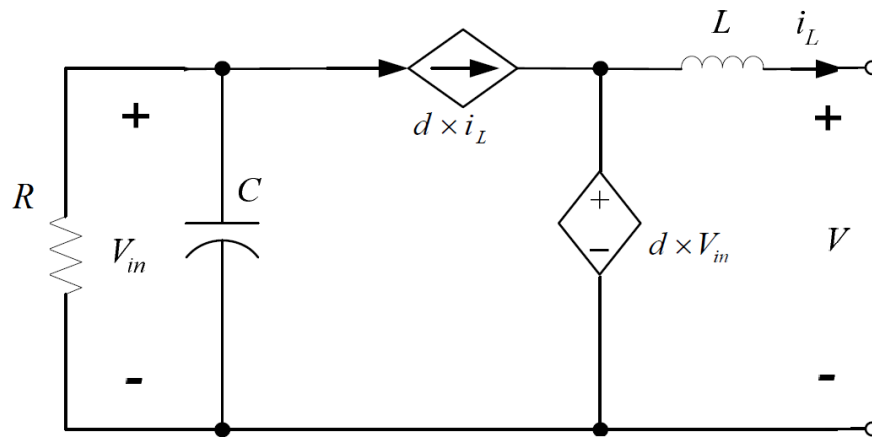
$$G_{i,in}(s) = \frac{\frac{1}{L.C}}{s^2 + \frac{1}{R.C}.s + \frac{(1-D)^2}{L.C}} \quad (۳۷-۳)$$

توسط معادلات (۳۶-۳) و (۳۷-۳) می‌توان تغییرات جریان ورودی مبدل Boost را نسبت به سیکل کاری و ولتاژ ورودی که در سیستم نقش اغتشاش دارد، را می‌توان کنترل کرد.

<sup>۱</sup> Duty Cycle

### ۳-۵-۱-۲- تابع تبدیل مبدل Buck

در شکل ۱۵-۳ مدل میانگین مبدل Buck نشان داده شده است ولی ساختاری که در این قسمت سعی شده تا تابع تبدیل آن محاسبه شود کمی متفاوت خواهد بود. مبدل Buck-Boost واسط بین باتری و باس DC است و در مد Boost ورودی مبدل باتری و خروجی باس DC است و در مد عملکردی Buck ورودی مبدل باس DC و خروجی مبدل باتری خواهد بود. در ساختار ارائه شده در شکل ۱۵-۳ مشاهده می‌شود که ورودی یک منبع و خروجی شامل خازن و بار است ولی با توجه به حالت استفاده از این مبدل در ساختار پیشنهادی، خروجی مبدل یک منبع و ورودی مبدل به بار و خازن باس DC متصل شده است. شکل ۱۸-۳ مدل میانگین پیشنهادی برای مبدل Buck در سیستم مورد بررسی است.



شکل ۱۸-۳ مدل میانگین پیشنهادی برای مد Buck در مبدل Buck-Boost

با نوشتن معادلات ولتاژ و جریان کیرشف در مدل میانگین مبدل Buck پیشنهادی داریم:

$$\frac{V_{in}(t)}{R} + C \cdot \frac{d}{dt} V_{in}(t) + d \times i_L(t) = 0 \quad (38-3)$$

$$-d \times V_{in}(t) + L \frac{d}{dt} i_L(t) + V(t) = 0 \quad (39-3)$$

با تبدیل حوزه زمان معادلات (۳۸-۳) و (۳۹-۳) به حوزه فرکانس زیر حاصل می‌شود:

$$\frac{V_{in}(s)}{R} + C \cdot s \cdot V_{in}(s) + d \times i_L(s) = 0 \quad (40-3)$$

$$-d \times V_{in}(s) + L \cdot s \cdot i_L(s) + V(s) = 0 \quad (41-3)$$

که با اعمال معادلات حالت سیگنال کوچک بیان شده در تحلیل مبدل Boost داریم:

$$\frac{V_{in} + \tilde{v}_{in}(s)}{R} + C.s.(V_{in} + \tilde{v}_{in}(s)) + (D + \tilde{d}(s)) \times (I + \tilde{i}_L(s)) = 0 \quad (42-3)$$

$$-(D + \tilde{d}(s)) \times (V_{in} + \tilde{v}_{in}(s)) + L.s.(I + \tilde{i}_L(s)) + V + \tilde{v}(s) = 0 \quad (43-3)$$

به مانند تحلیل سیگنال کوچک مبدل Boost، در معادلات (42-3) و (43-3) جملاتی که مولفه‌های سیگنال کوچک در هم ضرب شده‌اند بعلت اینکه مقادیر بسیار کوچکی خواهند بود، چشم پوشی می‌شوند. همچنین جملاتی که فاقد مولفه‌های سیگنال کوچک هستند نیز حذف می‌شوند زیرا تحلیل در مقادیر اغتشاش انجام می‌شود نه نقطه کار، نیز می‌دانیم که مشتق از پارامترهای نقطه کار نیز صفر خواهد بود. بنابراین داریم:

$$\frac{\tilde{v}_{in}(s)}{R} + C.s.\tilde{v}_{in}(s) + D\tilde{i}_L(s) + I.\tilde{d}(s) = 0 \quad (44-3)$$

$$-D.\tilde{v}_{in}(s) - V_{in}.\tilde{d}(s) + L.s.\tilde{i}_L(s) + \tilde{v}(s) = 0 \quad (45-3)$$

مطابق شماتیک بیان شده در شکل ۳-۱۶، مبدل Buck را سیستمی در نظر گرفته شده که در آن خروجی سیستم ولتاژ ورودی مبدل،  $\tilde{v}_{in}(s)$  است،  $\tilde{d}(s)$  و  $\tilde{v}(s)$  ورودی‌های سیستم خواهند بود. از این رو، تغییرات ولتاژ ورودی مبدل با توابع زیر در انطباق با ورودی‌های مشخص شده، خواهد بود:

$$\tilde{v}_{in}(s) = G_{in,d}(s).\tilde{d}(s) + G_{in,v}(s).\tilde{v}(s) \quad (46-3)$$

که توابع بیان شده در معادله (46-3) از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$G_{in,d}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_{in}(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}(s)=0} \quad \text{و} \quad G_{in,v}(s) = \left. \frac{\tilde{v}_{in}(s)}{\tilde{v}(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0}$$

در این حالت داریم:

$$G_{in,d}(s) = \frac{-\left[ \frac{I}{C}.s + \frac{D.V_{in}}{L.C} \right]}{s^2 + \frac{1}{R.C}.s + \frac{D^2}{L.C}} \quad (47-3)$$

$$G_{in,v}(s) = \frac{\frac{D}{L.C}}{s^2 + \frac{1}{R.C}.s + \frac{(1-D)^2}{L.C}} \quad (48-3)$$



حال اگر خروجی سیستم، جریان خروجی مبدل Buck،  $\tilde{i}_L(s)$  باشد،  $\tilde{d}(s)$  و  $\tilde{v}(s)$  ورودی‌های سیستم خواهند بود، مطابق با شماتیکی از ورودی/خروجی‌های مبدل که در شکل ۳-۱۷ برای محاسبه تابع تبدیل نشان داده شده است. از این رو، تغییرات جریان خروجی نسبت به ورودی‌های مشخص شده، خواهد بود:

$$\tilde{i}_L(s) = G_{id}(s).\tilde{d}(s) + G_{iv}(s).\tilde{v}(s) \quad (۴۹-۳)$$

که توابع بیان شده در معادله (۴۹-۳) از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}(s)=0} \quad \text{و} \quad G_{iv}(s) = \left. \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{v}(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0}$$

در این حالت با استفاده از معادلات (۴۴-۳) و (۴۵-۳) داریم:

$$G_{id}(s) = \frac{\frac{V_{in}}{L}.s + \left[ \frac{V_{in}}{R.L.C} - \frac{D.V_{in}}{L.C} \right]}{s^2 + \frac{1}{R.C}.s + \frac{D^2}{L.C}} \quad (۵۰-۳)$$

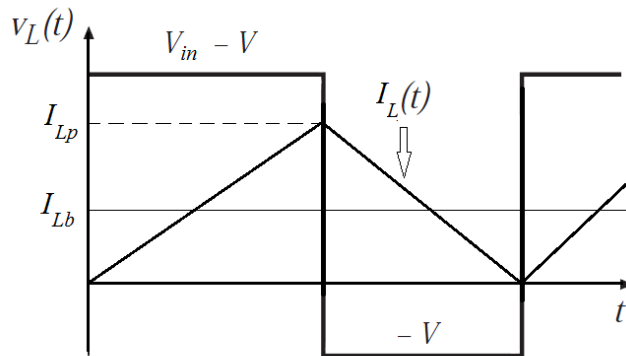
$$G_{iv}(s) = \frac{-\left[ \frac{1}{L}.s + \frac{1}{R.L.C} \right]}{s^2 + \frac{1}{R.C}.s + \frac{D^2}{L.C}} \quad (۵۱-۳)$$

بنابراین، با استفاده از معادلات (۳۳-۳) و (۴۷-۳) می‌توان بر روی مبدل Buck-Boost کنترل ولتاژی انجام داد و با استفاده از معادلات (۳۶-۳) و (۵۰-۳) می‌توان کنترل روی جریان باتری انجام داد.

### ۳-۶- طراحی مبدل پیشنهادی در حوزه DCM

با توجه به اینکه بیان شده ساختار مبدل پیشنهادی، ترکیبی از دو مبدل الکترونیک قدرت پایه Buck و Boost هستند، بنابراین در ادامه باز هم بصورت مجزا این دو مبدل در حوزه هدایت جریان ناپیوسته<sup>۱</sup> بررسی می‌شوند. این بررسی شامل طراحی عناصر تشکیل دهنده و تابع تبدیل سیستم است.

<sup>۱</sup> Discontinuous conduction mode



شکل ۳-۱۹ ولتاژ و جریان سلف در شرایط مرزی در مبدل Buck

### ۳-۶-۱- مبدل Buck

اولین قدم در طراحی مبدل در حوزه DCM بدست آوردن اندازه المان‌های مبدل در شرایط مرزی بین دو مد DCM و CCM است. در شرایط مرزی، جریان عبوری از سلف مبدل در زمانی که جریانی به سلف تزریق نمی‌شود (سوئیچ خاموش) تا صفر کاهش می‌یابد و در بازه خاموش بودن سوئیچ مقدار جریان در صفر نماند. سپس بعد از روشن شدن سوئیچ مقدار جریان مجدداً و بلافاصله زیاد می‌شود. شکل ۳-۱۹ وضعیت ولتاژ و جریان سلف را در مبدل Buck نشان می‌دهد [34].

در شکل ۳-۱۹ مقدار پیک جریان سلف و  $I_{Lb}$  مقدار متوسط جریان سلف در شرایط مرزی است. با توجه به رابطه بین ولتاژ و جریان سلف ( $V_L = L \frac{d}{dt} i_L$ ) و همچنین با محاسبه مقدار میانگین جریان می‌توان مقدار سلفی که به ازای آن شرایط DCM و یا CCM برقرار می‌شود را محاسبه کرد. رابطه (۳-۵۲) مقدار جریان میانگین سلف در شرایط مرزی نشان می‌دهد.

$$I_{Lb} = \frac{1}{T_s} \left( \frac{1}{2} \times T_s \times I_{Lp} \right) = \frac{1}{2} I_{Lp} \quad (۳-۵۲)$$

و با توجه به رابطه بین ولتاژ و جریان سلف و همچنین با توجه به شکل ۳-۱۹ داریم:

$$I_{Lp} = (V_i - V_o) \times \frac{DT_s}{L} \quad (۳-۵۳)$$

و حاصل ترکیب معادلات (۳-۵۲) و (۳-۵۳) خواهد شد:

$$I_{Lb} = \frac{DT_s}{2L}(V_i - V_o) \quad (54-3)$$

که مقدار سلفی که به ازای اندازه‌های کمتر از آن سیستم وارد مد DCM می‌شود برابر است با:

$$L = \frac{DT_s}{2I_{Lb}}(1-D) \times V_i \quad (55-3)$$

بعد از محاسبه مقدار سلف، نوبت به محاسبه اندازه خازن خواهد بود که مقدار خازن را با توجه به ریپل مورد قبول طراحی می‌شود. اندازه خازن با مقدار بار ذخیره شده در آن و ولتاژ خود رابطه (3-56) و تغییرات ولتاژ دو سر خازن رابطه (3-57) را دارد.

$$V = \frac{Q}{C} \quad (56-3)$$

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \quad (57-3)$$

که در آن، C ظرفیت خازن، V ولتاژ دو سر خازن،  $\Delta V$  تغییرات ولتاژ، Q بار ذخیره شده در خازن و  $\Delta Q$  تغییرات بار است که مقدار  $\Delta Q$  رابطه (3-58) محاسبه می‌شود [34]:

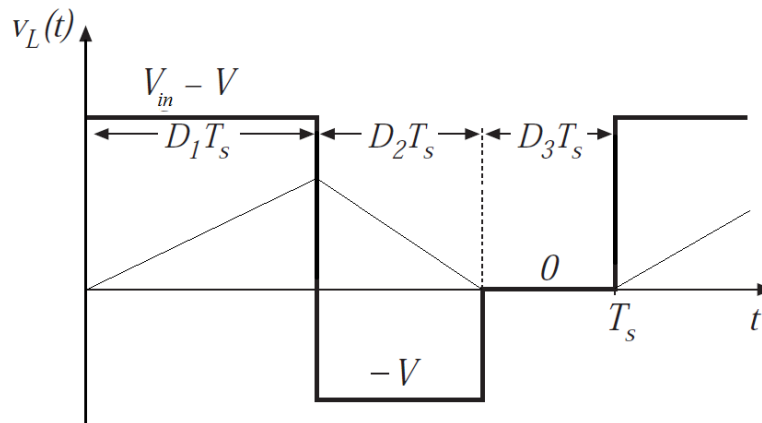
$$\Delta Q = \frac{1}{2} \times \Delta I_L \times \frac{T_s}{2} \quad (58-3)$$

و با فرض اینکه تمامی ریپل جریان از خازن عبور کند داریم:

$$\Delta V = \frac{T_s}{8C} \times V_o \times (1-D) \times T_s \quad (59-3)$$

و ظرفیت خازن مورد نیاز برای ریپل معلوم  $\Delta V$  خواهد بود:

$$C = \frac{T_s^2}{8 \times \Delta V} \times V_o \times (1-D) \quad (60-3)$$



شکل ۳-۲۰ ولتاژ و جریان سلف مبدل Buck در مد DCM

در حالت DCM، ولتاژ و جریان سلف به فرم شکل ۳-۲۰ می‌شوند. در این شکل ناپیوسته‌گی جریان مشهود است. با توجه به شکل ۳-۲۰ و مرجع [36] نسبت ولتاژها از رابطه (۳-۶۱) محاسبه می‌شود:

$$M = \frac{V}{V_{in}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \times K}{D^2}}} \quad (۳-۶۱)$$

که در آن مقدار  $K$  برابر است با:

$$K = \frac{2 \times L}{R \times T_s} \quad (۳-۶۲)$$

شرط برقراری حالت DCM را می‌توان از مقایسه مقدار  $K$  با مقدار بحرانی<sup>۱</sup> آن تعیین کرد:

$$\begin{cases} DCM & K < K_{crit} \\ CCM & K > K_{crit} \end{cases}$$

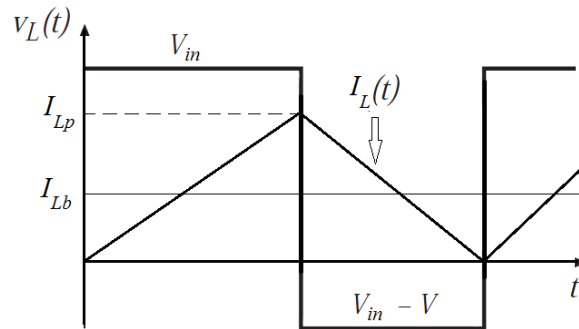
که مقدار بحرانی این متغیر برابر است با:

$$K_{crit} = (1 - D)$$

<sup>1</sup> Critical

### Boost مبدل - ۲-۶-۳

به مانند تحلیل مبدل Buck، اولین قدم تحلیل در حوزه DCM بدست آوردن مقدار سلف به ازای شرایط مرزی خواهد بود. برای این منظور ولتاژ و جریان سلف در حالت مرزی رسم شده است. شکل ۲۱-۳ وضعیت ولتاژ و ولتاژ و جریان سلف در شرایط مرزی نشان داده شده است [34].



شکل ۲۱-۳ ولتاژ و جریان سلف در شرایط مرزی در مبدل Boost

با در نظر گرفتن شکل ۲۱-۳ و رابطه بین ولتاژ و جریان سلف  $(V_L = L \frac{d}{dt} i_L)$  و همچنین با محاسبه مقدار میانگین جریان می توان مقدار سلفی که به ازای آن شرایط DCM و یا CCM برقرار می-شود را محاسبه کرد. با توجه به رابطه (۳-۵۲) و شکل ۲۱-۳ مقدار جریان میانگین سلف مبدل Boost در شرایط مرزی خواهد بود:

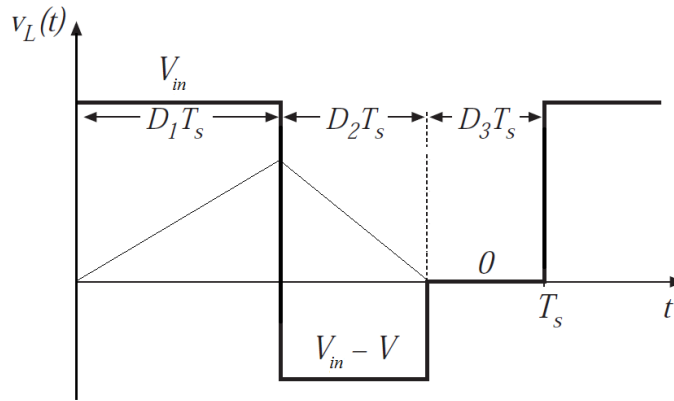
$$I_{Lb} = \frac{1}{2} I_{Lp} = \frac{D(1-D)T_s}{2L} \times (V_o) \quad (۳-۶۳)$$

بنابراین مقدار سلفی که شرایط مرزی DCM و CCM را ایجاد می کند از رابطه (۳-۶۳) قابل محاسبه خواهد بود و مقدار آن در رابطه (۳-۶۴) بیان شده است:

$$L = \frac{D(1-D)T_s}{2 \times I_{Lb}} \times (V_o) \quad (۳-۶۴)$$

جهت محاسبه اندازه خازن برای برآورده کردن ریپل مطلوب، مانند روش اعمالی در مبدل Buck می توان عمل کرد و برای اندازه خازن در حالت مورد بررسی مبدل Boost داریم [37]:

$$C = \frac{D \times V_o}{\Delta V \times R} \times T_s \quad (65-3)$$



شکل ۳-۲۲ ولتاژ و جریان سلف مبدل Boost در مد DCM

در حالت DCM، ولتاژ و جریان سلف به فرم شکل ۳-۲۲ می‌شوند. در این شکل ناپیوسته‌گی جریان قابل ملاحظه است. با توجه به شکل ۳-۲۲ و مرجع [36] نسبت ولتاژها از رابطه (۳-۶۶) محاسبه می‌شود:

$$M = \frac{V}{V_{in}} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \times D^2}{K}}}{2} \quad (66-3)$$

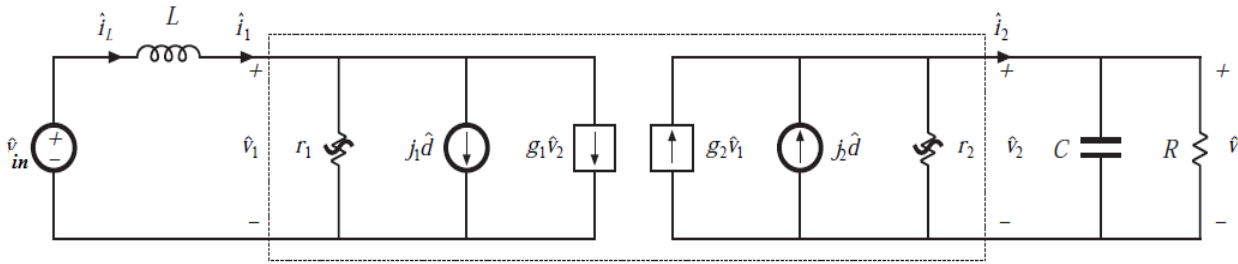
که در آن مقدار  $K$  از رابطه (۳-۶۲) قابل حصول است. شرط برقراری حالت DCM را می‌توان از مقایسه مقدار  $K$  با مقدار بحرانی آن تعیین کرد:

$$\begin{cases} DCM & K < K_{crit} \\ CCM & K > K_{crit} \end{cases}$$

که مقدار بحرانی این متغیر در مبدل Boost برابر است با:

$$K_{crit} = D \times (1 - D)^2$$





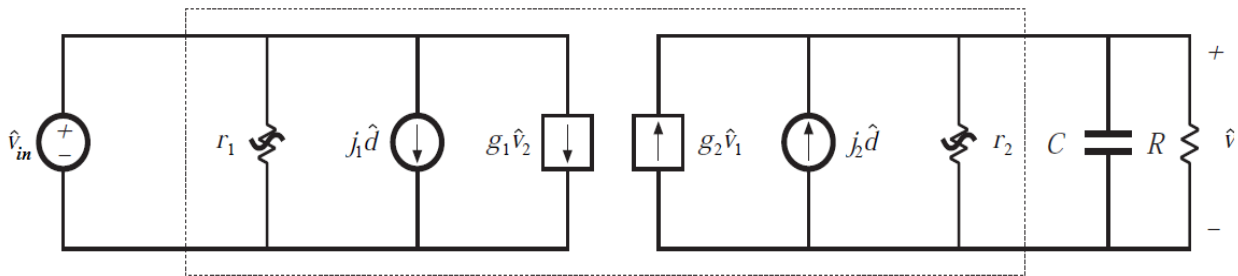
شکل ۳-۲۴ مدل سیگنال کوچک مبدل Boost در مد DCM

جدول ۳-۲ پارامترهای مدل سیگنال کوچک مبدل

$r_2$	$j_2$	$g_2$	$r_1$	$j_1$	$g_1$
$(M-1)^2 R_e$	$\frac{2V_1}{D(M-1)R_e}$	$\frac{2M-1}{(M-1)^2 R_e}$	$\frac{(M-1)^2}{M} R_e$	$\frac{2MV_1}{D(1-M)R_e}$	$\frac{1}{(M-1)^2 \times R_e}$

که  $M$  نسبت ولتاژ خروجی مبدل به ولتاژ ورودی است و در معادله (۳-۶۶) برای مبدل Buck بیان شده است. در جدول ۳-۲ مقدار  $R_e$  از رابطه (۳-۶۷) بدست می‌آید.

در مد هدایت ناپیوسته یا DCM، ناپیوستگی جریان عبوری از سلف به علت اندازه کوچک سلف است. کوچک بودن اندازه سلف فایده‌ای که در محاسبات تابع تبدیل سیستم دارد این است که می‌توان در محاسبات از آن چشم‌پوشی کرد و در نتیجه با مدل ساده‌تری از مبدل‌ها مواجه می‌شویم. در شکل ۳-۲۵ مدل سیگنال کوچک مبدل‌های Buck و Boost نشان داده شده است. با حذف سلف، مدل این دو مبدل مشابه هم خواهد بود.



