

# طراحی و ساخت مبدل دنبال‌کننده جذب حداکثر توان براساس روش ولتاژ ثابت، جهت کاربرد در زیربخش تغذیه نانو ماهواره

حسین عزیزی مقدم<sup>۱</sup>، آرش دهستانی کلاگر<sup>۲</sup>، محمدرضا علیزاده پهلوانی<sup>۳</sup>

۱ استادیار، گروه ماشین‌های الکتریکی دوار، پژوهشگاه نیرو، تهران

۲ استادیار، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک‌اشتر، تهران، a\_dehestani@mut.ac.ir

۳ دانشیار، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک‌اشتر، تهران

تاریخ دریافت: ۱۳۹۶/۱۰/۱۸

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۸/۰۶/۱۰

## چکیده

سیستم شارژر ماهواره مبتنی بر آرایه‌های خورشیدی یکی از بخش‌های کلیدی حساس در طراحی و ساخت ماهواره‌ها می‌باشد. دستیابی به قابلیت اطمینان بالا، جذب حداکثر توان مولد خورشیدی، راندمان بالا و حجم و وزن پایین از جمله اهداف اصلی در طراحی سیستم شارژر می‌باشد. در این مقاله طراحی و ساخت بخش‌های مختلف واحد شارژر یک نانو ماهواره طراحی و شبیه‌سازی می‌گردد. روش‌های مختلفی جهت جذب حداکثر توان از آرایه‌های خورشیدی ارائه گردیده است. برای کاربرد ماهواره، سادگی و قابلیت اطمینان بالا از جمله ویژگیهای مطلوب سیستم شارژر می‌باشد. در این مقاله یک روش ساده جهت پیاده‌سازی الگوریتم جذب حداکثر توان مبتنی بر تکنیک ولتاژ ثابت ارائه گردیده است. نوآوری این مقاله آشکار سازی ولتاژ نقطه کار بهینه پنل خورشیدی بر اساس اندازه‌گیری دمای سلول خورشیدی می‌باشد. با استفاده از ساختار مبدل بوست سنکرون، راندمان بخش مبدل تا ۹۵٪ بهبود می‌یابد. پس از طراحی و شبیه‌سازی سیستم شارژر، زیر بخش‌های مختلف ویرایش اول برد شارژر پیاده‌سازی و تست گردیده است.

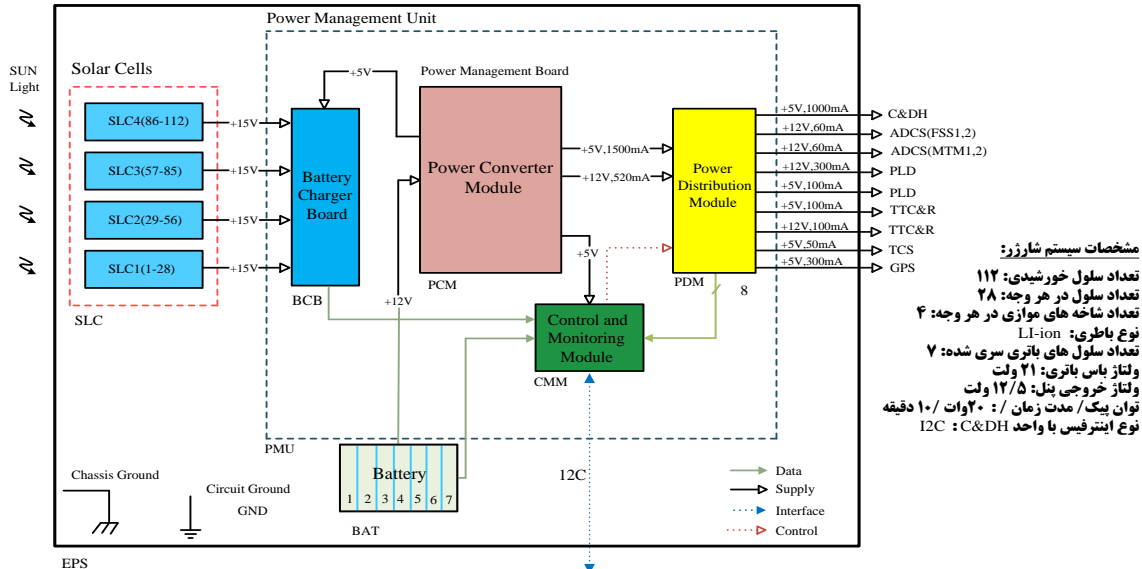
## واژگان کلیدی

پنل خورشیدی، مبدل بوست سنکرون، الگوریتم جذب حداکثر توان، مدولاسیون عرض پالس.