شکل ۳-۲۵ مدل سیگنال کوچک مبدل Boost و Buck در مد DCM



با توجه به مدل سیگنال کوچک ساده شده اخیر، معادلات حاکم بر ولتاژ خروجی به فرم معادله (۶۸-۳) در خواهد آمد:

$$\hat{v}(s) = G_{vd} \times \hat{d}(s) + G_{vin} \times \hat{v}_{in}(s) \quad (۶۸-۳)$$

مستقل از ساختار مبدل مورد بررسی، توابع بیان شده در معادله (۶۸-۳) در معادلات (۶۹-۳) و (۷۰-۳) بیان شده که در جدول ۳-۳ مقدار پارامترهای بیان شده در این معادلات معرفی شده‌اند [36].

$$G_{vd} = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}=0} = \frac{G_{d0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (۶۹-۳)$$

$$G_{vin} = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \right|_{d(s)=0} = \frac{G_{in0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (۷۰-۳)$$

جدول ۳-۳ پارامترهای تابع تبدیل مبدل‌ها در حوزه DCM [36]

مبدل	$G_{d0}$	$G_{g0}$	$\omega_p$
Buck	$\frac{2V}{D} \times \frac{1-M}{2-M}$	$M$	$\frac{2-M}{(1-M)RC}$
Boost	$\frac{2V}{D} \times \frac{M-1}{2M-1}$	$M$	$\frac{2M-1}{(M-1)RC}$

مشاهده می‌شود که به علت نادیده گرفتن مقدار کوچک سلف در محاسبات تابع تبدیل، مرتبه سیستم به جای دو، یک شد.

### ۳-۷- طراحی سخت افزاری مبدل پیشنهادی در حوزه DCM

در این قسمت، مقدار عناصر تشکیل دهنده مبدل چند ورودی/خروجی محاسبه شده و با مدنظر قرار دادن این مقادیر و توجهات بیان شده در هر قسمت، مقدار استفاده شده هر یک از المان‌های موجود مدار در مبدل مذکور، بیان شده است. در حوزه CCM مقادیر محاسبه شده برای سلف و خازن، حداقل مقادیر بودند و مقادیری که در عمل و شبیه‌سازی استفاده شده‌اند، مقادیری به مراتب بزرگ‌تر از آنچه که

محاسبه شده خواهند بود. اما در حوزه DCM این قانون برقرار نیست و مقادیر محاسبه شده حد بالای اندازه‌ی عناصر مدار خواهند بود.

لازم به ذکر است که طراحی در حوزه DCM برای مبدل Buck-Boost انجام می‌شود و مبدل Boost که رابط بین فتوولتایی و باس DC است بر مبنای حوزه CCM استفاده می‌شود. علت این امر، این است که در حوزه DCM جریان عبوری از سلف، ناپیوسته می‌شود که این باعث عدم ثبوت توان دریافتی از فتوولتایی در نقطه حداکثر توان خواهد شد. پس باز هم با تقسیم مبدل Buck-Boost به دو مبدل Buck و Boost طراحی سلف و خازن برای این دو نوع مبدل انجام می‌شود.

### ۳-۷-۱- طراحی سلف

در طراحی سلف در حوزه DCM دیگر به تعیین مقدار ریپل مطلوب برای جریان نیازی نیست و معیار تعیین اندازه سلف، این است که سلف انتخاب شده، کمتر از مرز حوزه DCM باشد. برای رسیدن به این هدف نیاز است که اندازه سلفی که شرایط مرزی را ایجاد می‌کند را تعیین کرد. با استفاده از رابطه (۳-۵۵) برای مبدل Buck مقدار سلف برابر خواهد بود با:

$$L = \frac{DT_s}{2I_{Lb}}(1-D) \times V_i$$

ولتاژ ورودی مبدل Buck که به باس DC متصل است، ۳۰ ولت است. اندازه سیکل وظیفه سیستم که در واقع در مبدل Buck برابر است با نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی، ۰/۴ می‌باشد زیرا ولتاژ ورودی همان طور که بیان شد ۳۰ ولت و ولتاژ خروجی که به باتری اسیدسربی متصل است ۱۲ ولت است. مقدار میانگین جریانی است که در مد کاری Buck (شارژ باتری) از سلف مبدل Buck-Boost عبور می‌کند که حداکثر مقدار آن ۵ آمپر در نظر گرفته شده است. با توجه به فرکانس کاری ۵۰ KHz، اندازه  $T_s$ ، ۲۰  $\mu s$  است پس داریم:

$$L = \frac{(0.4) \times (20 \times 10^{-6})}{2 \times (5)} (1 - 0.4) \times 30$$

$$\therefore L = 14 \mu H$$

مقدار محاسبه شده برای حالتی که مبدل در مد Buck کار می کند و باید اندازه سلفی که در مد Boost شرایط مرزی را ایجاد می کند را محاسبه کرد. برای این منظور از معادله (۳-۶۴) برای تعیین اندازه سلف استفاده می شود. بنابراین :

$$L = \frac{D(1-D)T_s}{2 \times I_{Lb}} \times (V_o)$$

که در آن اندازه دیوتی سایکل که برابر است با اختلاف نسبت ولتاژ ورودی به خروجی با یک (  $D = 1 - \frac{V_i}{V_o}$  ) با توجه به اینکه ولتاژ ورودی ۱۲ ولت و ولتاژ خروجی ۳۰ ولت است مقدار سیکل وظیفه ۰/۶ است.  $I_{Lb}$  جریان میانگینی است که در هنگام دشارژ شدن باتری از سلف عبور می کند و این مقدار در ۵ آمپر محدود شده است و  $T_s$  قبلاً مشخص شده است. بنابراین داریم:

$$L = \frac{(0.6) \times (1 - 0.6)(20 \times 10^{-6})}{2 \times (5)} \times 30$$

$$\therefore L = 14 \mu H$$

ملاحظه می شود که اندازه سلفی که شرایط مرزی برای دو مد مختلف ایجاد می کند برابر هم هستند. اما این مقدار شرایط مرزی را برآورده می کند و مقدار سلفی که در سیستم استفاده می شود باید از این اندازه کوچک تر باشد که در سیستم پیشنهادی برای اینکه مبدل در حوزه DCM کار کند اندازه  $L = 10 \mu H$  برگزیده شد.

### ۳-۷-۲- طراحی خازن

خازن خروجی دو مبدل Buck و Boost نیز در این حوزه نیاز به محاسبه دارند ولی این نکته را باید یادآوری کرد که خازن خروجی مبدل در مد Boost همان خازن لینک DC است ولی خازن خروجی مبدل در مد Buck در ساختار پیشنهادی مبدل چند ورودی/خروجی حذف شده است بنابراین در این قسمت فقط به طراحی خازن مبدل در مد Boost اقدام شده است. برای این منظور از رابطه (۳-۶۵) استفاده شده است. در این رابطه درصد ریبیل ولتاژ خروجی مهم است و طبق قرارداد بیان شده در قسمت طراحی مبدل در حوزه CCM درصد ریبیل ولتاژ خروجی را یک درصد در نظر گرفته می شود. بنابراین:

$$\Delta V = 0.01 \times V_o$$

$$\Delta V = 0.01 \times (30) = 0.3v$$

و با توجه به رابطه (۳-۶۵) داریم:

$$C = \frac{D \times V_o}{\Delta V \times R} \times T_s$$

$$C = \frac{(0.6) \times (30)}{(0.3) \times (5)} \times (20 \times 10^{-6})$$

$$C = 240 \mu F$$

مقدار محاسبه شده برای مبدل Buck-Boost در حوزه DCM با مقدار خازن محاسبه شده برای مبدل Boost در حوزه CCM تقریبا برابر است و با استفاده از خازنی با این اندازه، ولتاژ خروجی روی باس DC دارای نوساناتی در حدود دو درصد خواهد شد.

# ۴ - فصل چهار

کنترل ساختار پیشنهادی

## ۴-۱- مقدمه

در این فصل، ابتدا الگوریتمی پیشنهادی جهت تعیین مد شارژ و دشارژ باتری معرفی می‌شود. سپس بعد از بدست آوردن روابط حاکم بر مبدل پیشنهادی، در این فصل اندازه المان‌های موجود در آن محاسبه می‌شود. در ادامه نیز با محاسبه مقدار عددی توابع تبدیل و طراحی جبران‌سازهای موثر و مفید، عملیات کنترلی لازم بر سیستم مورد بررسی انجام می‌شود.

## ۴-۲- الگوریتم پیشنهادی تعیین شارژ و دشارژ

در سیستم پیشنهادی برای مدیریت بر منابع فتوولتایی و باتری، حداکثر شش اندازه‌گیری برای کنترل سیستم نیاز است. آنچه مسلم است، کاهش تعداد این اندازه‌گیری‌ها مطلوب می‌باشد نه اضافه شدن آنها. با توجه به الگوریتم بیان شده در قسمت "الگوریتم شارژ و دشارژ"، ملاحظه می‌شود که علاوه بر دانستن مقادیری که باید در سیستم پیشنهادی، اندازه‌گیری شود به دانستن پروفایل توان مصرفی بار متصل شده به باس DC نیز نیاز است زیرا مبنای کار در الگوریتم بیان شده، مقایسه توان تولیدی پنل با توان مصرفی بار است. برای رفع این مشکل در این قسمت الگوریتم جدیدی پیشنهاد شده که به دانستن پروفایل توان بار، نیازی نخواهد بود.

در این روش، اساس بر مقایسه مقاومت دیده شده در باس DC و مقاومت معادل سلول خورشیدی است. این کار را نیز می‌توان به دو روش انجام داد که در هیچ کدام از این روش‌ها نیازی به دانستن پروفایل توان بار و یا انجام اندازه‌گیری اضافی نیست. در راه اول مقدار مقاومت معادل پنل و باس DC را از طریق دانستن ولتاژ و جریان هر دو حساب کرد:

$$R_{pv} = V_{pv} \times I_{pv} \quad \text{و} \quad R_l = V_{Bus} \times I_{Bus} \quad (۴-۱)$$

که در  $V_{Bus}$  ولتاژ و  $I_{Bus}$  جریان باس DC و  $V_{pv}$  ولتاژ و  $I_{pv}$  جریان سلول خورشیدی است.

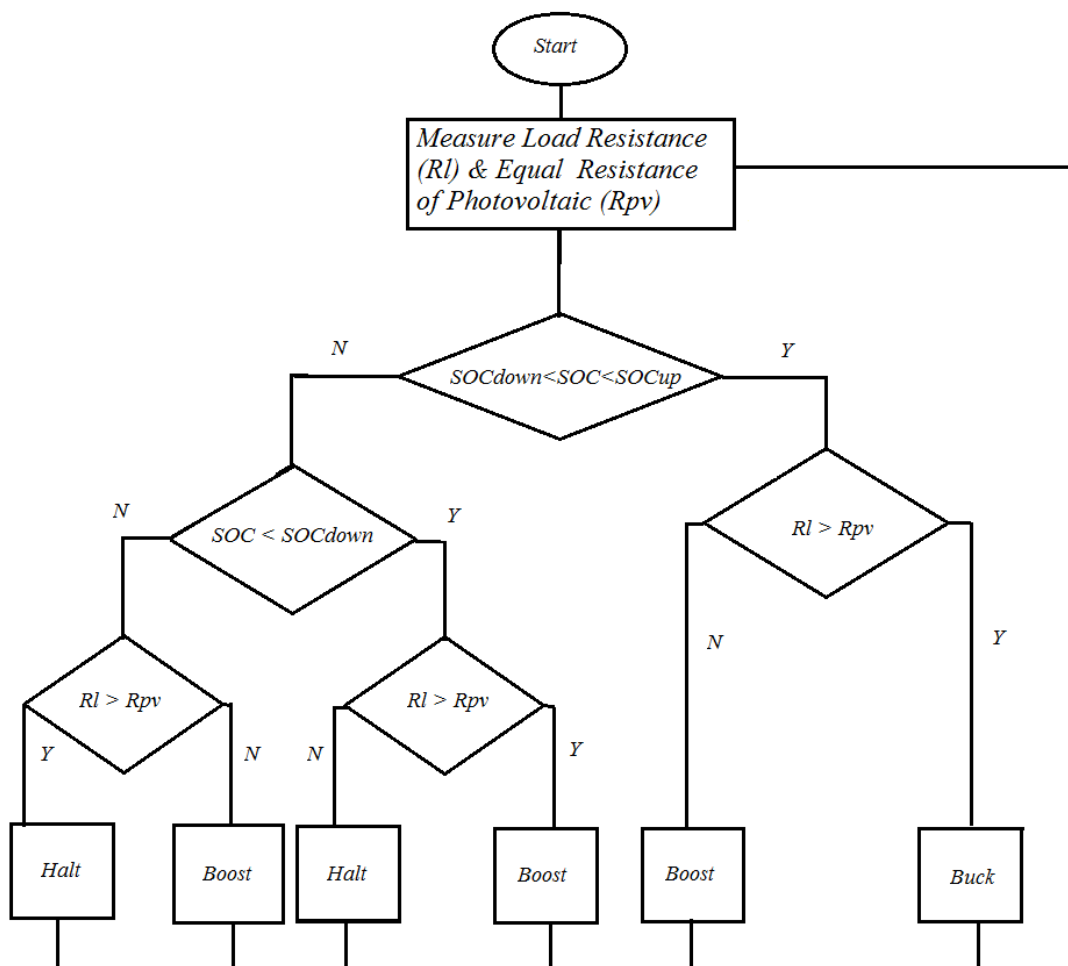
روش دوم محاسبه مقدار مقاومت براساس استفاده از تغییرات چهار پارامتر معرفی شده می‌باشد. با توجه به معادله (۴-۲) مقاومت دیده شده در باس DC و مقاومت دیده شده دوسر فتوولتایی برابر است با نسبت تغییرات ولتاژ به جریان.

$$R_{pv} = \frac{dV_{pv}}{dI_{pv}} \quad \text{و} \quad R_l = \frac{dV_{bus}}{dI_{bus}} \quad (2-4)$$

با نوشتن معادله (۲-۴) در حوزه گسسته<sup>۱</sup> به مقداری از ولتاژ و جریان که در اختیار است رسیده خواهد شد:

$$R_l = \frac{\Delta V_{bus}}{\Delta I_{bus}} = \frac{V_{bus}(n) - V_{bus}(n-1)}{I_{bus}(n) - I_{bus}(n-1)} \quad (3-4)$$

$$R_{pv} = \frac{\Delta V_{pv}}{\Delta I_{pv}} = \frac{V_{pv}(n) - V_{pv}(n-1)}{I_{pv}(n) - I_{pv}(n-1)} \quad (4-4)$$



شکل ۴-۱ الگوریتم پیشنهادی اعمالی بر مبدل Buck-Boost

<sup>1</sup> Discrete Mode

که در معادلات (۳-۴) و (۴-۴)، مقدار متغیر در  $(n)$  مربوط به مقدار متغیر در لحظه و مقدار  $(n-1)$  مربوط به مقدار متغیر در لحظه قبل می‌باشد. در عمل با ذخیره‌سازی مقدار مقادیر اندازه‌گیری در ثبات‌های<sup>۱</sup> واحدهای کنترل‌کننده و استفاده از مقدار خوانده شده، این کار انجام می‌شود. بعد از محاسبه مقدار مقاومت‌ها با استفاده از الگوریتم پیشنهادی ارائه شده در شکل ۴-۱ مد عملکردی شارژ (Buck) و دشارژ (Boost) مبدل Buck-Boost تعیین می‌شود.

در توضیح الگوریتم ارائه شده باید گفت که به مانند الگوریتم‌های پیشین، در ابتدا مقدار SOC باتری اندازه‌گیری می‌شود، که همان طور بیان شده این کار با استفاده از اندازه‌گیری ولتاژ باتری انجام می‌شود و سپس با توجه به مقدار SOC که باتری قابلیت شارژ یا دشارژ دارد و همچنین با توجه به مقاومت معادل‌های محاسبه شده، مدهای عملکردی مبدل Buck-Boost تعیین می‌شود، داریم:

۱. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین باشد و مقاومت بار از مقاومت معادل فتوولتایی بیشتر باشد، در این حالت مازاد توان در باتری ذخیره می‌شود و مبدل بین بار و باتری در مد Buck عمل خواهد کرد.

۲. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین باشد و مقاومت بار از مقاومت معادل فتوولتایی کمتر باشد، در این حالت کمبود توان بار از باتری تامین می‌شود و مبدل بین بار و باتری در مد Boost عمل خواهد کرد.

۳. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین نباشد و همچنین مقدار آن از حد پایین SOC کمتر باشد و مقاومت بار از مقاومت معادل فتوولتایی بیشتر باشد، در این حالت کمبود توان بار از باتری تامین می‌شود و مبدل بین بار و باتری در مد Boost عمل خواهد کرد.

۴. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین نباشد و همچنین مقدار آن از حد پایین SOC کمتر باشد و مقاومت بار از مقاومت معادل فتوولتایی نیز کمتر باشد، در این حالت باتری قابلیت دشارژ شدن ندارد و مبدل Buck-Boost در مد Halt قرار می‌گیرد.

۵. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین نباشد و مقدار آن از حد پایین SOC بیشتر باشد و مقاومت بار از مقاومت معادل فتوولتایی بیشتر باشد، در این حالت

---

<sup>1</sup> Registers

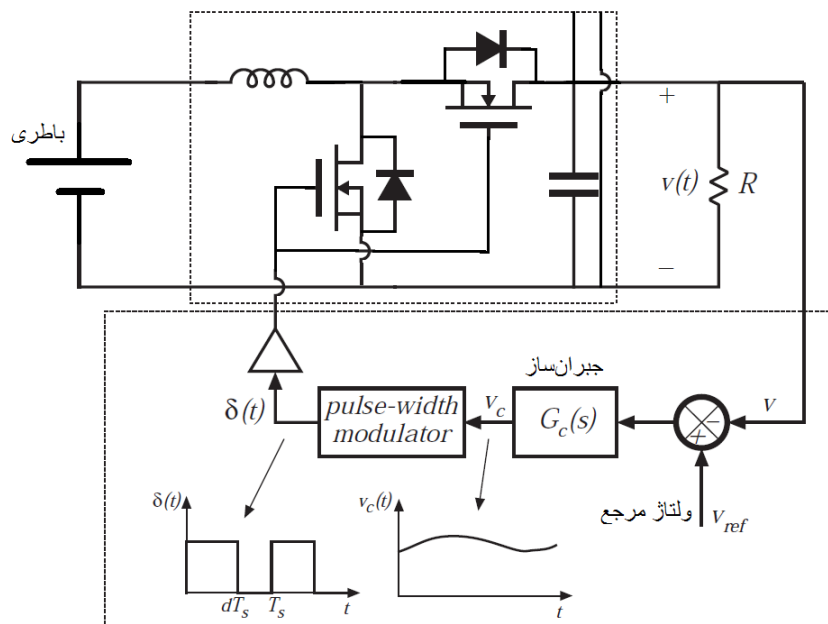


کمبود توان بار از باتری تامین می‌شود و مبدل بین بار و باتری در مد Boost عمل خواهد کرد.

۶. اگر SOC خوانده شده بین دو مقدار حد بالا و حد پایین نباشد و مقدار آن از حد پایین SOC بیشتر باشد و مقاومت بار از مقاومت معادل فتوولتایی نیز کمتر باشد، در اینصورت نیز به علت پر بودن باتری قابلیت شارژ شدن از آن سلب می‌شود و مبدل Buck-Boost در مد Halt قرار می‌گیرد.

### ۳-۴- کنترل ولتاژ باس DC

بعد از کنترل بر روی تعیین مد عملکردی<sup>۱</sup> مبدل Buck-Boost دوجته جهت شارژ و یا دشارژ باتری، حال نوبت به کنترل ولتاژ باس DC در مقدار ثابت است. این کنترل نیز بر روی سوئیچ‌های مبدل Buck-Boost دوجته انجام می‌شود. در واقع در هر لحظه فقط یکی از دو سوئیچ این مبدل کنترل می‌شود چون این دو مد کاری (شارژ و دشارژ) مستقل و عکس<sup>۲</sup> هم می‌باشند. در شکل ۲-۴ شماتیکی از کنترل مبدل برای رسیدن به ولتاژ ثابت نشان داده شده است.



شکل ۲-۴ شماتیکی از کنترل مبدل برای ثابت نگهداشتن ولتاژ در باس DC

<sup>1</sup> Operation Mode

<sup>2</sup> Not

در این قسمت روش‌های اعمالی به سیستم برای رسیدن به ولتاژ ثابت در لینک DC برای حالتی که مبدل Buck-Boost در حوزه CCM کار می‌کند، بیان شده است. کنترل ولتاژ به دو حالت مختلف انجام می‌شود یکی کنترل سوئیچ به وسیله کنترل جریان ورودی و یا خروجی از باتری و دیگری با کنترل مستقیم ولتاژ باس DC و تولید دیوتی مناسب برای سوئیچ‌های مبدل. در بیان ویژگی این دو فرم کنترل باید گفت که در حالت کنترل جریانی، برای کنترل سیستم نیاز است که از شش پارامتر اندازه‌گیری انجام شود که تمامی مراجع از این روش استفاده کرده‌اند. این شش پارامتر عبارتند از: ولتاژ و جریان‌های باس DC، فتوولتایی و باتری. در کنترل سیکل وظیفه سوئیچ مستقیماً توسط ولتاژ باس، نیاز است که از پنج پارامتر اندازه‌گیری انجام شود که این پارامترها عبارتند از: ولتاژ و جریان‌های باس DC و فتوولتایی و همچنین فقط ولتاژ باتری. در ادامه این دو حالت کنترلی برای دو مد مختلف مبدل مذکور بیان و محاسبات مربوط به توابع حاکم بر سیستم انجام شده است. همچنین در انتها نیز مشخصات کنترلر مورد استفاده در سیستم بیان شده است.

#### ۳-۴-۱- کنترل ولتاژی مبدل Boost

در قسمت‌های پیشین، تابع تبدیل مبدل Boost در حالتی که خروجی سیستم ولتاژ خروجی مبدل بوده و ورودی‌ها ولتاژ ورودی و دیوتی سوئیچ باشد، محاسبه و بیان شد و داریم:

$$G_{vd}(s) = \frac{-\frac{I}{C} \cdot s + \frac{(1-D) \cdot V}{L \cdot C}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s + \frac{(1-D)^2}{L \cdot C}}$$

و

$$G_{vin}(s) = \frac{\frac{(1-D)}{L \cdot C}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s + \frac{(1-D)^2}{L \cdot C}}$$

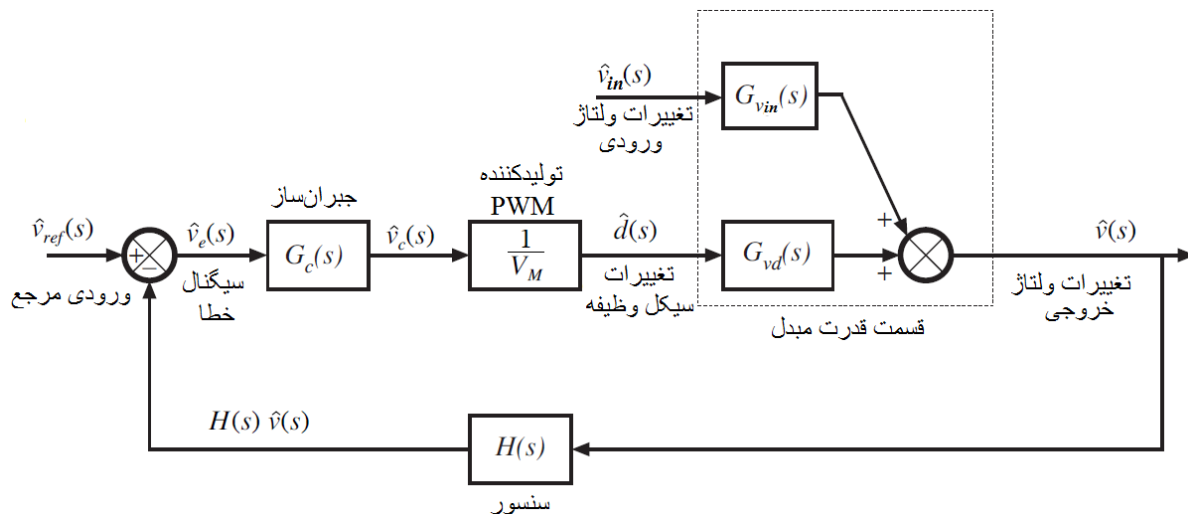
در شکل ۳-۴ شماتیکی از بلوک دیاگرام سیگنال کوچک برای کنترل ولتاژ خروجی سیستم نشان داده شده است. قسمت قدرت مبدل که در این تصویر با نقطه چین مشخص شده در واقع مبدل

Boost و یا Buck می‌باشد. با بازخورد<sup>۱</sup> گرفتن از ولتاژ خروجی مبدل توسط سنسور با گین معلوم و مقایسه با مقدار مرجع، توسط جبران ساز مقدار دیوتی مناسب برای کنترل مبدل ساخته می‌شود.

در شکل ۳-۴ ملاحظه می‌شود که تغییرات ولتاژ ورودی به عنوان اغتشاش سیستم در کنترل سیستم در نظر گرفته می‌شود و کنترلر فقط بر اساس تابع تبدیل اصلی طراحی می‌شود. در بلوک دیاگرام بیان شده تابع تبدیل تولیدکننده PWM به فرم زیر است:

$$T_{PWM}(s) = \frac{1}{V_{tri}}$$

که  $V_{tri}$  دامنه موج دندانه اری در قسمت تولیدکننده PWM است



شکل ۳-۴ بلوک دیاگرام سیگنال کوچک برای کنترل ولتاژ خروجی سیستم

در بلوک جبران ساز از یک کنترلر تناسبی-انتگرال گیر (PI) استفاده شده است که تابع تبدیل آن نیز به فرم زیر می‌باشد:

$$G_{dc} = \frac{(k_p \cdot s + k_i)}{s}$$

که  $k_p$  گین تناسبی و  $k_i$  گین انتگرال گیر کنترل کننده است.

با استفاده از روش میسون، تابع تبدیل حلقه بسته<sup>۱</sup> ولتاژ خروجی در سیستم مورد بررسی که بلوک دیاگرام آن در شکل ۳-۴ بیان شده است، بدست آمده است:

<sup>۱</sup> Feedback

$$\hat{v}(s) = \frac{\frac{G_{cd} \cdot G_{vin}}{V_M}}{1 + \frac{H(s) \cdot G_{cd} \cdot G_{vin}}{V_M}} \cdot \hat{v}_{ref} + \frac{G_{vin}}{1 + \frac{H(s) \cdot G_{cd} \cdot G_{vin}}{V_M}} \cdot \hat{v}_{in}$$

که با در نظر گرفتن :

$$T(s) = \frac{H(s) \cdot G_{cd} \cdot G_{vin}}{V_M}$$

خواهیم داشت:

$$\hat{v}(s) = \frac{1}{H(s)} \times \frac{T(s)}{1+T(s)} \cdot \hat{v}_{ref} + \frac{G_{vin}}{1+T(s)} \cdot \hat{v}_{in}$$

اگر در مورد اندازه تابع بتوان گفت  $\|T(s)\| \gg 1$  آنگاه داریم:

$$\begin{cases} \frac{T(s)}{1+T(s)} \Rightarrow 1 \\ \frac{1}{1+T(s)} \Rightarrow \frac{1}{T(s)} \end{cases}$$

بنابراین با توجه شرط بیان شده سیستم در حالت فیدبک پایدار خواهد بود.

برای طراحی کنترل کننده مناسب ابتدا باید تابع تبدیل موثر در کنترل سیستم را محاسبه کرد و در ابتدای این قسمت برای سیستم مذکور بیان شد. حال با توجه به جدول ۴-۱ که در آن مقادیر المان-های مبدل بیان شده است، توابع تبدیل محاسبه می‌شوند.

جدول ۴-۱ مشخصات مبدل Boost در حوزه CCM

المان	اندازه
L	۱/۵ mH
C	۶۰۰ μF
D	۰/۶
R	۲/۴ Ω
V	۳۰v
I	۵ Amps

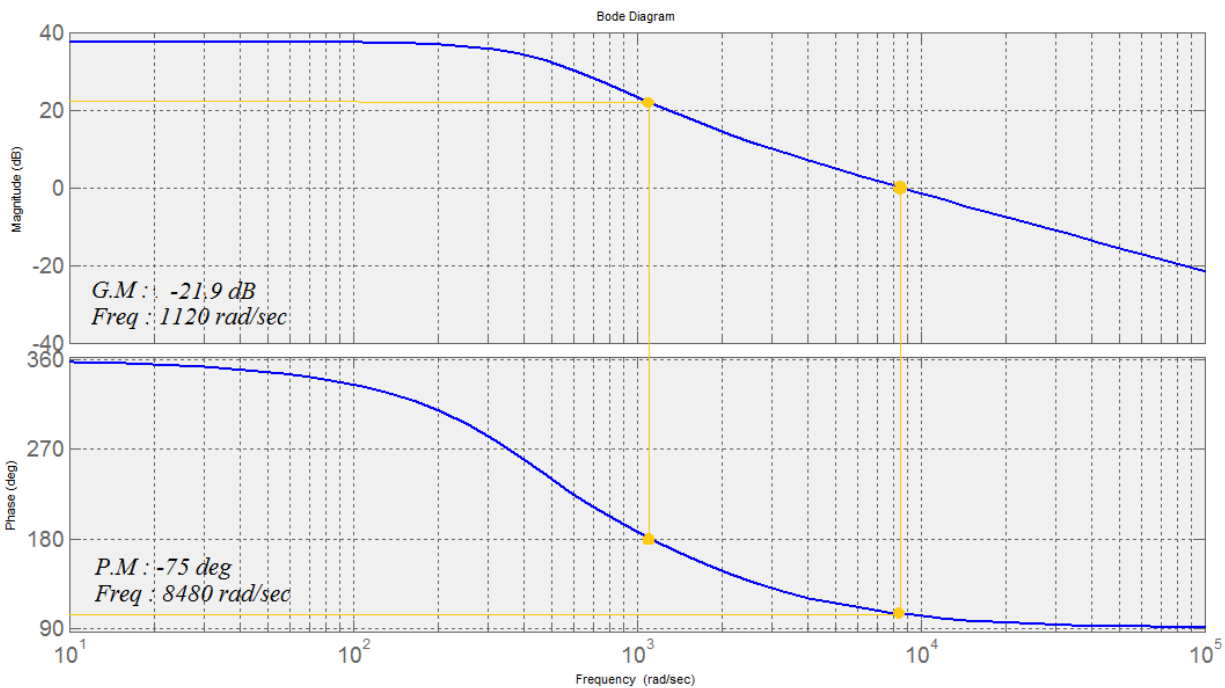
<sup>1</sup> Close loop

با توجه به مقادیر بیان شده در جدول ۴-۱ داریم:

$$G_{vd}(s) = \frac{-8333.33s + 1.33 \times 10^7}{s^2 + 695s + 177778}$$

9

$$G_{vin}(s) = \frac{444444}{s^2 + 695s + 177778}$$



شکل ۴-۴ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران نشده

جهت طراحی کنترل کننده مناسب برای سیستم معرفی شده، سیستم حلقه باز باید دارای شروط پایداری بوده و حاشیه فاز<sup>۱</sup> و حاشیه بهره<sup>۲</sup> مناسب داشته باشد. بنابراین در سیستم بیان شده، در حالت حلقه باز و با فرض اینکه تابع تبدیل جبران ساز برابر یک است، نمودار بود<sup>۳</sup> رسم می شود و حالات مختلفی مانند حاشیه بهره و فاز در آن مورد بررسی قرار می گیرد. شکل ۴-۴ نمودار بود  $G_{vin}(s)$  را نشان می دهد.

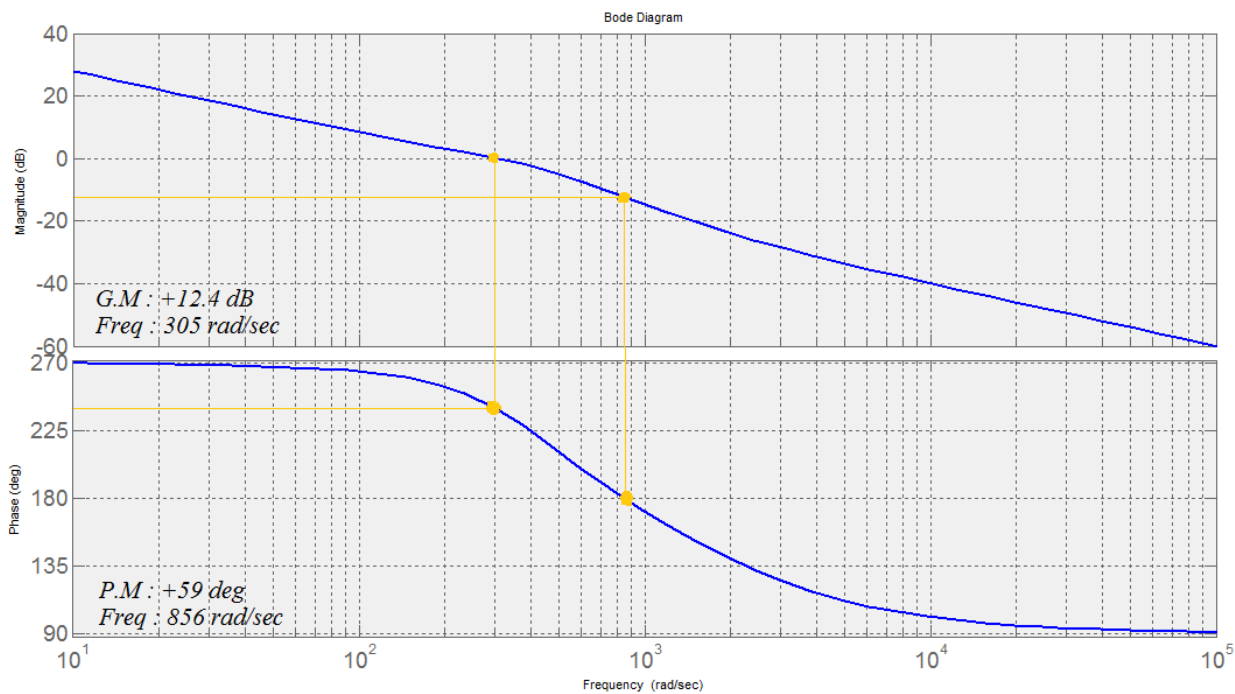
<sup>1</sup> Phase Margin  
<sup>2</sup> Gain Margin  
<sup>3</sup> Bode Diagram

همان طور که در شکل ۴-۴ ملاحظه می شود حاشیه بهره سیستم منفی و مقدار  $-21/9$  dB را دارد و همچنین حاشیه فاز سیستم نیز منفی است و مقدار  $-75$  درجه دارد. با تعریف مقادیر مطلوب با حدود  $12$  dB برای حاشیه بهره و بیش تر از  $55$  درجه برای حاشیه فاز سیستم، طراحی جبران ساز برای سیستم انجام شد. مشخصات جبران ساز در جدول ۴-۲ بیان شده است.

جدول ۴-۲ مشخصات جبران ساز مبدل جهت کنترل ولتاژ خروجی سوئیچ Boost

مقادیر	پارامترها
۳/۳۶	$k_i$
۰/۰۱۲۵	$k_p$

بعد از طراحی جبران ساز بوسیله یکی از روش های بیان شده در [35] ، سیستم حلقه باز جبران شده نیز نمودار بود آن بدست آمد و در شکل ۴-۵ نشان داده شده است.

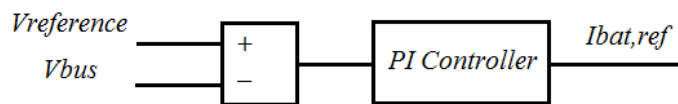


شکل ۴-۵ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران شده

مشاهده می‌شود که حاشیه بهره سیستم از  $21/9$  - به  $12/4$  دسی‌بل افزایش پیدا کرده است و همچنین حاشیه بهره سیستم از مقدار نامطلوب  $75$  - به مقدار مطلوب  $59$  درجه رسید. فرکانس قطع<sup>۱</sup> نیز در حالت جبران‌سازی شده کاهش یافته است که این مطلوب است.

### ۴-۳-۲ - کنترل جریانی مبدل Boost

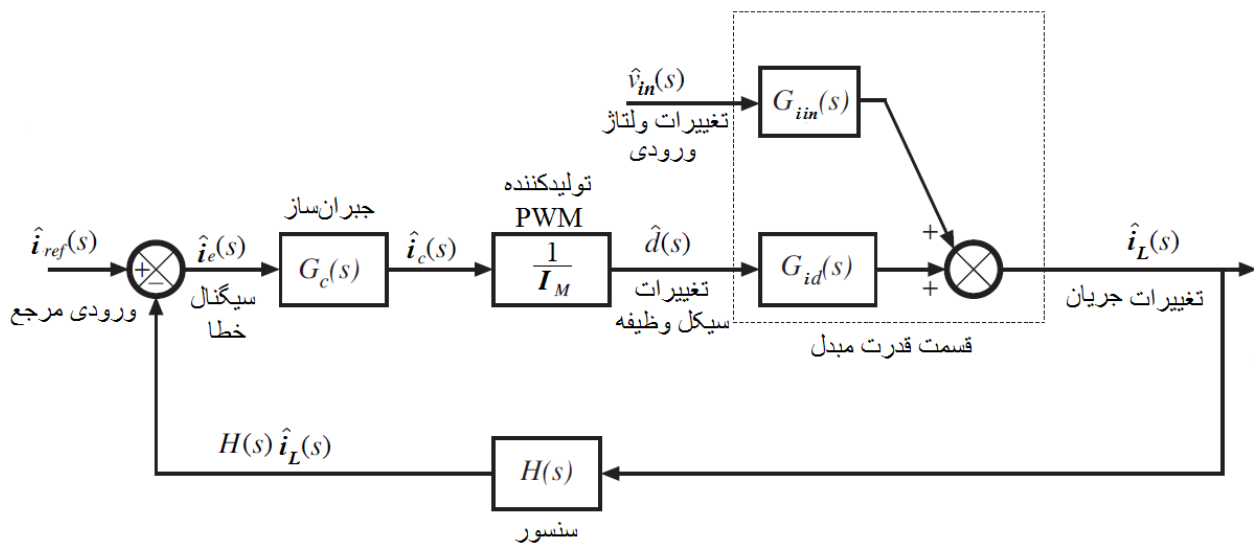
حال به دنبال طراحی کنترل‌کننده مناسب جهت کنترل سیستم در حالت کنترل جریانی می‌رویم. تفاوت این حالت با حالت پیشین در این است که در حالت قبل از خطای بین ولتاژ مرجع و ولتاژ باس DC دیوتی مناسب برای سوئیچ تولید می‌شد ولی در حالت کنترل جریانی این مقدار مناسب از اختلاف بین جریان عبوری از سلف که همان جریان باتری است با جریان مرجع باتری تولید می‌شود. پس مشخص است که مقدار مرجع خود نیز باید به واسطه معیار دیگری تولید شود. این معیار چیزی نیست جز اختلاف بین ولتاژ باس و مقدار مرجع. در واقع با استفاده از یک کنترل‌کننده تناسبی-انتگرال‌گیر دیگر و با استفاده از خطای بین مقدار واقعی و مرجع باس DC جریان مرجع باتری ساخته می‌شود. در شکل ۴-۶ شماتیکی از ساخت جریان مرجع باتری نشان داده شده است.



شکل ۴-۶ شماتیکی از طریقه ساخت جریان مرجع باتری

شکل ۴-۷ شماتیکی از سیستم زمانی که خروجی سیستم تغییرات جریان ورودی مبدل Boost یا همان  $\tilde{v}_L(s)$  است.  $\tilde{d}(s)$  و  $\tilde{v}_{in}(s)$  ورودی‌های سیستم کنترلی هستند و ملاحظه می‌شود که  $\tilde{d}(s)$  سیگنال کنترل شونده و  $\tilde{v}_{in}(s)$  اغتشاش سیستم است. همان طور که بیان شد جهت کنترل کل سیستم فقط کنترل تابع  $G_{id}(s)$  کفایت می‌کند.

<sup>1</sup> Crossover Frequency



شکل ۴-۷ بلوک دیاگرام سیگنال کوچک برای کنترل جریان سلف مبدل

تابع تبدیل بلوک‌های تولید کننده PWM و جبران‌ساز در بالا بیان شد و تابع تبدیل برای کنترل تغییرات جریان نسبت به تغییرات سیکل وظیفه و ولتاژ ورودی به فرم زیر است:

$$G_{id}(s) = \frac{\frac{V}{L} \cdot s + \frac{V}{R.L.C} - \frac{(1-D).V}{L.C}}{s^2 + \frac{1}{R.C} \cdot s + \frac{(1-D)^2}{L.C}}$$

9

$$G_{i,in}(s) = \frac{\frac{1}{L.C}}{s^2 + \frac{1}{R.C} \cdot s + \frac{(1-D)^2}{L.C}}$$

با استفاده از اطلاعات بیان شده در جدول ۴-۱ توابع به فرم زیر در می‌آید:

$$G_{id}(s) = \frac{20000s + 555556}{s^2 + 695s + 177778}$$

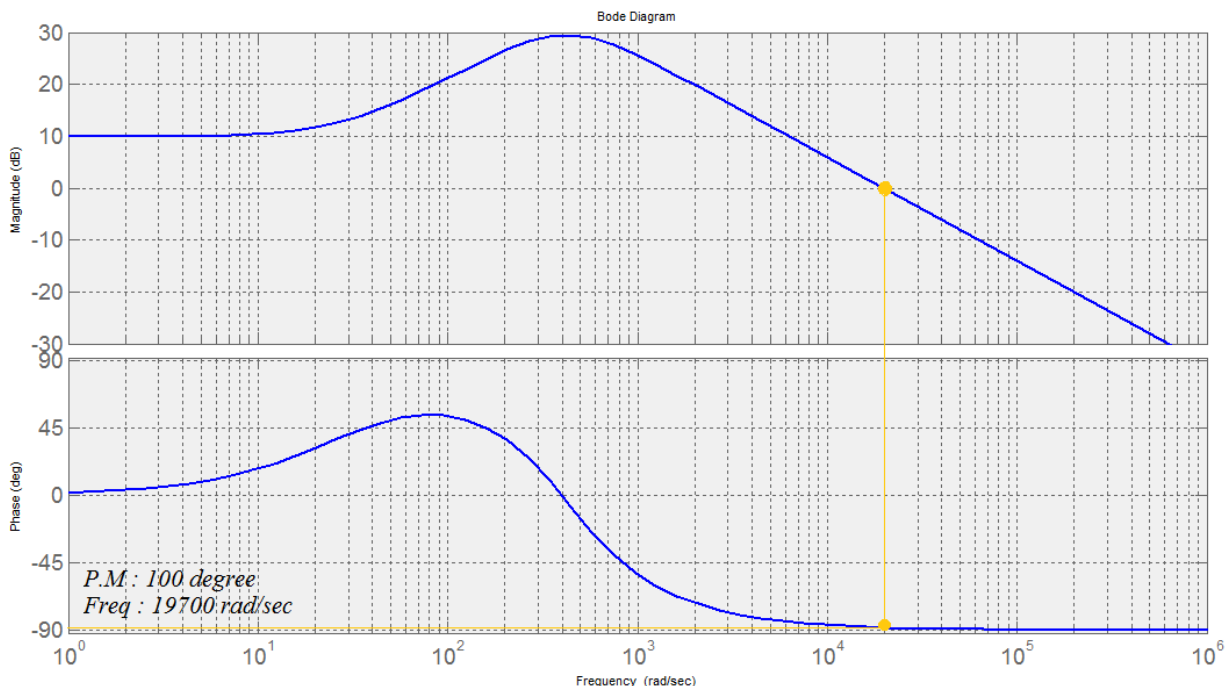
9

$$G_{i,in}(s) = \frac{1.11 \times 10^6}{s^2 + 695s + 177778}$$

با توجه به توابع محاسبه شده و بلوک دیاگرام نمایش داده شده در شکل ۴-۷ به محاسبه پارامترهای جبران‌ساز اقدام شده است. در ابتدا نمودار بود سیستم جبران نشده را رسم و در شکل ۴-۸



نشان داده شده است. این تصویر نشان می‌دهد که سیستم قبل از جبران‌سازی دارای حاشیه فاز بسیار مناسب و حاشیه بهره  $\infty$  است اما فرکانس قطع سیستم بالا و نامناسب است.



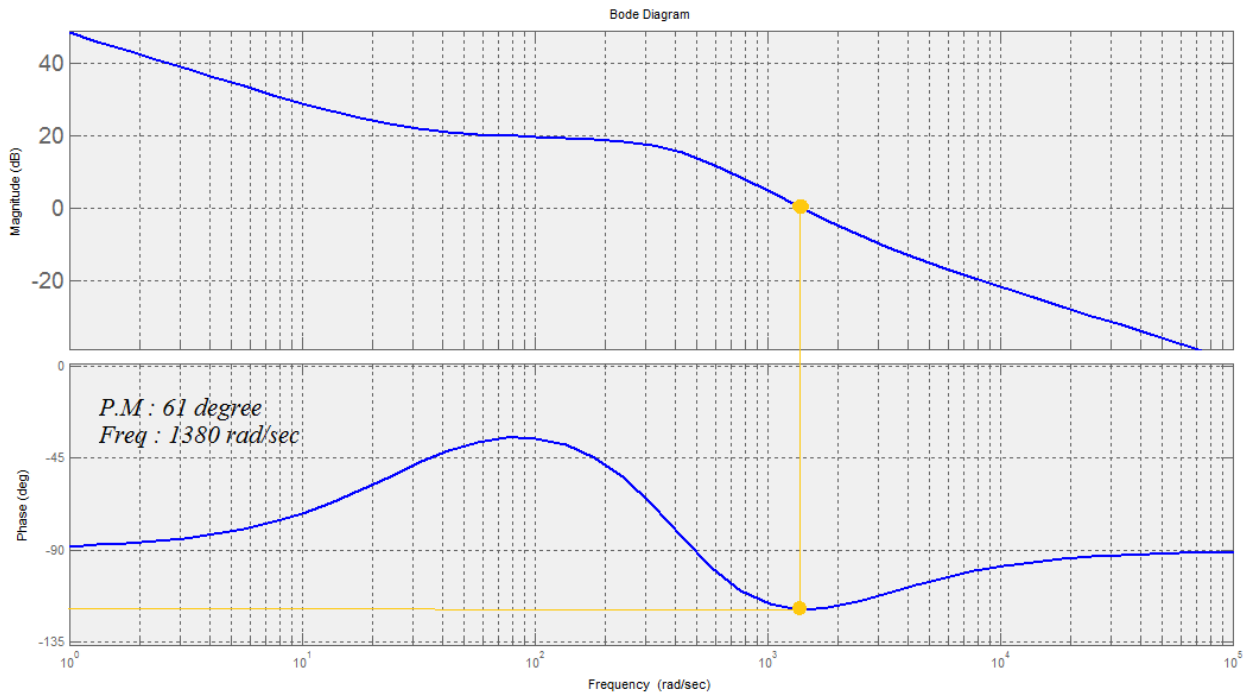
شکل ۴-۸ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران نشده

جدول ۴-۳ مشخصات جبران‌ساز مبدل جهت کنترل جریان سلف در مد Boost

پارامترها	مقادیر
$k_i$	۸۴/۵
$k_p$	۰/۰۴

با توجه به رعایت حداقل حدود برای حاشیه فاز و بهره سیستم و با توجه به هدف کاهش فرکانس قطع، پارامترهای جبران‌ساز مورد استفاده در سیستم محاسبه و در جدول ۴-۳ ارائه شد.