## ۱. مقدمه

بهینه ارائه گردیده است که از نظر سرعت همگرایی، دقت، پیچیدگی روش، هزینه و تعداد سنسورهای مورد نیاز با یکدیگر متفاوت می‌باشند [۱]. شکل ۱ ساختار کلی سیستم شارژر نانوماهواره را نمایش می‌دهد.

هدف از پیاده‌سازی الگوریتم دنبال‌کننده نقطه حداکثر توان (MPPT)، استخراج حداکثر انرژی خورشیدی از پنل‌های خورشیدی تحت شرایط مختلف سطح تابش و دما می‌باشد. بر همین اساس الگوریتم‌های نقطه مختلفی به منظور تشخیص کار



شکل ۱. بلوک دیاگرام کلی واحد شارژر

برای کاربرد ماهواره معرفی می‌گردد. در بخش سوم اصول عملکرد روش MPPT پیشنهادی بررسی می‌گردد. با هدف ارزیابی رفتار دینامیکی روش کنترلی پیشنهادی، شبیه‌سازی سیستم شارژر در محیط سیمولینک در بخش چهارم مقاله ارائه می‌گردد. بخش پنجم مقاله به طراحی کلیه زیر بخش‌های مدار شارژر شامل مبدل بوست سنکرون، مدارات کنترلی، مدارات حفاظتی اختصاص دارد. در مرحله نهایی پیاده‌سازی و تست ویرایش اول برد شارژر چهار وجهی نانو ماهواره ارائه می‌گردد.

## ۲. ساختار کلی مدار شارژر

با توجه به ساختار پیشنهادی مدار شارژر ارائه شده در شکل ۱ روش‌های مختلفی جهت اتصال پیل خورشیدی به ذخیره ساز باتری و مبدل سمت بار ارائه گردیده است که از نظر پیچیدگی، راندمان و قابلیت تثبیت ولتاژ شین DC با یکدیگر متفاوت می‌باشند [۹ و ۱۰].

در شکل ۲ سه روش متداول اتصال پیل خورشیدی به باتری و تغذیه مبدل سمت بار ارائه گردیده است. در ادامه مشخصات هر یک از این ساختارها بررسی می‌گردد:

### • ساختار شین تنظیم شده

در این طراحی اتصال پیل خورشیدی به باتری از طریق رگولاتور کنترل شارژ-دشارژ انجام می‌گیرد.

مقایسه روش‌های متداول الگوریتم جذب حداکثر توان بر اساس معیارهای مختلف اعم از قابلیت اطمینان، دقت، الزام به تنظیمات دوره‌ای، هزینه شارژر، سرعت همگرایی، تعداد سنسورهای مورد نیاز در جدول ۱ خلاصه گردیده است [۲-۴]. در کلیه این روش‌ها در صورت تغییر سطح تابش یا دما، مقدار مرجع ولتاژ (یا جریان) نقطه کار پیل خورشیدی بصورت لحظه‌ای به گونه ای کنترل می‌گردد تا حداکثر توان از ترمینال‌های مولد خورشیدی جذب و به مدار شارژر انتقال می‌یابد. برای کاربرد نانو ماهواره قابلیت اطمینان و سادگی پیاده‌سازی روش MPPT نسبت به هزینه تمام شده و سرعت همگرایی دارای اولویت بیشتری بالاتری می‌باشد. از بین روش‌های ارائه شده روش F-VOC علاوه بر ساختار ساده، تنها نیاز به یک عدد سنسور ولتاژ (یا جریان) می‌باشد. ساختار پیچیده طراحی و الزام به استفاده از تعداد زیاد سنسورهای اندازه‌گیری می‌تواند موجب کاهش قابلیت اطمینان مدار شارژر گردد. با وجود سادگی پیاده‌سازی روش F-VOC، یکی از معایب این روش نیاز به اندازه‌گیری دائمی ولتاژ مدار باز پیل خورشیدی جهت محاسبه ولتاژ نقطه کار بهینه پیل خورشیدی می‌باشد [۵-۸]. در این مقاله بر اساس وابستگی ولتاژ مدار باز پیل خورشیدی به دمای سطح سلول‌ها خورشیدی این کمیت بصورت لحظه‌ای اندازه‌گیری می‌گردد. با اندازه‌گیری ولتاژ مدار باز نقطه کار بهینه مولد خورشیدی با حداقل پیچیدگی حاصل می‌گردد. در بخش دوم مقاله ساختارهای مختلف مورد استفاده