سیستم مورد نظر با توجه به پارامترهای طراحی شده برای یک کنترل‌کننده PI کنترل شد و دیگرام بود سیستم حلقه باز بعد از جبران‌سازی در شکل ۴-۹ ارائه شده است.



شکل ۴-۹ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران شده

با توجه به نتایج حاصل شده، سیستم همچنان حاشیه فاز مثبت و مناسب ۶۱ درجه را دارد. در مورد حاشیه بهره نیز همچنان  $+\infty$  است. اما در این میان، اندازه زاویه قطع سیستم کاهش پیدا کرده است.

### ۴-۳-۳- کنترل جریانی و ولتاژی مبدل Buck

مبدل Buck-Boost در حالتی که در مد Buck عمل می‌کند نیز باید کنترل شود به این منظور توابع تبدیل مبدل در این مد نیز محاسبه شد. در حالتی که قرار است کنترل جریانی در مبدل انجام گیرد، یعنی خروجی سیستم تغییرات جریان سلف موجود در مبدل باشد، توابعی به فرم زیر دارند:

$$G_{id}(s) = \frac{\frac{V_{in}}{L} \cdot s + \left[ \frac{V_{in}}{R.L.C} - \frac{D.V_{in}}{L.C} \right]}{s^2 + \frac{1}{R.C} \cdot s + \frac{D^2}{L.C}}$$

$$G_{iv}(s) = \frac{-\left[\frac{1}{L} \cdot s + \frac{1}{R.L.C}\right]}{s^2 + \frac{1}{R.C} \cdot s + \frac{D^2}{L.C}}$$

در این حالت جریان عبوری از سلف در واقع همان جریان شارژ باتری است. ولتاژ خروجی مبدل Buck که ولتاژ دو سر باتری است، پارامتر اغتشاش سیستم خواهد بود. جهت محاسبه توابع بیان شده برای مبدل، از جدول ۴-۴ استفاده شده است. در این جدول مشخصات مبدل Buck-Boost در مد عملکردی Buck ارائه شده است. المان‌های این حالت با مد کاری Boost یکی هستند.

جدول ۴-۴ مشخصات مبدل Buck در حوزه CCM

المان	اندازه
L	۱/۵ mH
C	۶۰۰ μF
D	۰/۴
R	۲/۴ Ω
V <sub>in</sub>	۳۰v
I	۵ Amps

با استفاده از اطلاعات بیان شده در جدول ۴-۴ توابع به فرم زیر در می‌آید:

$$G_{id}(s) = \frac{20000s + 555556}{s^2 + 695s + 177778}$$

9

$$G_{iv}(s) = \frac{-(666.67s + 462963)}{s^2 + 695s + 177778}$$

همان طور که ملاحظه می‌شود، تابع اصلی  $G_{id}(s)$  با تابع معادل در مبدل Boost یکی است و فقط در اغتشاش با هم متفاوت‌اند. بنابراین کنترلی که جهت جبران سازی استفاده شده است مشابه آنچه در مبدل Boost استفاده شده است خواهد بود.

با بررسی مبدل در حوزه CCM و مد کاری Buck، حالت دیگری که در آن ولتاژ ورودی مبدل توسط سیکل وظیفه کنترل می شود و ولتاژ خروجی مبدل اغتشاش سیستم است، توابع زیر نتیجه شد:

$$G_{in,d}(s) = \frac{-\left[\frac{I}{C} \cdot s + \frac{D \cdot V_{in}}{L \cdot C}\right]}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s + \frac{D^2}{L \cdot C}}$$

9

$$G_{in,v}(s) = \frac{\frac{D}{L \cdot C}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s + \frac{(1-D)^2}{L \cdot C}}$$

حال با استفاده از اطلاعات جدول ۴-۴ خواهیم داشت:

$$G_{vd}(s) = \frac{-(8333.33s + 1.33 \times 10^7)}{s^2 + 695s + 177778}$$

9

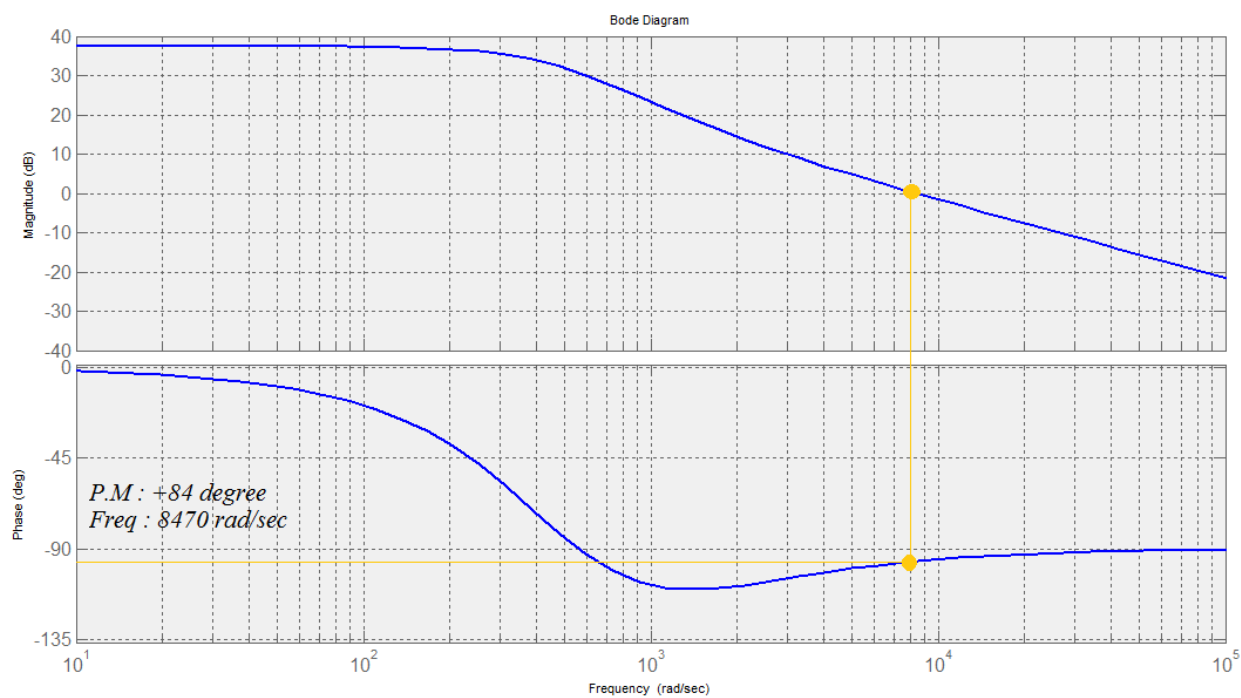
$$G_{vin}(s) = \frac{444444}{s^2 + 695s + 177778}$$

برای طراحی جبران ساز مناسب، ابتدا مانند روال قبل، نمودار بود باید رسم شود. در شکل ۴-۱۰ نمودار بود تابع تبدیل سیستم حلقه باز جبران نشده نشان داده شده است. ملاحظه می شود که سیستم دارای حاشیه فاز بسیار بالای ۸۴+ درجه دارد و حاشیه بهره نامحدود ولی فرکانس قطع نسبتا نامناسبی دارد.

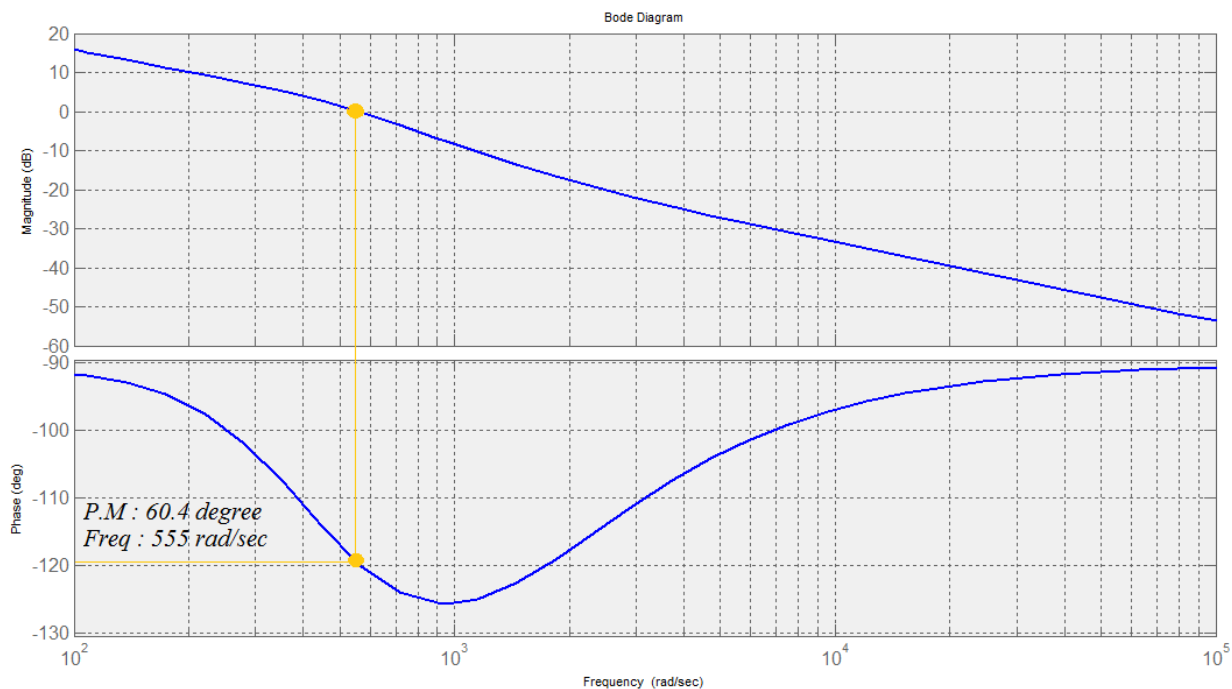
طراحی با هدف کاهش پهنای باند انجام شد و در طراحی، حداقل حاشیه فاز و حاشیه بهره نیز لحاظ گردید. مشخصات جبران ساز PI طراحی شده در جدول ۴-۵ بیان شده است. دیاگرام بود حلقه باز سیستم جبران شده با این کنترلر نیز در شکل ۴-۱۱ نشان داده شده است.

جدول ۴-۵ مشخصات جبران ساز مبدل جهت کنترل ولتاژ خروجی سوئیچ Buck

مقادیر	پارامترها
۸۴/۰۴	$k_i$
۰/۰۲۵	$k_p$



شکل ۴-۱۰ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران نشده



شکل ۴-۱۱ نمودار بود سیستم حلقه باز جبران شده

بعد از جبران سازی مشاهده می شود که حاشیه فاز همچنان در مقدار مناسبی قرار دارد و حاشیه بهره نیز همان مقدار نامحدود باقی ماند و هدف طراحی که کاهش پهنای باند بود نیز محقق گردید.

#### ۴-۴ کنترل ولتاژ باس مبدل Buck-Boost در حوزه DCM

در این حالت برای کنترل کل سیستم، نیز مشابه حالت CCM از کنترل حلقه بسته استفاده شده است. بنابراین در این قسمت نیز توابع تبدیل بدست آمده از مبدل، در مد کاری DCM محاسبه و دیگرام های بود آنها رسم می شوند و با توجه به پارامترهای کنترلی مناسب، جبران سازهایی برای حالات مختلف، طراحی و معرفی خواهند شد.

در حالت DCM، فقط کنترل ولتاژی انجام شده است. چون همانطور که بیان شده است در این حالت، به تعداد کمتری سنسور اندازه گیری نیاز است. مزیت استفاده از روش کنترل ولتاژی در حوزه DCM این است که اندازه عنصر بزرگ و حجیم سلف بسیار کوچک خواهد شد و این باعث کاهش حجم سیستم و هزینه تولید آن می شود.

می‌دانیم در حالت DCM، جریان عبوری از سلف به علت کوچک بودن سلف، ناپیوسته می‌شود بنابراین، کنترل بر روی جریان سخت خواهد شد. با توجه به سادگی کنترل جریانی در سیستم پیشنهادی، این عیب که تعداد اندازه‌گیری‌ها افزایش می‌یابد نیز به این روش کنترل وارد است. پس کنترل ولتاژی در حوزه DCM هم بصره‌تر و هم ساده‌تر خواهد بود. در ادامه مقدار عددی توابع تبدیل حاکم بر سیستم در دو مد Buck و Boost مبدل Buck-Boost محاسبه و کنترل‌کننده مناسب برای آن معرفی می‌شود.

#### ۴-۴-۱- مبدل Boost در حالت DCM

به مانند روش کنترلی بیان شده برای مبدل Buck-Boost در حوزه CCM، برای کنترل مبدل، یک ورودی به سیستم کنترلی داریم که در اینجا تغییرات دیوتی سایکل سوئیچ این نقش را بازی می‌کند و خروجی سیستم نیز تغییرات ولتاژ خروجی مبدل یا همان ولتاژ باس DC است. در این سیستم کنترلی، تغییرات ولتاژ ورودی اغتشاش در نظر گرفته شده است.  $G_{vd}$  تابع تبدیل سیستم و نسبت تغییرات ولتاژ خروجی به سیکل وظیفه است و سیستم در واقع با جبران‌سازی این تابع کنترل می‌شود.

$$G_{vd} = \frac{\frac{2V}{D} \times \frac{M-1}{2M-1}}{1 + \frac{s}{(M-1)RC}}$$

9

$$G_{vin} = \frac{M}{1 + \frac{s}{(M-1)RC}}$$

جهت بدست آوردن مقدار عددی این توابع، به جدول ۴-۶ مراجعه شده است.

جدول ۴-۶ پارامترهای مبدل Buck-Boost در حوزه DCM

پارامتر	مقدار
$V_{in}$	۱۲۷
$V_{out}$	۳۰۷
R	$۲/۴\Omega$
L	$۱۰\mu H$
C	$۲۵۰\mu F$

در توابع بیان شده،  $M$  نسبت ولتاژ خروجی به ورودی است و مقدار  $D$  به روش زیر محاسبه می‌شود:

$$M = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 0.6$$

مقدار  $D$  از رابطه زیر محاسبه می‌شود [36]:

$$D = \sqrt{\frac{2 \times L}{R_e \times T_s}}$$

مقدار  $L$  از جدول ۴-۶ و مقدار زمان سوئیچینگ با توجه به فرکانس کاری قابل محاسبه است و  $R_e$  با توجه به مراحل زیر محاسبه می‌شود.

توان انتقالی توسط مبدل برابر است با:

$$P = (V_{out} - V_{in}) \times I$$

$$P = (30 - 12) \times 5 = 90W$$

با توجه به مرجع [36] مقدار  $R_e$  برابر است با:

$$R_e = \frac{V_{out}^2}{P}$$

$$R_e = \frac{900}{90} = 10\Omega$$

پس مقدار  $D$  برابر است با:

$$D = \sqrt{\frac{2 \times 10 \times 10^{-6}}{10 \times 20 \times 10^{-6}}} = 0.31$$

با توجه به مقادیر جدول و مقادیر محاسبه شده داریم:

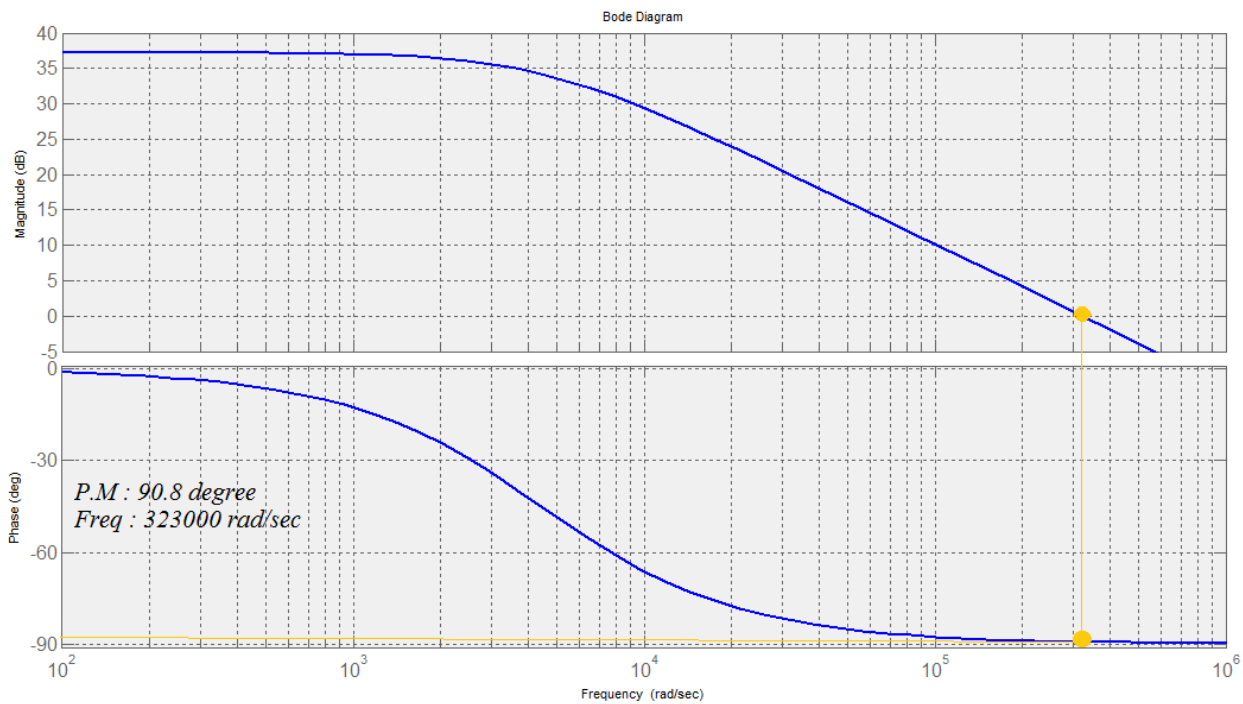


$$G_{vd} = \frac{72.58}{1 + \frac{s}{4444.44}}$$

9

$$G_{vin} = \frac{0.6}{1 + \frac{s}{4444.44}}$$

بعد از بدست آوردن مقادیر عددی توابع تبدیل حاکم بر سیستم مورد بررسی، اولین قدم رسم دیاگرام بعد آن جهت مشخص شدن نواقص سیستم خواهد بود تا با طراحی و استفاده از کنترل کننده مناسب، جبران سازی های لازم انجام شود. در شکل ۴-۱۲ دیاگرام بود سیستم حلقه باز جبران نشده داده شده است.



شکل ۴-۱۲ دیاگرام بود حلقه باز سیستم جبران نشده

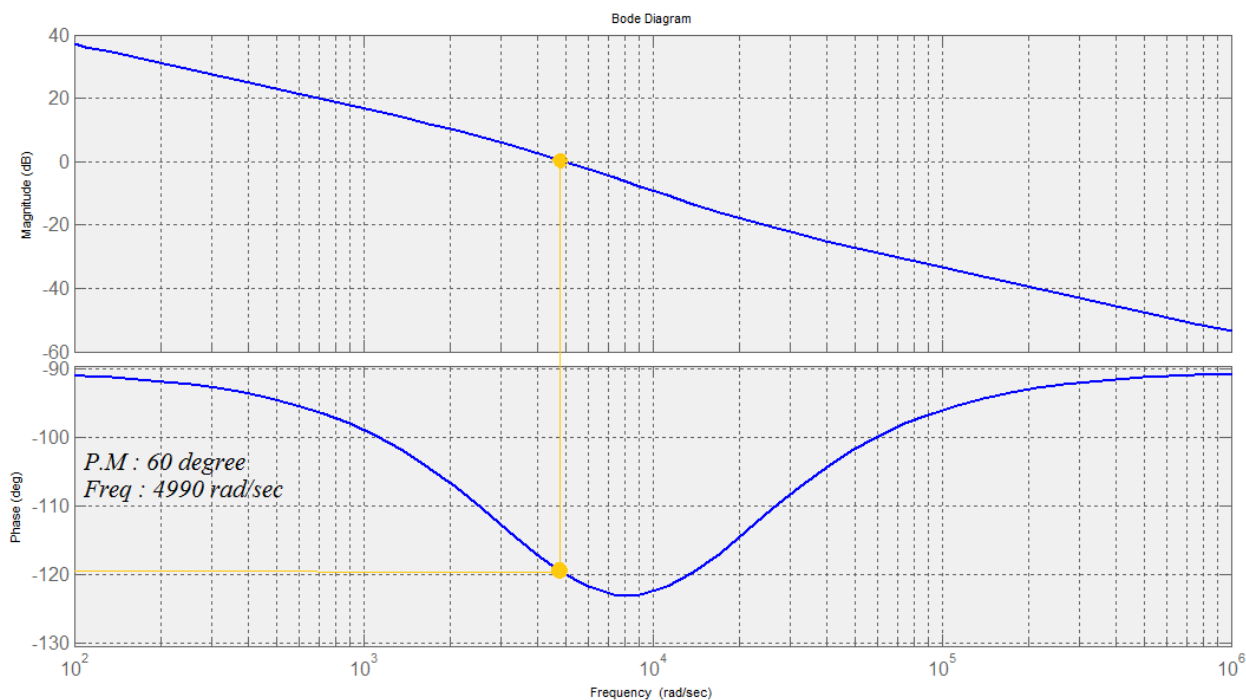
همان طور که مشاهده می شود، حاشیه فاز توابع بیان شده بیشتر از ۹۰ درجه است که مقدار مناسبی می باشد ولی فرکانس قطع این سیستم بسیار بالا و نامناسب است. برای پایین آوردن فرکانس قطع، به طراحی جبران ساز پرداخته شد. برای کاهش این فرکانس، ناچار حاشیه فاز نیز کاهش می یابد و

جبران‌ساز به گونه‌ای طراحی و انتخاب شده است که حدود مطلوب برای حاشیه فاز نیز رعایت شود. بنابراین، جبران‌کننده‌ای با پارامترهای بیان شده در جدول ۴-۷ طراحی شد.

جدول ۴-۷ پارامترهای جبران‌ساز مد Boost در حوزه DCM

پارامتر	مقدار
$k_p$	۰/۰۰۶۵
$k_i$	۹۸

نتیجه استفاده از این جبران‌ساز در سیستم در شکل ۴-۱۳ قابل مشاهده است. حاشیه فاز به مقدار مرزی ۶۰ درجه کاهش پیدا کرد ولی این مقدار نیز برای سیستم قابل قبول است. کاهش فرکانس قطع یا همان پهنای باند نیز قابل مشاهده و نسبتاً مطلوب است ولی کاهش بیش‌تر پهنای باند باعث کاهش بیشتر حاشیه فاز می‌شد که از این کار چشم‌پوشی شد زیرا جواب سیستم به ورودی خود نوسانی می‌شد.