جدول ۱. مقایسه روش‌های مختلف MPPT

نوع روش	P&O	Inc-Cond	Fractional Voc & Isc	Current sweep	Dc link capacitor Droop control	dp/dv or dp/di feedback control	OCC MPPT	BFV
وابستگی به پارامترهای پنل	ندارد	ندارد	دارد	دارد	ندارد	ندارد	بله	بله
نقطه بهینه واقعی	بله	بله	خیر	بله	خیر	بله	خیر	خیر
امکان پیاده‌سازی آنالوگ یا دیجیتال	هر دو	فقط دیجیتال	هر دو	فقط دیجیتال	هر دو	فقط دیجیتال	هر دو	هر دو
نیاز به تنظیمات دوره‌ای	ندارد	ندارد	دارد	بله	ندارد	ندارد	دارد	دارد
سرعت همگرایی	متغیر	متغیر	متوسط	کند	متوسط	سریع	سریع	متوسط
پیچیدگی جهت پیاده‌سازی	ساده	کمی پیچیده	ساده (برای نوع ISC متوسط)	پیچیده	ساده	متوسط	متوسط	ساده
اندازه‌گیری‌های مورد نیاز	ولتاژ و جریان	ولتاژ و جریان	ولتاژ	ولتاژ و جریان	ولتاژ	ولتاژ و جریان	جریان	بدون سنسور

افزایش راندمان شارژر می‌گردد، ولی استفاده از سه مبدل موجب افزایش حجم، وزن و پیچیدگی سیستم کنترلی خواهد شد.

پس از بررسی این ساختارها، ساختار شین رگوله شده کامل با مبدل دو طبقه به دلیل سادگی و قابلیت اطمینان بالا انتخاب گردیده است. برای هر یک از پنل‌های خورشیدی نصب شده روی چهار وجه ماهواره یک مبدل شارژر با سیستم کنترل مستقل استفاده شده است. شکل ۳ نحوه اتصال پنل‌های خورشیدی چهار وجه ماهواره را نمایش می‌دهد. همانگونه که ملاحظه می‌گردد از چهار مدار MPPT مجزا جهت جذب حداکثر توان استفاده گردیده است. به منظور حفاظت از پنل خورشیدی و مدیریت توان تولیدی، از یک سویچ الکترونیک قابل کنترل استفاده گردیده است. همچنین به منظور پیاده‌سازی الگوریتم جذب حداکثر توان، اتصال پنل خورشیدی به باطری از طریق یک مبدل بوست سنکرون انجام گرفته است. در هر یک از ترمینال‌های خروجی پنل خورشیدی و خروجی مبدل بوست از سنسورهای ولتاژ و جریان به منظور پایش لحظه‌ای کمیت‌ها و همچنین حفاظت از اجزاء شارژر نصب شده است. خروجی مبدل‌های بوست هر یک از وجوه چهارگانه ماهواره به طور موازی به یک بانک باطری لیتیوم یون متصل می‌گردد. با توجه به اهمیت تعیین وضعیت شارژر باطری در ماهواره، با کمک یک چیپ مخصوص، وضعیت شارژر باطری در هر لحظه محاسبه و جهت مدیریت توان و حفاظت از عملکرد باطری به واحد PMU<sup>۵</sup> ارسال می‌گردد.

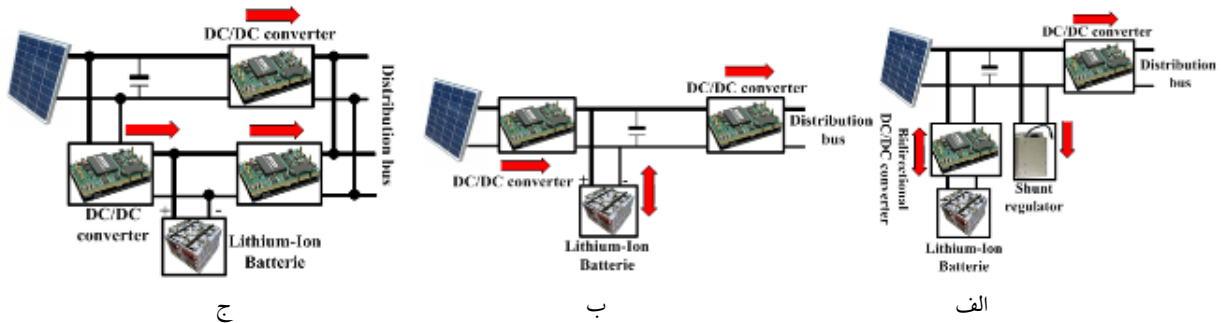
مطابق شکل ۲، الف به منظور تثبیت ولتاژ شین DC از یک مبدل کنترل شده و رگولاتور شنت استفاده می‌گردد. مزیت این روش تثبیت ولتاژ شین DC و عیب این روش تلفات مبدل و پیچیدگی بیشتر می‌باشد. این روش با نام DET<sup>۶</sup> نیز شناخته شده است.

#### • ساختار شین تنظیم شده با مبدل دو طبقه

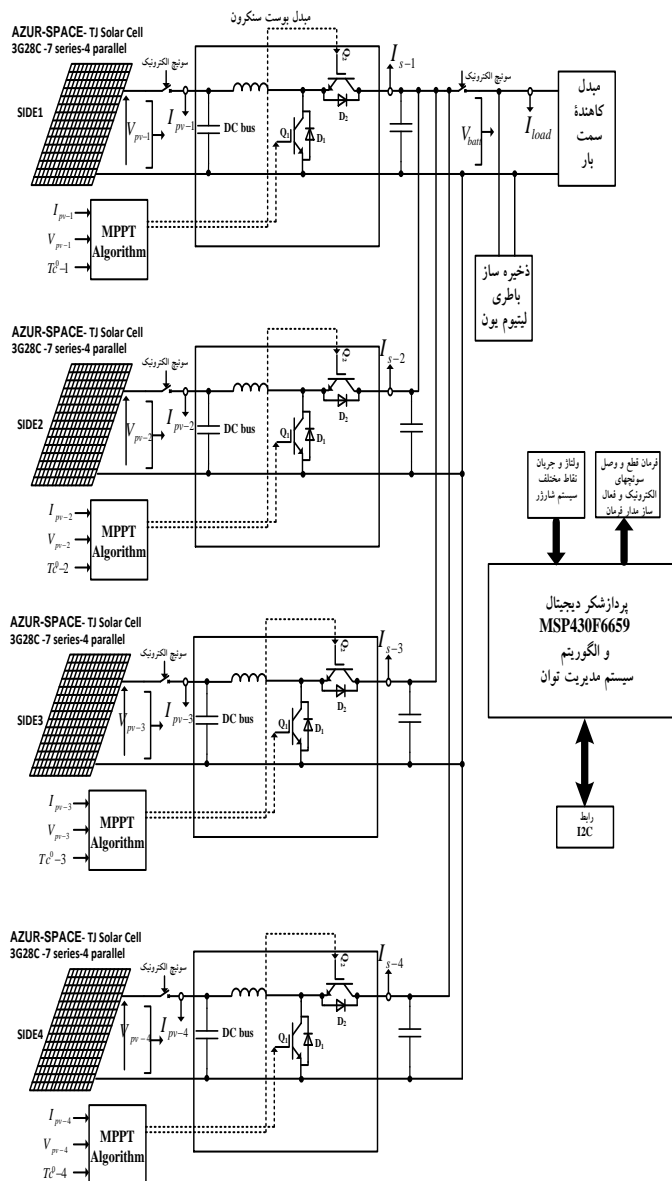
در این طراحی اتصال پنل خورشیدی از طریق مبدل MPPT به باطری و اتصال شین DC از طریق مبدل به بار مصرفی انجام می‌گیرد. مزیت این روش جذب حداکثر توان از پنل خورشیدی و اتصال مستقیم باطری با باس DC بدون نیاز به مبدل دوجته می‌باشد. عیب این روش نسبت به ساختار شین تنظیم شده عدم تثبیت ولتاژ باس DC می‌باشد. شارژر باطری در دو حالت جریان ثابت و ولتاژ ثابت انجام می‌گردد. شکل ۲ ب ساختار این شارژر را نمایش می‌دهد. این روش با نام PPT<sup>۷</sup> نیز شناخته شده است.