شکل ۴-۱۳ دیاگرام بود حلقه باز سیستم جبران شده

#### ۲-۴-۴ - مبدل Buck در حالت DCM

بعد از بررسی و محاسبه توابع تبدیل مبدل Buck-Boost در مد کاری Boost، حال به محاسبه عددی توابع تبدیل مبدل Buck-Boost در مد کاری Buck اقدام می‌شود و جبران‌ساز مورد نیاز برای بهبود عملکرد سیستم در مقابل تغییرات ورودی و اغتشاش، طراحی و بیان خواهد شد. در ابتدا با توجه به مقادیر المان‌های مبدل Buck-Boost در حوزه DCM که در جدول ۴-۶ آورده شده، و همچنین با توجه به توابع محاسبه شده برای مبدل Buck-Boost در حوزه DCM که در ادامه بیان شده است، مقادیر عددی این توابع محاسبه شده‌اند.

$$G_{vd} = \frac{\frac{2V}{D} \times \frac{1-M}{2-M}}{1 + \frac{s}{\frac{2-M}{(1-M)RC}}}$$

9

$$G_{vin} = \frac{M}{1 + \frac{s}{\frac{2-M}{(1-M)RC}}}$$

علاوه بر مقادیر المان‌های موجود در مبدل Buck-Boost، به مقدار عددی دو پارامتر دیگر،  $D$  و  $M$  نیز نیاز است. همان‌طور که از قبل بیان شده است مقدار پارامتر  $M$  نسبت ولتاژ خروجی به ورودی است بنابراین داریم:

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{12}{30} = 0.4$$

برای محاسبه  $D$  به همان روش بیان شده در قسمت قبل عمل شده و همان مقدار  $0.31$  حاصل شد. با توجه به این مقادیر برای توابع داریم:

$$G_{vd} = \frac{72.58}{1 + \frac{s}{4444.44}}$$

9

$$G_{vin} = \frac{0.4}{1 + \frac{s}{4444.44}}$$

با توجه به اینکه توابع حاصله در این مد کاری کاملاً مشابه مد کاری Boost شده است، بنابراین جبران‌سازهای استفاده شده در این حالت نیز مشابه مد Buck بود. از آوردن دیاگرام‌های بود سیستم جبران نشده و جبران شده نیز به علت تشابه، خودداری شده است و سیستم در حوزه DCM در هر دو مد کاری با جبران‌ساز ارائه شده در جدول ۴-۷ قابل کنترل است.

# ۵- فصل پنج

شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

## ۵-۱- مقدمه

سیستم مورد بررسی با توجه به مطالب مذکور در فصول قبلی در محیط MATLAB/SIMULINK شبیه‌سازی شده است. در این فصل نتایج شبیه‌سازی در مراحل و شرایط متفاوتی که برای سیستم رخ می‌دهد بیان و تحلیل شده است. این فصل شامل نتایج شبیه‌سازی منابع ورودی سیستم و مبدل پیشنهادی در شرایط محیطی و عملکردی مختلف می‌باشد.

## ۵-۲- پیاده سازی مدل PV در محیط نرم‌افزار

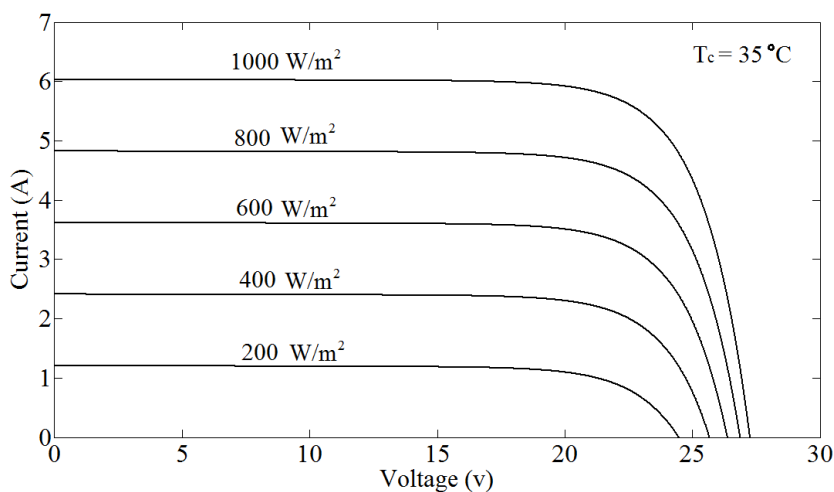
بر اساس معادلات بیان شده در قسمت ۳-۳ و مدل ریاضی معرفی شده برای سلول خورشیدی، سلول خورشیدی در محیط نرم‌افزار MATLAB/SIMULINK شبیه‌سازی شد. مشخصات سلول مورد نظر در جدول ۵-۱ آورده شده است. ورودی‌های سیستم، دمای محیط و میزان تابش خورشید است. خروجی‌های سیستم نیز ولتاژ و جریان فتوولتایی هستند. در ادامه تغییرات منحنی توان-ولتاژ و جریان-ولتاژ فتوولتایی در اثر تغییر شرایط ورودی یا همان شرایط محیطی نشان داده شده است.

جدول ۵-۱ مشخصات سلول خورشیدی شبیه‌سازی شده

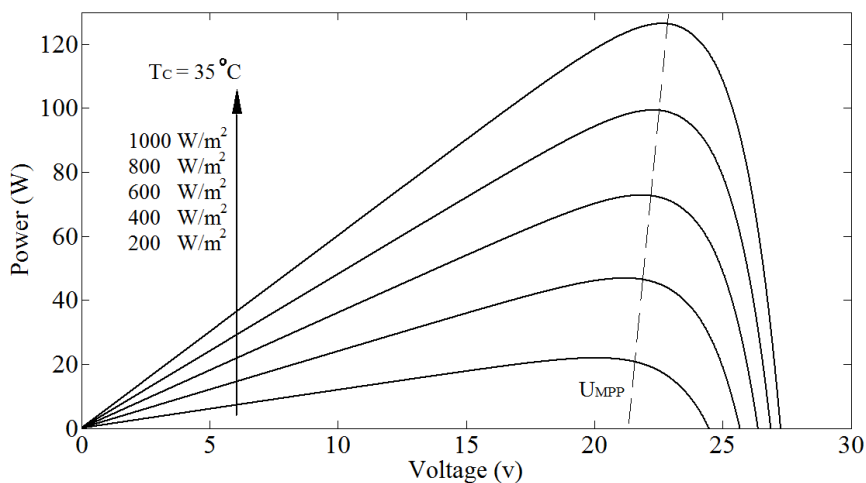
پارامتر	مقدار
$q$ (e)	$1/6 \times 10^{-19}$
$C_T$	۰/۰۰۳۲
A	۱/۲
K	$1/38 \times 10^{-23}$
$E_g$ (eV)	۱/۲۱
$T_{ref}$ (K)	۲۹۸
$S_{ref}$ ( $W/m^2$ )	۱۰۰۰
$I_{ph,ref}$ (A)	۵
$R_s$ ( $\Omega$ )	۰/۰۱
$R_{sh}$ ( $\Omega$ )	۱۰۰۰

در شکل ۵-۱ تغییرات منحنی جریان خروجی بر حسب ولتاژ خروجی در اثر تغییرات تابش به ازای دمای ثابت  $35^\circ$  سانتی‌گراد نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که با افزایش سطح تابش، ولتاژ مدار باز

سلول و جریان اتصال کوتاه آن افزایش می‌یابد. در نتیجه حداکثر توان خروجی نیز افزایش می‌یابد. در شکل ۲-۵ منحنی توان خروجی برحسب ولتاژ را به ازای تغییرات تابشی مشابه نشان داده شده است. با توجه به شکل ۱-۵ مشاهده می‌شود که ولتاژ MPP تقریباً به ازای تغییرات تابشی ثابت خواهد بود و جریان سلول و به تبع آن توان نیز بشدت تابعی از این تغییرات است.



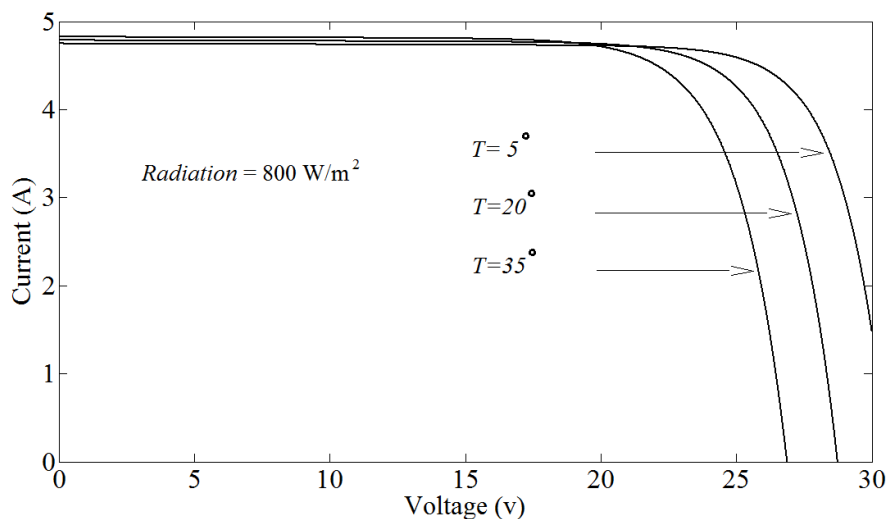
شکل ۱-۵ منحنی جریان-ولتاژ فتوولتایی در تغییرات میزان تابش



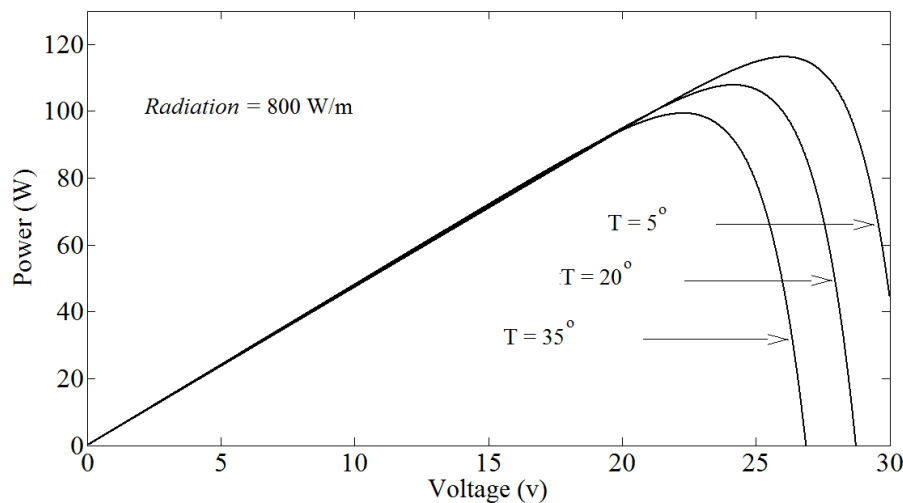
شکل ۲-۵ منحنی توان-ولتاژ سلول فتوولتایی در تغییرات میزان تابش

تأثیرات دمای محیط بر توان، ولتاژ و جریان سلول را می‌توان در شکل‌های ۳-۵ و ۴-۵ مشاهده نمود. شکل ۳-۵ منحنی جریان-ولتاژ سلول فتوولتایی را به ازای تغییرات دمایی و در تابش ثابت  $W/m^2$  ۸۰۰ نشان می‌دهد. شکل ۴-۵ منحنی توان-ولتاژ سلول فتوولتایی را به ازای تغییرات دمای محیط و در

تابش نشان می‌دهد. در این شکل‌ها قابل رویت است که با کاهش دمای محیط میزان توان تولیدی سلول افزایش می‌یابد. کاهش دما جریان اتصال کوتاه را مقدار کمی کاهش می‌دهد ولی اندازه ولتاژ مدار باز، به اندازه قابل توجهی افزایش می‌یابد. رابطه معکوس بین دما محیط و مقدار توان تحویلی سلول شبیه‌سازی شده، نشان از نمود خاصیت نیمه‌رسانا گونه‌ی سلول فتوولتایی است.



شکل ۵-۳ منحنی جریان-ولتاژ سلول فتوولتایی به ازای تغییرات دمایی در تابش ثابت

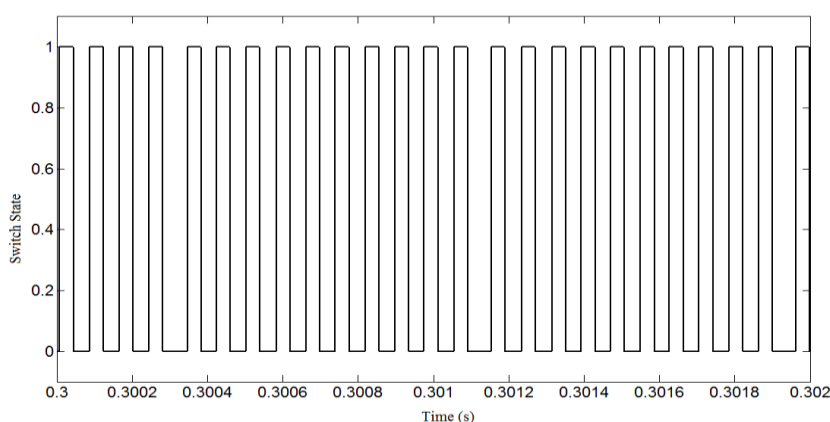


شکل ۵-۴ منحنی توان-ولتاژ سلول فتوولتایی به ازای تغییرات دمایی در تابش ثابت



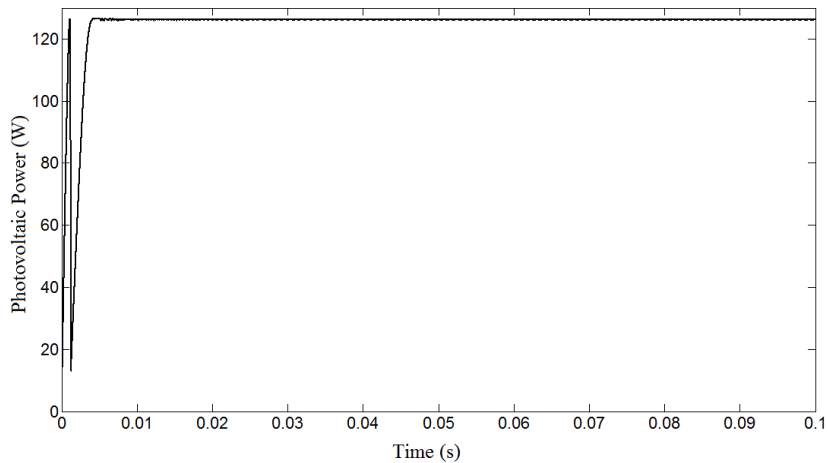
## ۵-۳- رسیدن به نقطه حداکثر توان سلول خورشیدی

از میان روش‌های مختلف بیان شده برای بدست آوردن نقطه حداکثر توان، در شبیه‌سازی این سیستم، از روش Perturbation & Observation استفاده شده است. همچنین در میان چهار راه مختلف برای اجرای این الگوریتم نیز صرفاً از دو روش آن استفاده شده است. این دو راه عبارتند از روش تولید مستقیم سیکل وظیفه و روش هیستریزیس. از مهم‌ترین علل استفاده از این دو روش می‌توان به این موارد اشاره کرد که نیازی به دنبال کردن مقادیر مرجع جهت رسیدن به هدف نبوده و در روش هیستریزیس سرعت پاسخ‌دهی به مراتب بالاتر از سه راهکار دیگر بود. در روش هیستریزیس فرکانس سوئیچینگ مقدار معلوم و مشخصی ندارد و در روش تولید مستقیم سیکل وظیفه فرکانس سوئیچ‌زنی ثابت خواهد بود. در شکل ۵-۵ وضعیت سوئیچ مبدل Boost پیاده‌سازی شده نمایش داده شده است.



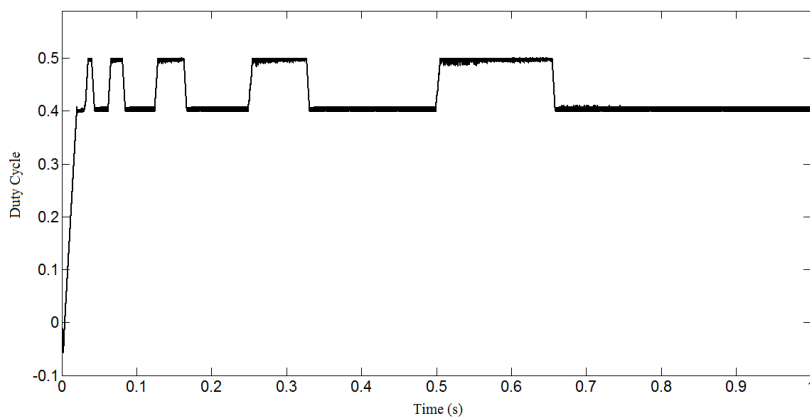
شکل ۵-۵ وضعیت سوئیچ مبدل Boost برای MPPT

مشاهده می‌شود که فرکانس روشن و خاموش شدن سوئیچ مبدل Boost مشخص نیست و در بازه‌هایی از زمان بیش‌تر و کمتر می‌شود. مهم‌ترین مزیت قابل ذکر این روش سرعت بالای آن است که در شکل ۵-۶ به وضوح این مسئله مشهود است. شکل ۵-۶ توان خروجی سلول شبیه‌سازی شده را در شرایطی که به روش هیستریزیس در مقدار MPPT ثابت شده است را نشان می‌دهد. این مقدار توان که ۱۲۶ وات است به ازای دمای  $35^{\circ}$  و سطح تابش  $1000 \text{ W/m}^2$  حاصل شده است. ملاحظه می‌شود که در این حالت توان فتوولتایی در زمانی کمتر از ۰/۰۰۵ ثانیه به MPPT رسیده است.

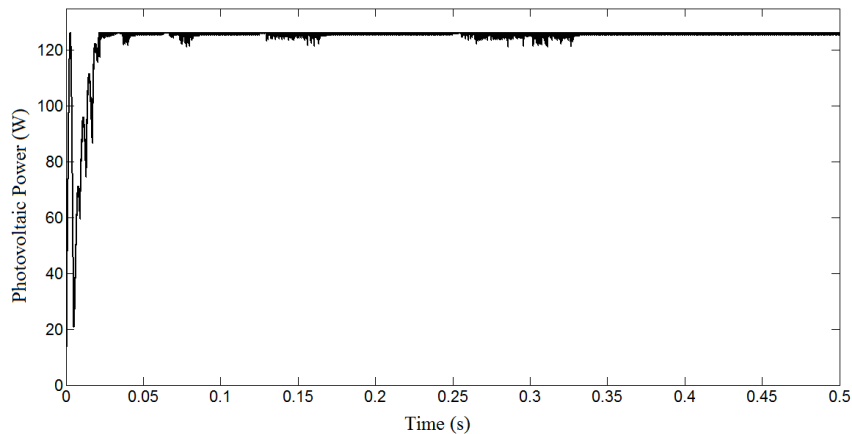


شکل ۵-۶ توان خروجی سلول در مقدار MPPT به روش هیستریزیس

در کنار مزیت روش هیستریزیس می توان به عیب آن نیز اشاره کرد که فرکانس ثابتی ندارد. برای حل این مشکل اندازه سلف و خازن را به اندازه کافی بزرگ در نظر می گیرند که این کار صرفه اقتصادی و فنی ندارد. راه دیگر استفاده از روش های فرکانس ثابت است که از آن میان بنا به علت مذکور روش تولید مستقیم دیوتی سایکل برگزیده و در سیستم پیشنهادی پیاده سازی شد. شکل ۵-۷ مقدار دیوتی ساخته شده در این روش را نشان می دهد. این مقدار با موج مثلثی با دامنه ۱ مقایسه شده و PWM مناسب برای کنترل سوئیچ ساخته و اعمال می شود.



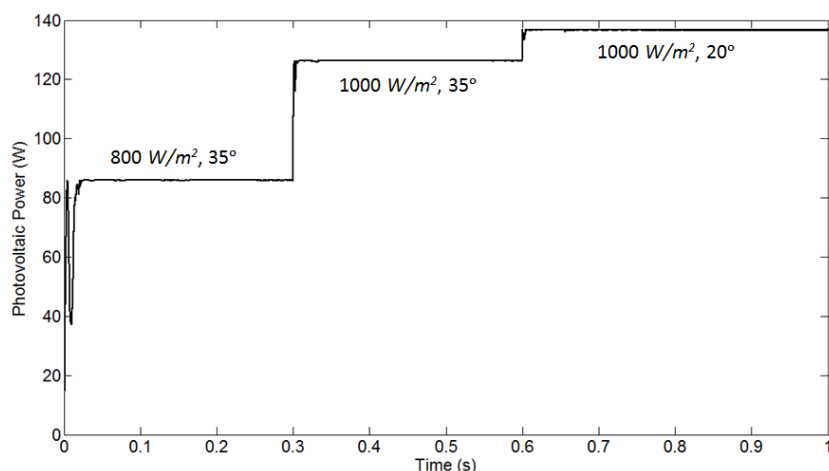
شکل ۵-۷ دیوتی ساخته شده در روش تولید مستقیم دیوتی سایکل



شکل ۵-۸ توان خروجی سلول با اعمال روش تولید مستقیم دیوتی سایکل

شکل ۵-۸ توان خروجی سلول با اعمال روش تولید مستقیم دیوتی سایکل را نشان می‌دهد. این توان در دمای  $35^{\circ}$  و میزان تابش  $1000 \text{ W/m}^2$  از سلول بدست می‌آید. ملاحظه می‌شود که زمان پاسخ-دهی سیستم در این حالت به میزان قابل توجهی کندتر از حالت هیستریزیس است و در مدت زمان تقریبی  $0.03$  ثانیه به MPPT رسیده است. این زمان به مراتب بیشتر از زمان پاسخ‌دهی روش پیشین است اما لازم به ذکر است که این زمان نیز همچنان بسیار مناسب است و در ادامه شبیه‌سازی‌ها نیز به علت فرکانس ثابت آن، از این روش استفاده شده است.

روش‌های MPPT زمانی مناسب‌تر خواهند بود که در شرایط عملکردی مختلف نیز همچنان نقطه حداکثر توان را دنبال کنند. همچنین در صورت تغییر شرایط محیطی که بر مقدار توان خروجی پنل تاثیر می‌گذارد نیز باید به نقطه جدید MPP دست پیدا کنند. برای مشخص شدن اینکه روش اعمالی جهت دستیابی به این هدف کنترلی دارای ویژگی‌های ذکر شده هست یا نه، شرایط محیطی مختلفی برای سلول فراهم شد. سپس مشاهده شد که توان دریافتی از سلول بعد از اعمال الگوریتم P&O همچنان در مقدار حداکثر خود ماند. در شکل ۵-۹ تغییرات توان سلول نسبت به تغییرات تابش و دما نمایش داده شده است.



شکل ۵-۹ تغییرات توان سلول نسبت به تغییرات تابش و دما

در شکل ۵-۹ مشاهده می‌شود که در  $0.3$  ثانیه اول، به ازای میزان تابش  $800 \text{ W/m}^2$  و دمای  $35^\circ$  درجه سانتی‌گراد توان سلول بوسیله اعمال الگوریتم کنترلی مذکور در مقدار تقریبی  $86$  وات ثابت شده است. بعد از اعمال تغییرات تابشی از  $800 \text{ W/m}^2$  به  $1000 \text{ W/m}^2$  در دمای ثابت، مشاهده می‌شود که در مدت زمان بسیار اندک به نقطه جدید حداکثر توان می‌رسد. سرعت ردیابی نقطه جدید حداکثر توان مقداری کمتر از  $0.1$  ثانیه است. سپس با اعمال شرایط محیطی دیگری، عملیات ردیابی MPP را مورد تست قرار دادیم و با تغییر دما محیط از  $35$  به  $20$  درجه سلیسیوس مشاهده شد توان با همان سرعت بالا به مقدار جدید  $137$  وات رسید.

## ۵-۴- کنترل ولتاژ باس DC و شارژ-دشارژ باتری

در سیستم پیشنهادی، دو منبع تامین بار وجود دارد که یکی سلول خورشیدی است که با توجه به نتایج ارائه شده در قسمت قبل در حداکثر توان خود کنترل می‌شود و دیگری که یک منبع پایدارتر از فتوولتایی است و تنها کنترل مورد نیاز بر روی آن تعیین شارژ و یا دشارژ شدن آن است. بعد از انجام این کنترل‌ها بر منابع سیستم حال نوبت به کنترل بر توان و ولتاژ تحویلی به بار مورد تغذیه از سیستم است. هدف اصلی تامین بار در ولتاژ ثابت است که این کار در اینجا در چهار حالت زیر انجام شده است:

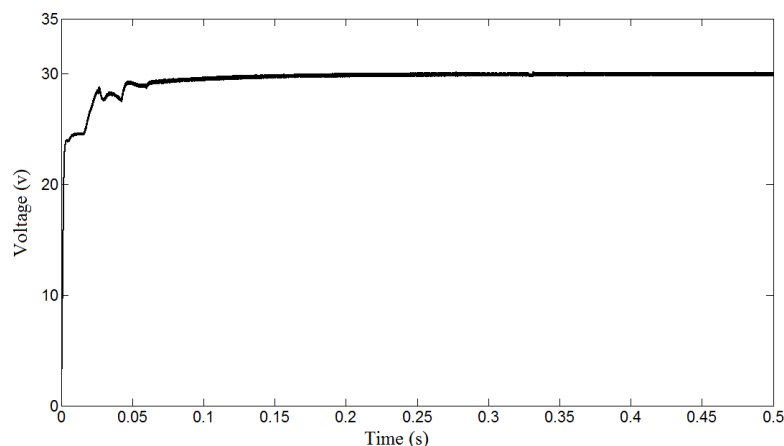
- کنترل جریان ولتاژ باس DC در حوزه CCM
- کنترل ولتاژی ولتاژ باس DC در حوزه CCM
- کنترل ولتاژی ولتاژ باس DC در حوزه DCM

## • کنترل هیستریزیس ولتاژ باس DC

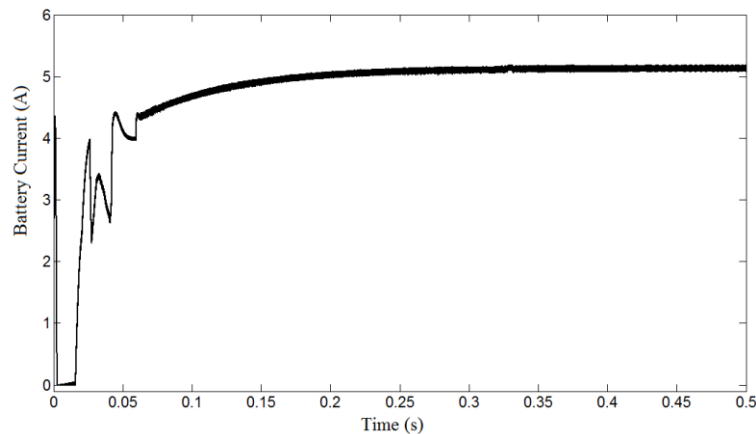
سیستم مورد بررسی در هر سه حالت در محیط MATLAB/SIMULINK پیاده سازی شد و نتایج بدست آمده در ادامه بیان خواهد شد. در سیستم پیشنهادی اندازه‌گیری ولتاژ و جریان سلول خورشیدی به منظور ردیابی MPP انجام می‌شود. علاوه بر اندازه‌گیری‌ها در سلول، ولتاژ و جریان باس DC برای اعمال الگوریتم مدیریت بر شارژ و دشارژ باتری، اندازه‌گیری می‌شود. در محاسبه مقاومت معادل باس DC در الگوریتم پیشنهادی و یا محاسبه توان مصرفی باس در الگوریتم‌های از پیش مورد استفاده، به اندازه‌گیری این چهار پارامتر نیاز خواهد بود. همچنین در هر دو الگوریتم نیاز به دانستن مقدار SOC باتری است که از ولتاژ ترمینال باتری قابل محاسبه است. بنابراین جهت اعمال الگوریتم‌های MPPT و مدیریت باتری به پنج اندازه‌گیری نیاز است. اما زمانی که از کنترل جریانی استفاده می‌شود به اندازه‌گیری‌های مذکور، اندازه‌گیری جریان باتری نیز اضافه می‌شود و به شش اندازه‌گیری نیاز خواهد بود.

### ۵-۴-۱- کنترل جریانی ولتاژ باس DC در حوزه CCM

منظور از کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM، کنترل ولتاژ باس بر اساس جریان مرجع باتری است. در این حالت به شش اندازه‌گیری در سیستم نیاز است و پارامترهای مبدل به گونه‌ای انتخاب شده است که مبدل در حوزه CCM کار کند. با استفاده از کنترل‌کننده‌های طراحی شده در فصل چهار سیستم مذکور کنترل شد و نتایج زیر حاصل گردید.



شکل ۵-۱۰ ولتاژ باس DC در حالت کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM و در هنگام دشارژ باتری

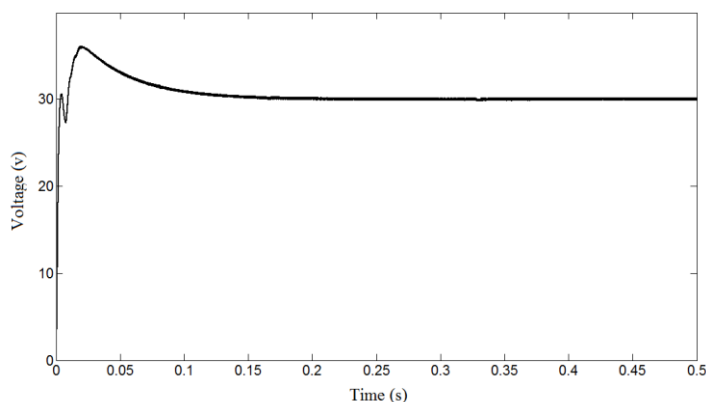


شکل ۵-۱۱ جریان باتری در حالت کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM

در شکل ۵-۱۰ ولتاژ باس DC در حالت کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM و زمانی که باتری در سیستم دشارژ می‌شود را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که در مدت زمان نسبتاً مناسبی (حدود ۰/۰۸ ثانیه) ولتاژ لینک DC به مقدار ۳۰ ولت می‌رسد. شکل ۵-۱۱ جریان کشیده شده از باتری را در شرایط مذکور نشان می‌دهد. در این شکل مشاهده می‌شود که مقدار جریان مثبت است که این مسئله بر دشارژ شدن باتری در سیستم صحنه می‌گذارد. در این حالت باری که توان مصرفی آن ۱۸۰ وات است به سیستم متصل شده است که با فرض کردن میزان تابش  $1000 \text{ W/m}^2$  و دمای  $35^\circ\text{C}$ ، ۱۲۶ وات از توان مورد نیاز را فتوولتایی تامین می‌کند و باقی توان مورد نیاز از باتری تامین می‌شود. ولتاژ ترمینال باتری در حدود ۱۲ ولت است که با توجه به مقادیر توان تولید شده و مورد نیاز، مقدار ۵۶ وات را باید باتری تامین کند که جریانی در حدود ۴/۵ آمپر می‌شود. ولی باید توجه داشت که این اعداد در شرایط ایده‌آل حاصل می‌شوند و در حقیقت و در شبیه‌سازی با المان‌های واقعی این مقدار جریان بیش‌تر خواهد بود زیرا بخشی از توان تولیدی منابع موجود در سیستم صرف برآوردن تلفات المان‌ها و سوئیچ‌ها می‌شود. در شکل ۵-۱۱ نیز قابل رویت است که جریان باتری در حدود ۵ آمپر خواهد بود.

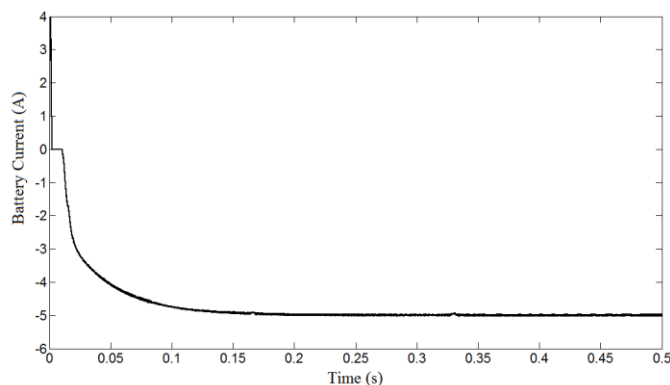
بطور کلی شکل‌های ۵-۱۰ و ۵-۱۱ نشان می‌دهند که با کنترل بر روی ولتاژ باس DC در حالت بیان شده و در حالتی که مبدل Buck-Boost در مد Boost کار می‌کند، اهداف کنترلی سیستم در مدت زمان مناسبی تامین شده‌اند.

در ادامه بررسی سیستم پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی در حالتی که مبدل Buck-Boost در مد Buck کار می‌کند ارائه شده است. در شکل ۵-۱۲ ولتاژ باس DC برای مبدل طراحی شده در حوزه CCM نشان داده شده است.



شکل ۵-۱۲ ولتاژ باس DC در حالت کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM و در هنگام شارژ باتری

مشاهده می‌شود که ولتاژ باس بعد از گذشت زمان ۰/۱۵ ثانیه به مقدار ۳۰ ولت می‌رسد. قسمتی از زمان صرف شده برای رسیدن به این مقدار مطلوب، ناشی از زمان رسیدن توان خروجی فتوولتایی به حداکثر مقدار خود است و بخشی هم ناشی از زمانی که برای ساخت جریان مرجع باتری صرف می‌شود. شکل ۵-۱۳ جریان تزریقی به باتری را در شرایط مورد بررسی نشان می‌دهد. منفی بودن جریان باتری در این شکل گواه بر شارژ شدن باتری در طول کار کرد سیستم در این مد است.



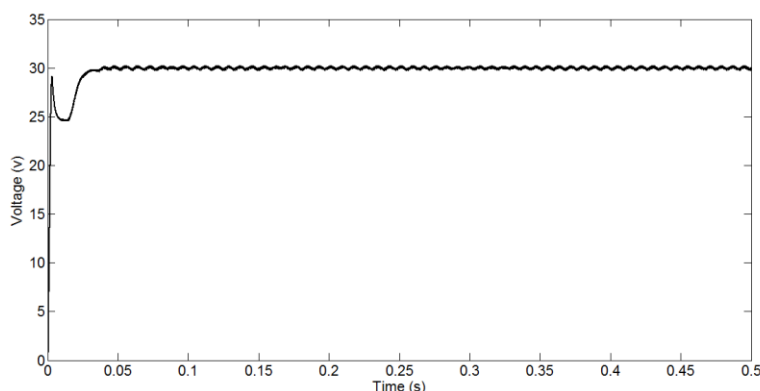
شکل ۵-۱۳ جریان باتری در حالت کنترل جریانی مبدل در حوزه CCM

سیستم در این مد کاری نیز به ازای میزان تابش  $1000 \text{ W/m}^2$  و دمای  $35^\circ$  شبیه‌سازی و بررسی شد که در این حالت توان تحویلی سلول خورشیدی ۱۲۶ وات خواهد بود. برای ایجاد شرایط شارژ باتری، باری با توان مصرفی کمتر از توان تولیدی پنل به سیستم متصل شد. یک بار با توان مصرفی ۶۰ وات متصل شد که مازاد توان تولیدی در باتری باید ذخیره شود. با در نظر گرفتن ولتاژ حدودی ۱۲ ولت برای ترمینال باتری، جریان ۵/۵ آمپر باید به باتری تزریق شود که با توجه به مصارف پنهان مبدل ناشی از

عوامل بیان شده، این مقدار در عمل و در شبیه‌سازی بر اساس المان‌های حقیقی باید کمتر باشد. در شکل ۱۳-۵ نیز مشاهده می‌شود که جریان تزریقی در حدود ۵ آمپر است.

#### ۵-۴-۲- کنترل ولتاژی ولتاژ باس DC در حوزه CCM

در کنترل ولتاژی به پنج اندازه‌گیری در سیستم نیاز است. از مهم‌ترین عوامل وارد شدن به این نوع کنترل، بهینه شدن تعداد اندازه‌گیری‌ها در سیستم پیشنهادی است. منظور از کنترل ولتاژی مبدل در حوزه CCM، کنترل ولتاژ باس بر اساس مقایسه ولتاژ واقعی باس با ولتاژ مرجع باس است.

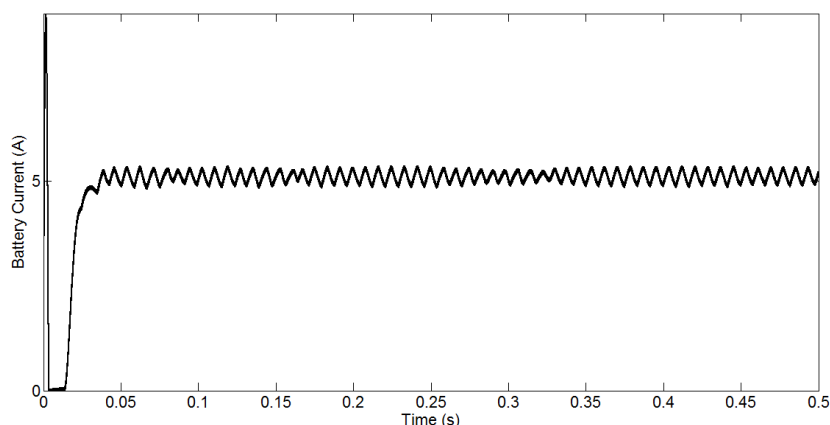


شکل ۵-۱۴ ولتاژ باس DC در حالت کنترل ولتاژی مبدل در حوزه CCM و در هنگام دشارژ باتری

شکل ۵-۱۴ ولتاژ باس DC مبدل چند ورودی/خروجی طراحی شده را در حوزه CCM را زمانی که مبدل Buck-Boost در مد Boost است، نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که ولتاژ خروجی سیستم بعد از گذشت زمان کوتاه ۰/۰۵ ثانیه به مقدار مطلوب ۳۰ ولت رسیده است. در این کنترل، به علت عدم استفاده از یک کنترل‌کننده PI اضافی جهت تولید جریان مرجع باتری، نسبت به روش کنترل جریانی، سرعت پاسخ‌دهی افزایش می‌یابد و این مسئله در شکل ۵-۱۴ مشهود است.

شکل ۵-۱۵ جریان باتری را زمانی که مبدل در مد Boost بوده و طراحی مبدل در حوزه CCM است نشان می‌دهد. مقدار جریان در این بازه مثبت است که بر عملکرد سیستم در مد دشارژ باتری صحه می‌گذارد.

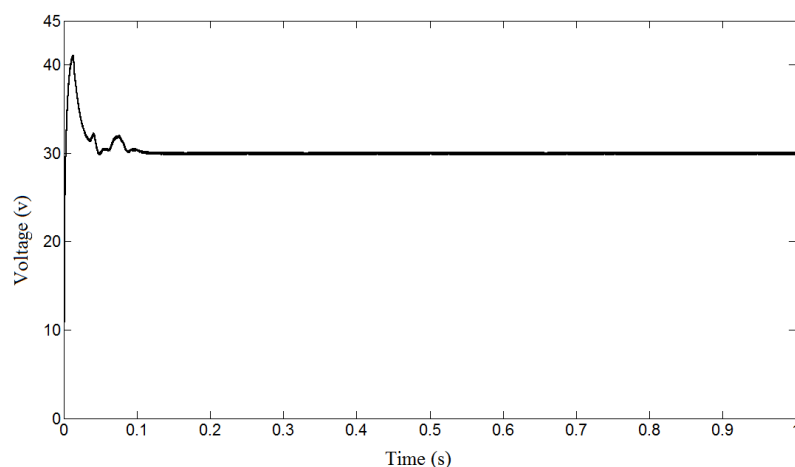




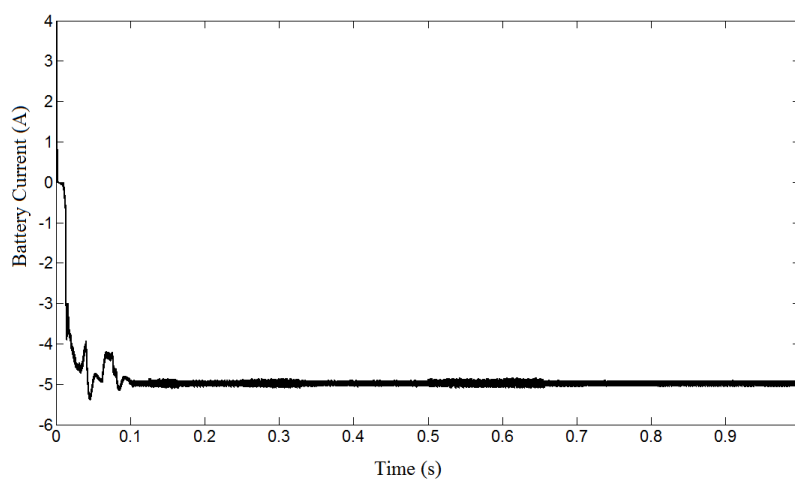
شکل ۵- ۱۵ جریان باتری در حالت کنترل ولتاژی مبدل در حوزه CCM به هنگام دشارژ باتری

جهت برآورده شدن شرایط عملکرد سیستم در مد دشارژ باتری، یک بار با توان مصرفی ۱۸۰ وات به سیستم متصل شده است. شرایط محیطی در نظر گرفته شده برای سیستم به مانند قبل، در تابش  $1000 \text{ W/m}^2$  و دمای  $35^\circ$  خواهد بود که در این شرایط توان تحویلی از سلول ۱۲۶ وات است که مشابه قبل برای تامین بار مذکور جریان ۴/۵ آمپر در حالت ایده آل نیاز است که در شبیه سازی برپایه المان های واقعی این جریان به ۵ آمپر می رسد که عامل آن، توان تلفاتی سیستم خواهد بود.

شکل ۵-۱۶ ولتاژ لینک DC مبدل Buck-Boost را نشان می دهد. این شکل نتیجه شبیه سازی سیستم در مد شارژ باتری و برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM می باشد که با اعمال روش کنترل ولتاژی ولتاژ باس DC کنترل شده است. ولتاژ در این مد کاری و روش کنترلی نیز بعد از گذشت اندک زمانی به مقدار مطلوب ۳۰ ولت رسیده است. مدت زمان سپری شده برای رسیدن به مقدار مطلوب، اندکی بیشتر از ۰/۱ ثانیه است که نسبت به شرایط عملکردی مشابه کنترلی جریانی، این زمان بهبود پیدا کرده است. یکی از علل این مسئله، حذف کنترل کننده PI جهت ساخت جریان مرجع باتری است.



شکل ۵-۱۶ ولتاژ باس DC در حالت کنترل ولتاژی مبدل در حوزه CCM و در هنگام شارژ باتری



شکل ۵-۱۷ جریان باتری در حالت کنترل ولتاژی مبدل در حوزه CCM و در هنگام شارژ باتری

شکل ۵-۱۷ جریان تزریقی به باتری را در حالت کنترل ولتاژی و زمانی که مبدل‌های سیستم در حوزه CCM طراحی شده‌اند، نشان می‌دهد. مقدار جریان در عدد منفی ۵ آمپر ثابت شده است که منفی بودن آن، نشان می‌دهد که باتری از سیستم شارژ می‌شود. با توجه به مطالب بیان شده در قسمت‌های قبلی، در حالت شبیه‌سازی ایده‌آل، جریان  $5/5$ - آمپر باید می‌شد که با توجه به تلفات سوئیچینگ و تلفات رسانایی موجود در مبدل، این جریان به  $5$ - آمپر رسید.

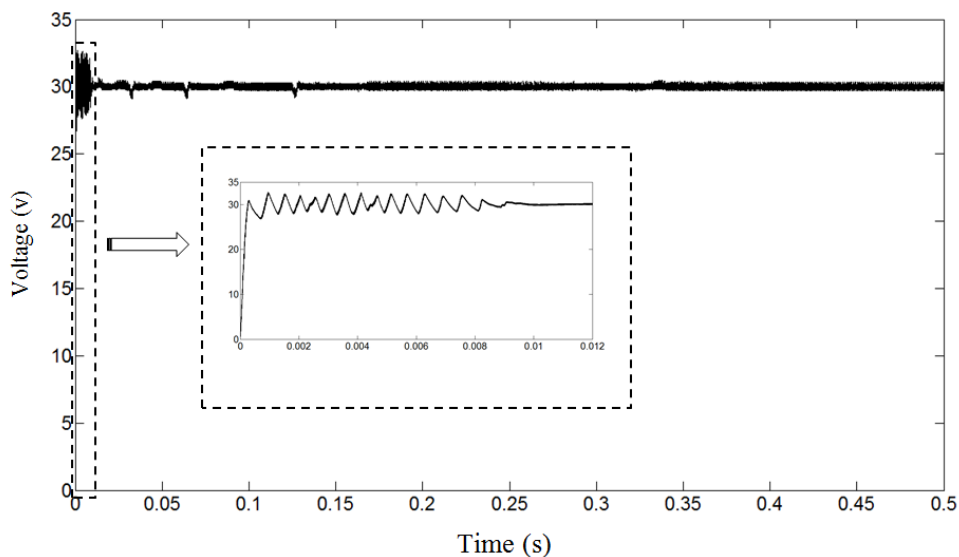
بنابراین، با مقایسه دو حالت کنترل جریانی و کنترل ولتاژی، مشاهده می‌شود که مهم‌ترین هدف کنترلی یعنی، کنترل سطح ولتاژ باس DC، در هر دو نوع کنترل تحقق پیدا کرد. روش کنترل ولتاژی با

توجه به کاهش تعداد اندازه‌گیری‌ها و همچنین عدم نیاز به کنترل‌کننده اضافی، نسبت به روش کنترل جریانی ترجیح داده می‌شود.

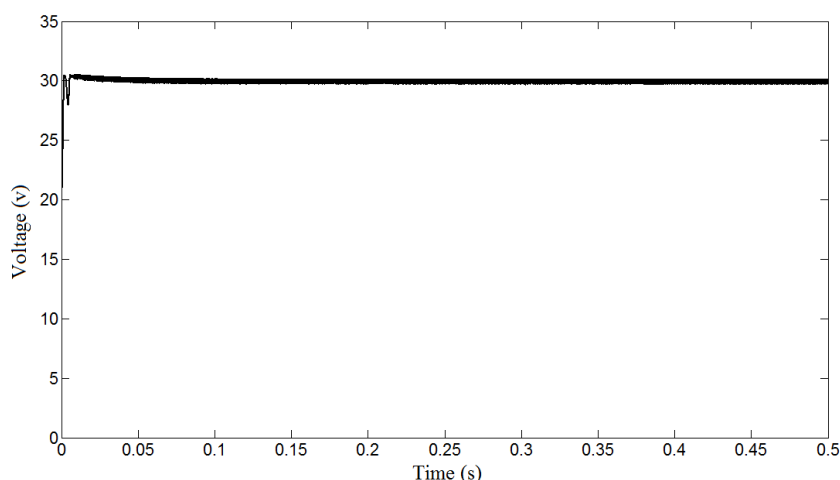
### ۵-۴-۳- کنترل ولتاژی ولتاژ باس DC در حوزه DCM

در این قسمت، نتایج شبیه‌سازی مبدل طراحی شده در حوزه DCM که در آن از کنترل ولتاژی استفاده شده، ارائه شده است. در حالت DCM اندازه سلف مدار شبیه‌سازی شده از  $1/4\text{mH}$  به  $10\mu\text{H}$  رسید که در عمل صرفه‌جویی قابل ملاحظه‌ای در اندازه و هزینه سیستم انجام می‌شود.

در شکل ۵-۱۸ ولتاژ باس DC در حالی که باتری در سیستم دشارژ می‌شود را نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود که در مدت زمان بسیار کوتاهی باس DC به مقدار مطلوب ۳۰ ولت می‌رسد. در این شکل حالت گذرای رسیدن ولتاژ باس به مقدار مطلوب نزدیک شده و نشان می‌دهد در مدت زمان حدود  $0/01$  ثانیه به ۳۰ ولت رسیده است.



شکل ۵-۱۸ ولتاژ باس DC در حوزه DCM و در هنگام دشارژ باتری



شکل ۵-۱۹ ولتاژ باس DC در حوزه DCM و در هنگام شارژ باتری

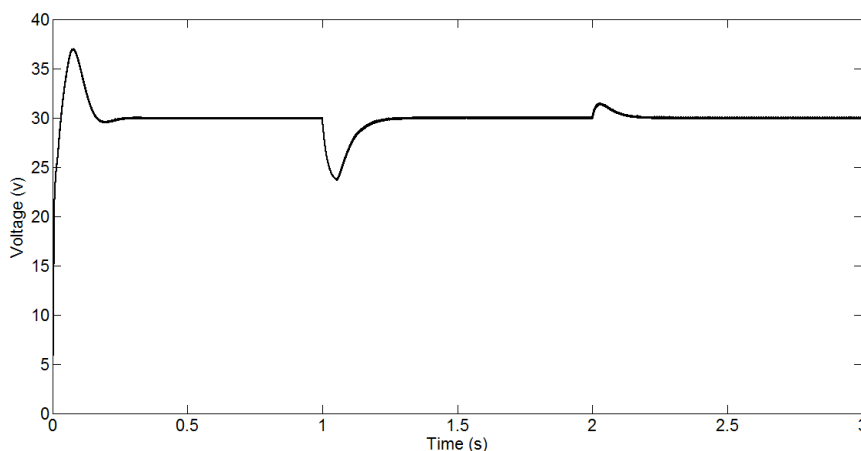
شکل ۵-۱۹ نیز ولتاژ باس DC برای حالتی که باتری در سیستم دشارژ می‌شود را نشان می‌دهد. در این مد کاری نیز مشخص است که ولتاژ در مدت زمان کوتاه تقریباً ۰/۰۱ ثانیه به مقدار مطلوب ۳۰ ولت رسیده است.

با توجه به نتایج حاصله و نمایش داده شده در شکل‌های ۵-۱۸ و ۵-۱۹، می‌توان نتیجه گرفت که هدف کنترل ولتاژ در سیستم طراحی شده در حوزه DCM کاملاً برآورده شده است. همچنین در تعداد اندازه‌گیری و هم اندازه المان حجیم سلف، صرفه‌جویی صورت پذیرفته شده است.

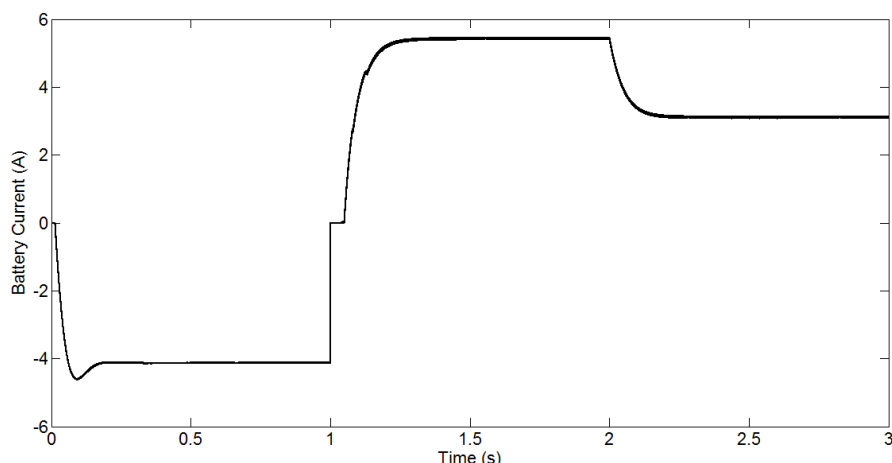
## ۵-۵- مدیریت توان در مدهای عملکردی مختلف

در این قسمت نتایج شبیه‌سازی سیستم پیشنهادی در حالی که شرایط موثر بر سیستم تغییر می‌کنند نشان داده شده است. عوامل موثر، تغییرات شرایط محیطی و همچنین تغییر مد کاری مبدل Buck-Boost است. همچنین مقدار شارژ باتری نیز بر روال مدیریت سیستم تاثیر می‌گذارد. در شکل ۵-۲۰ ولتاژ خروجی سیستم به ازای شرایط مختلف نشان داده شده است. این شکل مربوط به نتیجه اعمال کنترل جریانی در سیستم است و مبدل‌ها در حوزه CCM طراحی شده‌اند. در یک ثانیه اول شرایط بار و محیط به این قرار است که یک بار الکتریکی با توان مصرفی ۴۵ وات به خروجی سیستم متصل است و میزان تابش  $800 \text{ W/m}^2$  و دمای محیط  $35^\circ$  در نظر گرفته شده است. با توجه به میزان تابش و دمای بیان شده، توان خروجی پنل در حدود ۸۶ وات است که از توان درخواستی بار بیش‌تر

می‌باشد بنابراین، باتری در این بازه شارژ می‌شود. شکل ۵-۲۱ جریان باتری را در شرایط مختلف و در سیستم مذکور نشان می‌دهد. شارژ شدن باتری در این بازه زمانی قابل مشاهده می‌باشد. در ثانیه دوم شرایط بار تغییر می‌کند و شرایط محیطی همچنان به حالت قبل باقی می‌ماند. در آغاز ثانیه دوم یک بار ۱۵۷ وات با بار الکتریکی قبلی جایگزین می‌شود که با توجه به بیش‌تر بودن توان مصرفی بار نسبت به توان تولیدی پنل، مد کاری سیستم از شارژ به دشارژ شدن باتری تغییر می‌کند. در شکل ۵-۲۱ تغییر مد شارژ به دشارژ در ثانیه دوم قابل رویت است. در ثانیه سوم بار متصل شده به باس DC ثابت نگهداشته شده و شرایط محیطی تغییر می‌کند. با شروع ثانیه سوم میزان تابش از  $800 \text{ W/m}^2$  به  $1000 \text{ W/m}^2$  تغییر می‌کند و دمای محیط همچنین  $35^\circ$  سانتی‌گراد خواهد بود. با توجه به شکل ۵-۲۰ ولتاژ باس در حداقل زمان به مقدار مطلوب برمی‌گردد. با توجه به این که میزان تابش در این بازه افزایش پیدا کرده است، میزان توان تولیدی سلول نیز افزایش خواهد یافت. توان تولیدی پنل به مقدار ۱۲۶ وات می‌رسد که بازهم باتری در حال دشارژ شدن در سیستم می‌باشد ولی مقدار جریان تزریقی به سیستم از طرف باتری کاهش می‌یابد که در شکل ۵-۲۱ به وضوح قابل رویت است.

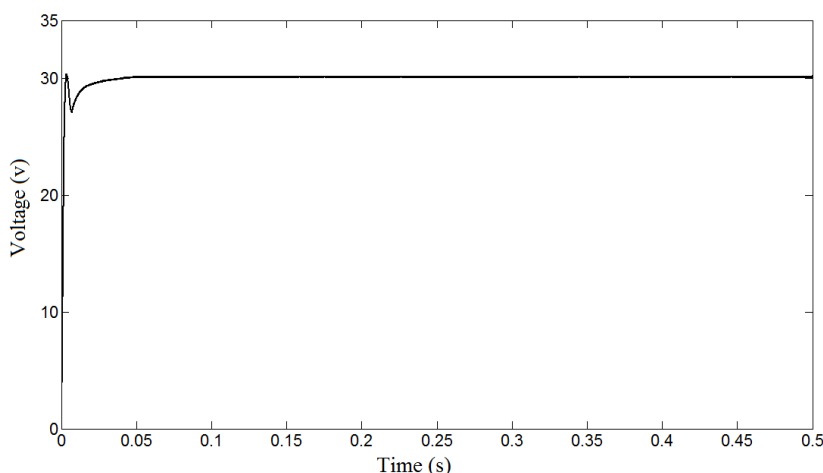


شکل ۵-۲۰ ولتاژ خروجی سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل جریانی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM

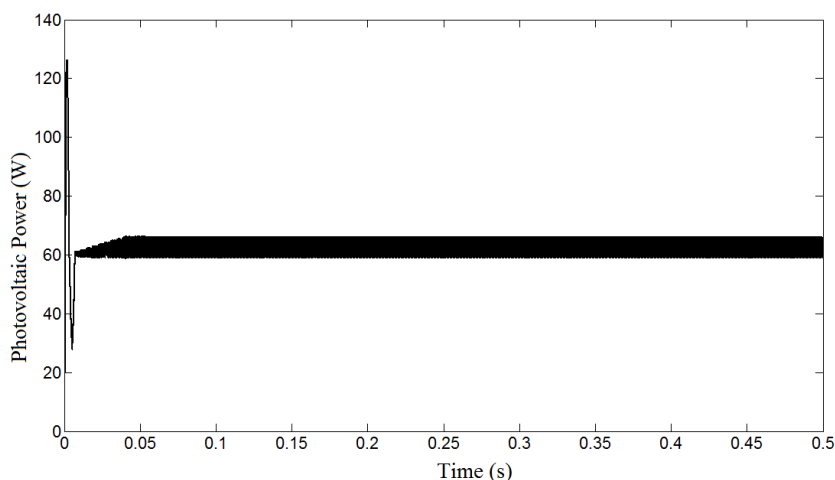


شکل ۵- ۲۱ جریان باتری سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل جریانی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM از جمله دیگر شرایطی که بر سیستم پیشنهادی موثر است، وضعیت شارژ باتری است. در صورتی که سیستم در مد دشارژ باشد و به علت خالی بود باتری این توانایی از آن سلب شود، سیستم قادر به تامین بار در ولتاژ مطلوب نخواهد بود ولی زمانی که سیستم در مد شارژ باشد و باتری پر شده باشد، سیستم ولتاژ باس را در مقدار مطلوب تامین می کند ولی شرایط MPPT دیگر رعایت نمی شود.

بنابراین شرایط مذکور برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM که با روش کنترل جریانی کنترل می شود پیاده سازی شد و سیستم همچنان شرط کنترل ولتاژ در مقدار ثابت را برآورده کرد. شکل ۵- ۲۲ ولتاژ باس DC زمانی که باتری پر است را نشان می دهد. زمانی که توان فتوولتایی در MPP بیش تر از توان درخواستی بار است و باتری قابلیت ذخیره سازی مازاد توان را ندارد، ادامه فعالیت سیستم در MPP باعث بالا رفتن ولتاژ دوسر بار می شود بنابراین، برای حفظ ولتاژ باید توان تولیدی با توان مصرفی بار برابر شود. تنها راه، خارج شدن فتوولتایی از MPP است. در سیستم مذکور این کار انجام شد و در شکل ۵- ۲۳ توان سلول نمایش داده شده است.



شکل ۵-۲۲ ولتاژ باس DC زمانی که باتری پر است

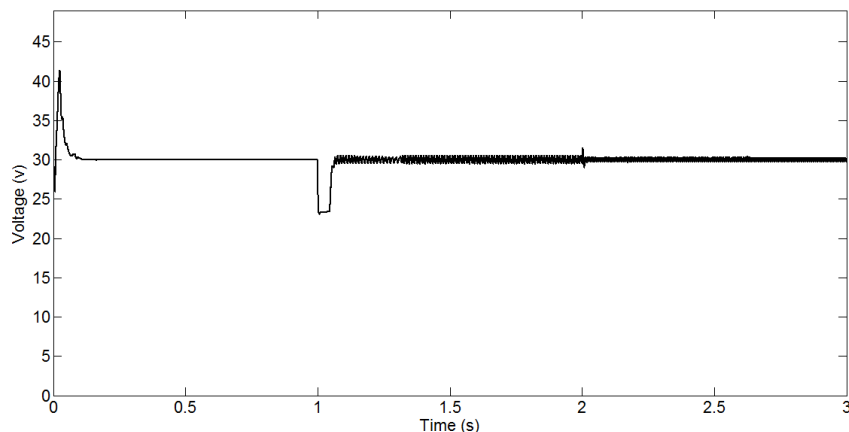


شکل ۵-۲۳ توان فتوولتایی در شرایطی که باتری پر است

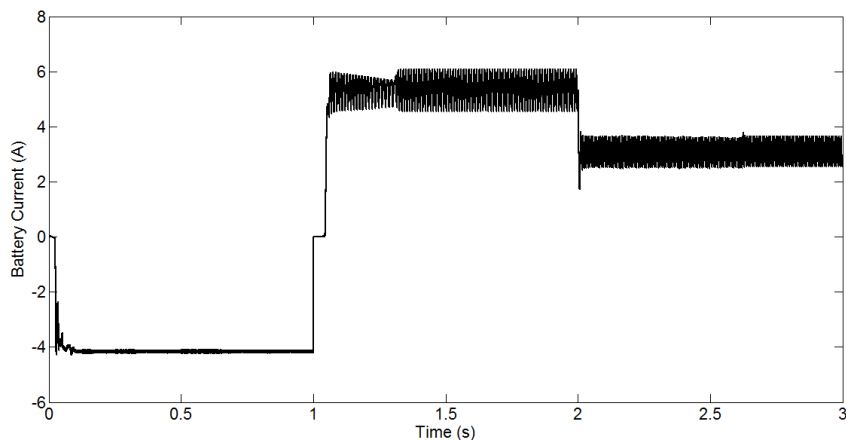
در شکل ۵-۲۲ مشاهده می‌شود که ولتاژ لینک DC بعد از گذراندن شرایط گذرا، در مقدار مطلوب ۳۰ ولت ثابت شده است. شکل ۵-۲۳ نیز نشان می‌دهد که توان تحویلی سلول خورشیدی به سیستم از مقدار حداکثر خود خارج شده و در مقدار میانگین ۶۳ وات ثابت شده است. در حالت مورد بررسی، بار متصل به باس، توان ۶۰ وات را می‌طلبد که اختلاف توان تولیدی و مصرفی بار، ناشی از تلفات رسانایی و سوئیچینگ مبدل Boost واسط بین سلول و باس خواهد بود.

سیستم طراحی شده در حوزه CCM که کنترل ولتاژی در آن انجام شده است نیز در شرایط مختلف محیطی و با بارهای متفاوت مورد بررسی قرار گرفت. نتایج حاصله درستی عملکرد سیستم در

مدها و شرایط مختلف را نشان می‌دهد. سیستم باز هم در مدت زمان سه ثانیه و با سه شرایط مختلف مورد تست قرار گرفت و در ادامه نتایج ارائه شده است.



شکل ۵- ۲۴ ولتاژ خروجی سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل ولتاژی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM



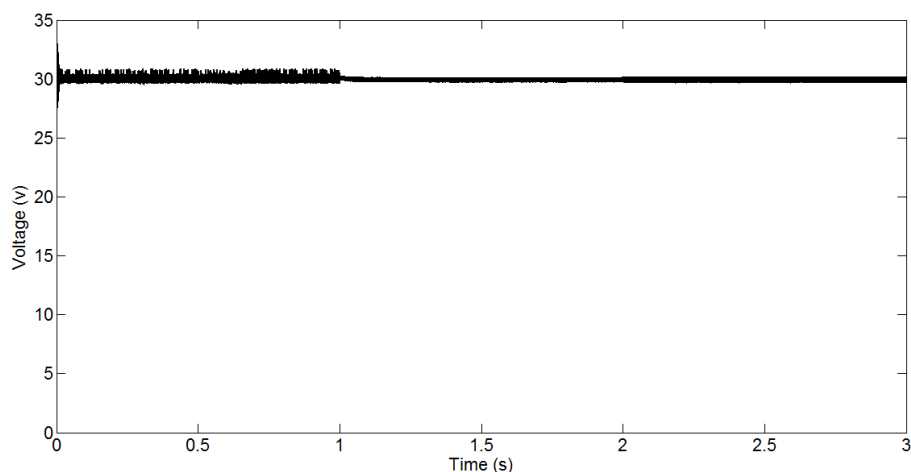
شکل ۵- ۲۵ جریان باتری سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل ولتاژی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM

شکل ۵- ۲۴ ولتاژ باس DC با اعمال کنترل ولتاژی را در شرایط مختلف نشان می‌دهد. این ولتاژ، خروجی سیستمی می‌باشد که قرار است جریان باتری در مد CCM کار کند. همچنین شکل ۵- ۲۵ جریان باتری را در شرایط مختلف با اعمال کنترل ولتاژی نشان می‌دهد. به مانند شرایط اعمالی در حالت کنترل جریانی، در ثانیه اول میزان تابش  $800 \text{ W/m}^2$  و دمای محیط  $35^\circ$  در نظر گرفته شد و توان مصرفی بار متصل به باس DC در حدود ۶۰ وات بود و بیان شد که مبدل Buck-Boost در مد Buck عمل می‌کند و باتری شارژ می‌شود. گواه این مطلب نیز در شکل ۵- ۲۵ قابل مشاهده است. در ثانیه دوم

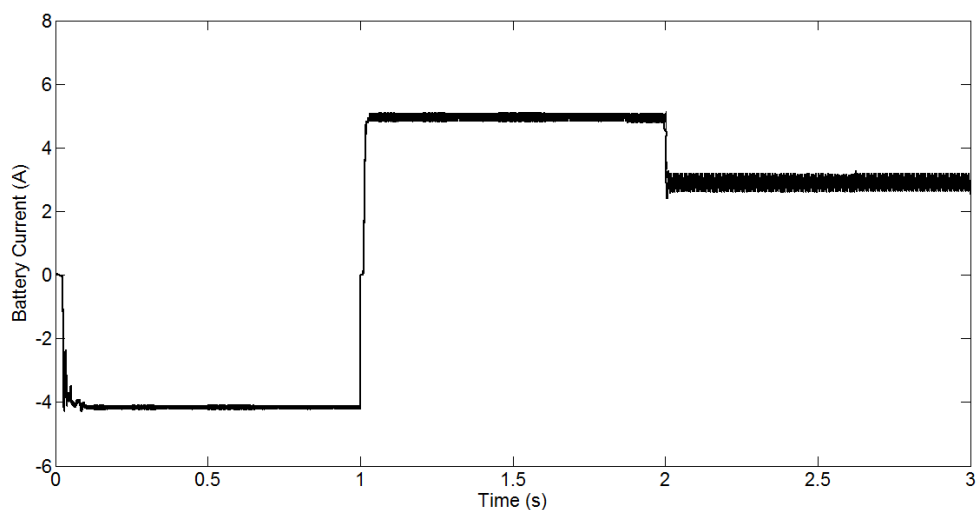


بار متصل شده با یک بار ۱۵۷ واتی جایگزین می‌شود و سطح ولتاژ همچنان ۳۰ ولت می‌ماند که در شکل ۲۴-۵ مشهود است. همچنین مد کاری مبدل Buck-Boost به Boost تغییر می‌کند و جریان از باتری کشیده خواهد شد که در شکل ۲۵-۵ این مسئله قابل رویت است. در ثانیه سوم میزان تابش افزایش می‌یابد که لازمه‌ی آن جهت حفظ ولتاژ باس در مقدار ۳۰ ولت، کاهش جریان کشیده شده از باتری بود که در شکل ۲۵-۵ این مسئله دیده می‌شود. مشاهده می‌شود که در هر سه حالت ولتاژ باس ثابت مانده و با تغییر شرایط، ولتاژ خروجی سیستم به سرعت به مقدار مطلوب می‌رسد.

با شرایط ذکر شده در بالا، سیستم در حالتی که در حوزه DCM طراحی انجام شده نیز مورد بررسی قرار گرفت و نتایج زیر حاصل شد. شکل ۲۶-۵ ولتاژ باس DC را برای سیستم، زمانی که در حوزه DCM طراحی شده را نشان می‌دهد. شکل ۲۷-۵ جریان باتری در حوزه DCM و در شرایط محیطی و عملکردی مختلف را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که ولتاژ در هر سه شرایط مختلف با حداقل تغییرات در مقدار ۳۰ ولت ثابت شده و باتری نیز با سرعت بالایی از حالت شارژ شدن به مد عملکردی دشارژ شدن وارد می‌شود. بنابراین در این حالت نیز، سیستم در تمامی شرایط سرعت پاسخ‌دهی مناسب و مطلوبی دارد.

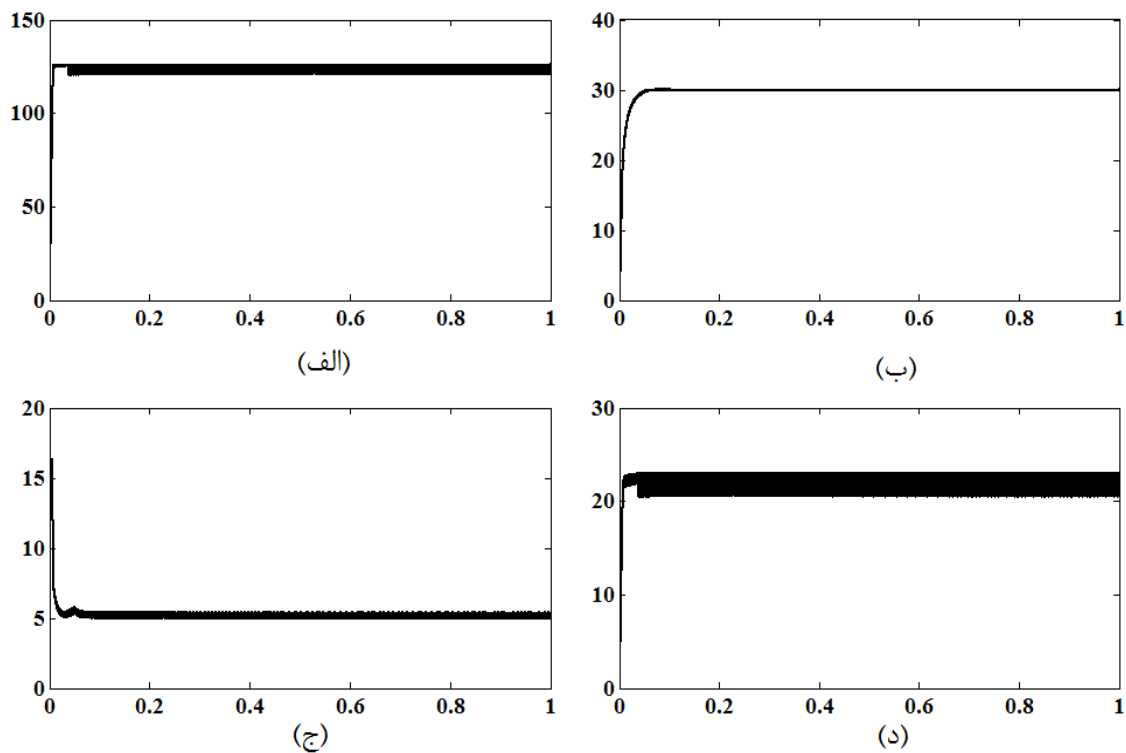


شکل ۲۶-۵ ولتاژ خروجی سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل ولتاژی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM



شکل ۵-۲۷ جریان باتری سیستم در شرایط مختلف و با اعمال کنترل ولتاژی برای سیستم طراحی شده در حوزه CCM

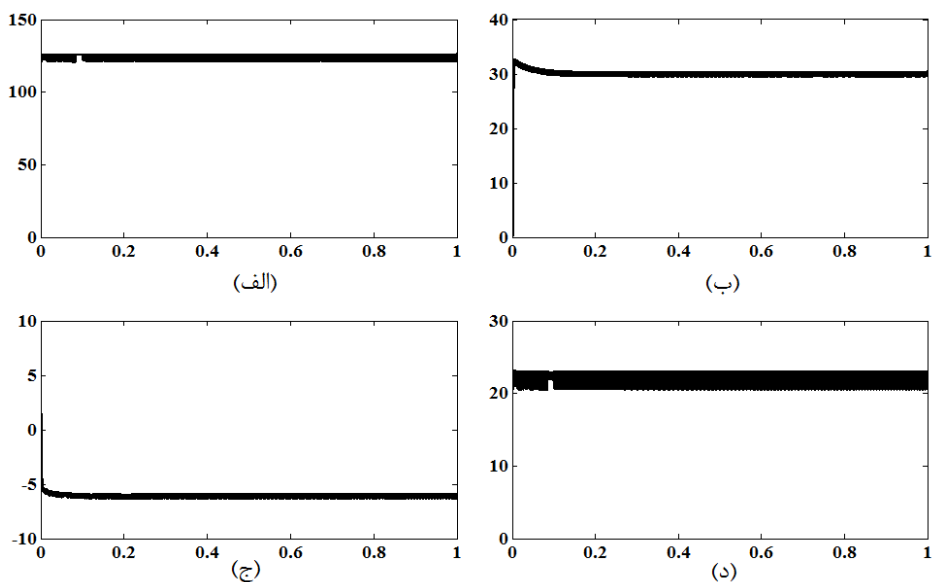
### ۵-۶- کنترل و مدیریت سیستم به روش هیستریزیس



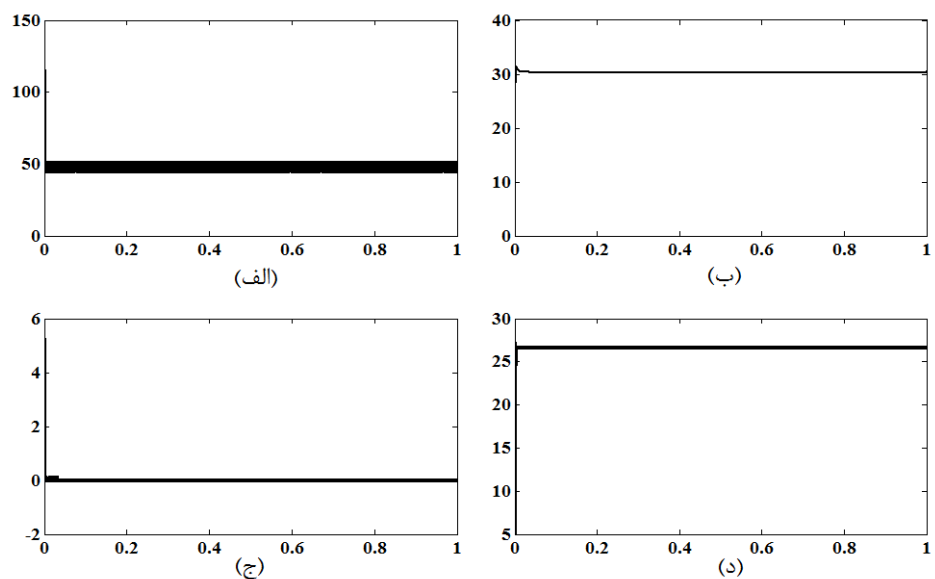
شکل ۵-۲۸ مولفه‌های سیستم پیشنهادی در کنترل به روش هیستریزیس در حالت دشارژ باتری (الف) توان خروجی فتوولتایی (ب) ولتاژ باس DC (ج) جریان باتری (د) ولتاژ ترمینال پنل خورشیدی

کنترل مبدل در فرکانس ثابت و قابل کنترل، اصولی‌ترین کار در کنترل یک مبدل الکترونیک قدرت است. اما روش‌هایی مانند روش هیستریزس نیز وجود دارند که مبدل توسط آنها کنترل می‌شود و شرط استفاده از این روش، استفاده از عناصری با مقدار نسبتاً بزرگ‌تر است. سیستم پیشنهادی به روش-های فرکانس ثابت شبیه‌سازی و کنترل شد و در قسمت‌های قبلی نتایج آن بیان گردید. در این قسمت سیستم به روش هیستریزس کنترل شده و عملیات مدیریت انرژی نیز در سیستم مورد بررسی لحاظ شده است. در کنترل هیستریزس سرعت بالای پاسخ‌دهی را می‌توان در شکل‌های ارائه شده مشاهده کرد و نمایش عملکرد سیستم در مدهای مختلف نیز گواه بر مدیریت درست سیستم خواهد بود.

شکل ۵-۲۸ توان فتوولتایی، ولتاژ خروجی سیستم، جریان کشیده شده از باتری و ولتاژ ترمینال فتوولتایی را در حالی که مبدل Buck-Boost در مد Boost قرار دارد و سیستم به روش هیستریزس کنترل می‌شود، نشان می‌دهد. جهت تولید توان از سلول فتوولتایی، شرایط محیطی با میزان تابش  $W/m^2$  ۱۰۰۰ و دمای محیط  $35^\circ$  فراهم شد و سلول توانی در حدود ۱۲۶ وات به سیستم تحویل می‌دهد. جهت ایجاد شرایط دشارژ باتری باید باری با توان مصرفی بالاتر از مقدار تولیدی سلول در سیستم قرار داده شود که از یک بار الکتریکی با توان مصرفی ۱۸۰ وات بهره‌برده شد. مشاهده می‌شود توان فتوولتایی در مدت زمان کمتر از ۰/۰۱ ثانیه به MPP رسیده است که این سرعت مربوط به استفاده از روش هیستریزس در MPPT است. ولتاژ خروجی سیستم نیز بعد از سپری کردن مدت زمان کمتر از ۰/۰۵ ثانیه به مقدار مطلوب ۳۰ ولت رسید. همان‌طور که قبلاً بیان شد، ولتاژ ترمینال باتری تقریباً ۱۲ ولت است، بنابراین برای تامین توان مورد نیاز بار و تلفات مبدل‌های پیش‌رو، به جریانی در حدود ۵ آمپر نیاز خواهد بود که در شکل ۵-۲۸ قابل مشاهده است و مثبت بودن نیز دلیلی بر دشارژ شدن باتری در سیستم است.



شکل ۵-۲۹ مولفه‌های سیستم پیشنهادی در کنترل به روش هیستریزیس در حالت شارژ باتری (الف) توان خروجی فتوولتایی (ب) ولتاژ باس DC (ج) جریان باتری (د) ولتاژ ترمینال پنل خورشیدی



شکل ۵-۳۰ مولفه‌های سیستم پیشنهادی در کنترل به روش هیستریزیس در حالت شارژ باتری (الف) توان خروجی فتوولتایی (ب) ولتاژ باس DC (ج) جریان باتری (د) ولتاژ ترمینال پنل خورشیدی

شکل ۵-۲۹ توان سلول خورشیدی، ولتاژ باس DC، جریان تزریقی به باتری و ولتاژ دو سر فتوولتایی را در حالتی که سیستم در مد شارژ باتری است و به روش کنترلی هیستریزیس کنترل می‌شود را نشان می‌دهد. شرایط محیطی اعمال شده در این مد کاری، مانند مد قبلی است و تنها بار متصل شده

به خروجی سیستم متفاوت انتخاب شده است. برای ایجاد شرایط شارژ باتری، باری با توان مصرفی ۶۰ وات تغذیه می‌شود. در شکل ۵-۲۹(ج) منفی بودن اندازه جریان نشان می‌دهد که باتری شارژ می‌شود. شکل ۵-۲۹(ب) نشان می‌دهد که در مدت زمان حدود ۰/۱ ثانیه به مقدار ۳۰ ولت می‌رسد.

حالت دیگری که نیاز به بررسی دارد، بررسی سیستم در شرایطی است که کوچک‌تر بودن توان مورد نیاز بار باعث می‌شود که سیستم در مد شارژ باتری قرار بگیرد ولی باتری به علت پر بودن توانایی شارژ شدن را ندارد. در این شرایط، توان تولیدی سلول خورشیدی از MPP خارج می‌شود و در توانی که صرفاً بار و تلفات مبدل Boost را تامین می‌کند، بهره‌برداری خواهد شد.

شکل ۵-۳۰ توان سلول فتوولتایی، ولتاژ لینک DC، جریان باتری و ولتاژ دو سر سلول خورشیدی را در حالتی که سیستم در مد شارژ باتری است و باتری پر است را نشان می‌دهد. سیستم نیز به روش کنترلی هیستریزس کنترل می‌شود. برای این حالت باری با توان مصرفی ۵۰ وات به سیستم متصل شده که شکل ۵-۳۰(الف) نیز نشان می‌دهد که توان تولیدی سلول در همین حدود ثابت شده است. شکل ۵-۳۰(ب) نیز نشان می‌دهد که روش کنترلی اعمال شده در سیستم موثر بوده و ولتاژ خروجی مبدل چندورودی/خروجی در مقدار ۳۰ ولت ثابت شده است. شکل ۵-۳۰(ج) نیز بیان می‌کند که الگوریتم اعمالی جهت مدیریت بر شارژ-دشارژ باتری موثر بوده و در شرایطی که SOC باتری بیش‌تر از حد بالایی خود است، عملیات شارژ باتری متوقف شده و جریان تزریقی به آن صفر می‌شود.

# ۶- فصل شش

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

## ۶-۱- نتیجه گیری

در این پروژه یک سیستم ترکیبی از منابع فتوولتایی و باتری پیشنهاد شده است. به منظور مدیریت و کنترل منابع و اتصال آنها به بار تغذیه شونده، از مبدل الکترونیک قدرت استفاده شده است. باتوجه به حضور چند منبع بعنوان ورودی/خروجی و بار در خروجی، مبدل مورد استفاده، یک مبدل چند ورودی/خروجی است. مبدل مذکور در واقع ترکیبی از دو نوع مبدل الکترونیک قدرت است. یک مبدل DC-DC از نوع Boost و یک مبدل DC-DC از نوع Buck-Boost دوجته که از طریق خازن خروجی به هم متصل شده‌اند.

با توجه به غیرخطی بودن خروجی سلول‌های خورشیدی، از مبدل Boost جهت رسیدن به نقطه حداکثر توان سلول استفاده شده است. مبدل Buck-Boost، رابط باتری و باس تغذیه بار است که مدیریت بر شارژ و دشارژ باتری و ثابت نگهداشتن ولتاژ در خروجی مبدل، در این مبدل انجام می‌شود.

مهم‌ترین اهداف کنترلی برای سیستم مورد بررسی، (۱) ردیابی نقطه حداکثر توان سلول، (۲) تعیین مد شارژ و دشارژ باتری و (۳) کنترل ولتاژ باس تغذیه بار در مقدار ثابت است. جهت رسیدن به هدف اول، در این پروژه از روش P&O بهره برده شده است که لازمه‌ی آن دانستن ولتاژ و جریان سلول است. به طور معمول با این روش، مقدار ولتاژ و یا جریانی که سلول باید در آن کار کند تعیین و مقدار دیوتی سایکل مناسب بوسیله کنترل‌کننده به سوئیچ مبدل پیش‌روی سلول اعمال می‌شود. در این پروژه از روش دیگری بهره‌برده شد که مقدار دیوتی سایکل مناسب بدون کنترل‌کننده اضافی ساخته و به سوئیچ اعمال می‌شود. در این حالت در مدت زمان تقریبی  $0.03$  ثانیه به نقطه حداکثر توان رسید. همچنین روش دیگری تحت عنوان روش هیستریزیس برای رسیدن به نقطه حداکثر توان بکار برده شد که مهم‌ترین مزیت این روش سرعت پاسخ‌دهی بسیار بالای آن است. با استفاده از این روش توان فتوولتایی در زمان  $0.05$  ثانیه در مقدار MPP ثابت شد.

جهت رسیدن به هدف دوم، در روش‌های معمول، از الگوریتم‌هایی استفاده می‌شود که بر پایه مقایسه توان بار و توان تولیدی سلول است که در این روش‌ها، نیاز به دانستن ولتاژ و جریان هم باس تغذیه و سلول و هم توان مورد نیاز بار است. در این پروژه الگوریتم جدیدی ارائه شد که در آن دیگر نیازی به دانستن توان مورد نیاز بار از قبل نیست و مد شارژ و دشارژ باتری بطور مستقل برای هر باری تعیین می‌شود.

در این پروژه هدف سوم با روش‌های مختلفی حاصل شد. ابتدا مبدل پیشنهادی در دو حوزه CCM و DCM طراحی شد. مبدل طراحی شده در حوزه CCM به دو روش جریانی و ولتاژی کنترل شد که در روش جریانی که روش معمول و مورد استفاده مراجع مختلف است، بر اساس جریان باتری کنترل انجام می‌شود. در بدترین مد عملکردی سیستم، در زمان کمتر  $0/15$  ثانیه ولتاژ باس DC در مقدار  $30$  ثابت شد. در کنترل ولتاژی که در این پروژه معرفی شده است، بر اساس ولتاژ باس تغذیه کنترل صورت می‌گیرد. وقتی سیستم بصورت جریانی کنترل می‌شود به شش اندازه‌گیری در سیستم نیاز است و زمانی که کنترل ولتاژی انجام می‌شود به پنج اندازه‌گیری نیاز است. در این پروژه با ارائه و استفاده از کنترل ولتاژی، تعداد سنسورهای مورد نیاز سیستم کاهش پیدا کرد. همچنین سرعت پاسخ دهی در این نوع کنترل از کنترل جریانی بالاتر شد و در بدترین حالات کاری کمتر از  $0/1$  ثانیه ولتاژ در مقدار مطلوب ثابت شد. سپس مبدل در حوزه DCM که نیز روش پیشنهادی این پروژه است، طراحی شد و سپس با روش کنترل ولتاژی کنترل انجام شد. در این حالت نیز علاوه بر سرعت بالا در رسیدن به ولتاژ مطلوب در باس DC، نوسانات ولتاژ در تغییرات بار و شرایط محیطی بسیار کم و مناسب خواهد بود. با این اقدام علاوه بر کاهش تعداد اندازه‌گیری‌های سیستم، اندازه سلف نیز بطور محسوسی کوچک شد. این کار در کاهش حجم مدار و هزینه ساخت مبدل موثر است. لازم به ذکر است که اندازه سلف در حالت DCM  $1/20$  حالت CCM شد. شبیه سازی، کنترل و مدیریت ساختار سیستم پیشنهادی در محیط نرم‌افزاری MATLAB/SIMULINK انجام شده است.



## ۶-۲- پیشنهادات

با استفاده از روش‌های دیگر ردیابی نقطه حداکثر توان که به اندازه‌گیری کمتری نیاز دارد، سیستم مذکور را می‌توان کنترل کرد که در استفاده از سنسورهای اندازه‌گیر نیز صرفه‌جویی انجام خواهد شد. همچنین با مطالعه بیش‌تر مبدل در حوزه DCM نیز می‌توان مواردی مانند بهینه‌سازی المان‌های مدار، تاثیرگذاری بر عمر باتری و کیفیت توان تحویلی سیستم را بررسی نمود.

## مراجع

- [1] F. Ding, P. Li, B. Huang, F. Gao, C. Ding, C. Wang, "Modeling and Simulation of Grid-connected Hybrid Photovoltaic/Battery Distributed Generation System", Int. Conf. Electricity Distribution, China, 2010.
- [2] C. S. Chiu, "T-S Fuzzy Maximum Power Point Tracking Control of Solar Power Generation Systems", IEEE Trans. Energy conversion, Vol. 25, No. 4, pp. 1123-1132, Dec. 2010.
- [3] B. Liu, S. Duan, and T. Cai, "Photovoltaic DC-Building-Module-Based BIPV System Concept and Design Considerations", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 26, No. 5, May. 2011.
- [4] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, and A. Lazaro, "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems", Solar Energy Mater Solar Cells, Vol. 90, pp. 1555–1578, 2006.
- [5] F. Locment, M. Sechilariu, and I. Houssamo, "Batteries and DC Charge Control of Stand-Alone Photovoltaic System Experimental Validation", 14th Int. Conf. on Power Electronics and Motion Control, 2010.
- [6] N. D. Benavides, and P. L. Chapman, "Power Budgeting of a Multiple-Input Buck-Boost Converter," IEEE Tran. Power Electronics, Vol. 20, pp. 1303-1309, Nov. 2005.
- [7] A. Kwasinski, "Identification of Feasible Topologies for Multiple-Input DC–DC Converters," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 24, No. 3, pp. 856-862, March 2009.
- [8] K. P. Yalamanchili, and M. Ferdowsi, "Review of Multiple Input DC-DC Converters for Electric and Hybrid Vehicles," Vehicle Power and Propulsion, IEEE Conf. , pp. 160-163, September 2005.
- [9] K. Gummi "Derivation of New Double Input DC-DC Converter Using the Building Block Methodology," Thesis presented to faculty of the Graguted School of the Missury University of Science and Technology, 2008.
- [10] B. Ozpineci, L. M. Tolbert and Z. Du, "Optimum Fuel Cell Utilization with Multilevel Inverters," 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [11] Y. M. Chen, Y. Ch. Liu, and F. Y. Wu, "Multi-input DC/DC converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 16, No. 25, pp. 1096-1104, August 2002
- [12] L. Yao, H. Mao, J. Liu and I. Bataresh, "Zero voltage switching buck-flyback isolated DC-DC converter with synchronous rectification," IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition, pp. 6-11, March 2006.
- [13] H. S. Chung, S. Y. R. Hui, and W. H. Wang, "A zero current switching PWM flyback converter with a simple auxiliary switch," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 14, pp. 329-342, March 1999
- [14] H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, and M.A.M. Hendrix, "Multi input bidirectional DC-DC converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems," Industry Application Conf., Vol. 3, pp. 2021-2028, Oct 2005.
- [15] B.G. Dobbs, and P.L. Chapman, "A multiple input DC-DC converter topology," Power Electronics Letters, Vol. 1, pp. 6-9, March 2003.

- [16] K. P. Yalamanchili, L. shuai, M. Ferdowsi, and K. Corzine, "New bidirectional double input DC-DC converter for automotive application," Vehicle Power and Propulsion Conf. IEEE, May, 2006.
- [17] A. D. Napoli, F. Crescimbeni, S. Rodo, and L. Solero, "Multiple input power DC-DC converter for fuel cell powered hybrid vehicles," IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 4, pp. 1685-1690, June 2002
- [18] Y. C. Liu, and Y. M. Chen, "A Systematic Approach to Synthesizing Multi-Input DC/DC Converters," Proc. IEEE PESC, 2007, pp. 2626-2632.
- [19] R. Tymerski, and V. Vorperian, "Generation and classification of PWM DC-to-DC converters," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, Vol. 24, No. 6, pp. 743-754, Nov. 1988.
- [20] S. H. Choung, and A. Kwasinski, "Multiple-Input Modified Inverse Watkins-Johnson Converter without Coupled Inductors," Energy Conversion Congress and Exposition IEEE, pp. 3253 – 3260, 2010.
- [21] K. Prestrud Astad and M. Molinas, "Double Input AC/AC Nine-Switch Converter for Multiple-Generator Drivetrain Configuration in Wind Turbines," Trans. IEEE, pp 2382-2388, 2010.
- [22] R. L. Lin, C. R. Pan, and K. H. Liu, "Family of Single-Inductor Multi-Output DC-DC Converters," PEDS IEEE, pp. 1216-1221, 2009.
- [23] M. Y. Kim, C. H. Kim, S. Y. Cho, and G. W. Moon, "A Cell Selective Charge Equalizer Using Multi-Output Converter with Auxiliary Transformer," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011.
- [24] S. H. Choung, and A. Kwasinski, "Multiple-Input DC-DC Converter Topologies Comparison," Industrial Electronics 34th Annual Conference of IEEE, pp. 2359 - 2364, 2008.
- [25] B. N. Alajmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Fuzzy-Logic-Control Approach of a Modified Hill-Climbing Method for Maximum Power Point in Microgrid Standalone Photovoltaic System", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 26, No. 4, Apr. 2011.
- [26] S. L. Brunton, C. W. Rowley, S. R. Kulkarni, and C. Clarkson, "Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Optimization Using Ripple-Based Extremum Seeking Control", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 25, No. 10, Oct. 2010.
- [27] V. Pop, H. J. Bergveld, D. Danilov, P. P.L. Regtien and P. H. L. Notten, Battery Management Systems, Springer, Philips Research Laboratories, Eindhoven, The Netherlands, 2008.
- [28] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: An algorithm for rapidly changing atmospheric conditions", Proc. Inst. Elect. Eng. Vol. 142, No. 1, pp. 59–64, 1995.
- [29] J. H. R. Enslin, and D. B. Snyman, "Combined low-cost, high-efficient inverter, peak power tracker and regulator for PV applications", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 6, No. 1, pp. 73–82, Jan. 1991.
- [30] C. Hua and C. Shen, "Study of Maximum Power Tracking Techniques and Control of DC/DC Converters for Photovoltaic Power System," 29th Annual IEEE PESC, IEEE Computer Soc. Press, New York, USA, 1998, pp. 86-93.

- [31] P. Midya, "Dynamic Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Applications," 27th Annual IEEE PESC, IEEE Computer Soc. Press, New York, USA, pp. 679-683, 1998.
- [32] H. Kanchev, D. Lu, F. Colas, V. Lazarov, and B. Francois, "Energy Management and Operational Planning of a Microgrid With a PV-Based Active Generator for Smart Grid Applications," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 58, no. 10, pp. 4583-4592, Oct. 2011.
- [33] K. N. Hasan, M. E. Haque M. Negnevitsky and K. M. Muttaqi, "Control of Energy Storage Interface with a Bidirectional Converter for Photovoltaic Systems," Australasian Conf. Power Engineering, 2008.
- [34] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, Power Electronics: Converter's Application and Design, John Wiley and Sons Inc., USA, 1995.
- [35] C. Wang, Modeling and Control of Hybrid Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Disturbed Generation Systems, Montana State University, Montana. July. 2006.
- [36] R. W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers, USA, 1997.
- [37] M. H. Rashid, Power electronic Handbook, Academic press, USA, 2001.

## **Abstract**

A hybrid system of Photovoltaic and Battery power sources is suggested in this project. Power electronics converter is used for management and control of power sources and connection them to supplied load. The suggested system is a Multi input/output system and used converter is Multi input/output converter by attention to existence many input/output ports. Tracking maximum power point, determining charge or discharge modes of battery and controlling DC bus voltage in constant value are most important control objectives of system. P&O method is used for obtaining to MPPT. A suggested method is presented for determining charge or discharge modes of battery that its advantage is expressed. The used converter is designed in CCM and DCM modes for receiving stable and constant voltage at DC bus and different methods are used. Simulation, control and management of suggested system implemented in MATLAB/SIMULINK software.



**Ministry of Science, Research and Technology**  
**Shahrood University of Technology**  
**Faculty of Electrical Engineering and Robotics**

**Dissertation Submitted in Partial Fulfillment for the Degree of**  
**Master of Science in Power Electrical Engineering**

**Dissertation Title:**  
**Design and Simulation of Multi Input/Output Converter**

**Researcher:**  
**Hamid Soleimani**

**Supervisors:**  
**Dr. Ali Dastfan**

**Advisor :**  
**Dr. Amin Hajizadeh**

**February 2013**  
**Shahrood, Iran**