#### • ساختار مبدل شارژر و دشارژر مستقل

در این آرایش، مبدل دوجته متصل به باطری، به دو مبدل یک جهته تقسیم می‌گردد؛ به این صورت که مبدل شارژر متصل به ورودی و مبدل دشارژر متصل به شین توزیع می‌باشد. مطابق شکل ۲ ج، انتقال توان در هر یک از مراحل شارژر و دشارژر تنها از طریق یک مبدل انجام می‌گیرد. اگرچه استفاده از این ساختار موجب



شکل ۲. ساختارهای متداول مورد استفاده اتصال مولد خورشیدی به باطری و باس توزیع



شکل ۳. شکل مدار سیستم شارژر پیشنهادی

مشخصه ولتاژ - جریان و توان - ولتاژ به ترتیب در شکل‌های ۴ و ۵ نمایش داده شده است. با توجه به مشخصه توان خروجی مولد خورشیدی نسبت به ولتاژ ملاحظه می‌گردد که برای یک سطح

۳. الگوریتم دنبال کننده جذب حداکثر توان  
میزان توان قابل استخراج از پنل خورشیدی تحت تاثیر شدت تابش و دمای پنل خورشیدی می‌باشد. تاثیر سطح تابش و دما بر

### ۳-۱. روش جذب حداکثر توان F-VOC

در روش F-VOC، ولتاژ خروجی پنل در نقطه کار بهینه  $V_{PM}$  تثبیت می‌گردد. روش ولتاژ ثابت سریع و حجم محاسبات آن پایین می‌باشد. با این حال چالش اصلی این روش اندازه‌گیری ولتاژ مدار باز سلول خورشیدی می‌باشد. با توجه به شکل ۵ ولتاژ نقطه کار بهینه ( $V_{MP}$ ) کسری از ولتاژ مدار باز سلول خورشیدی می‌باشد و بطور تقریبی بصورت یک رابطه خطی از ولتاژ مدار باز  $V_{OC}$  ارائه می‌گردد. در این حالت خواهیم داشت [۱۲ و ۱۳]:

$$V_{MPP} = K \times V_{OC} \quad (1)$$

در رابطه فوق  $K$  ضریب ثابت و حدود  $0.75$  در نظر گرفته می‌شود. دقت روش MMPT ولتاژ ثابت تحت تاثیر اندازه‌گیری ولتاژ مدار باز می‌باشد. روش‌های مختلفی جهت اعمال ولتاژ مدار باز ارائه گردیده است. یک راه حل استفاده از یک جدول داده شامل مشخصه  $V_{OC}$ -T بر اساس اطلاعات سازنده می‌باشد [۱۴]. این روش چندان دقیق نمی‌باشد. راه حل دیگر قطع لحظه‌ای سلول‌های خورشیدی با استفاده از یک سوئیچ الکترونیک و اندازه‌گیری ولتاژ مدار باز در بازه‌های زمانی مختلف می‌باشد. این روش پیچیده بوده و از نظر قابلیت اطمینان برای کاربرد ماهواره مناسب نمی‌باشد [۱۵]. در برخی از کاربردها از یک سلول خورشیدی کمکی جداگانه (بصورت مدار باز) جهت اندازه‌گیری ولتاژ مدار باز استفاده می‌شود. این روش نیز به دلیل فضای مورد نیاز جهت نصب این سلول‌ها برای کاربرد ماهواره دارای محدودیت می‌باشد.

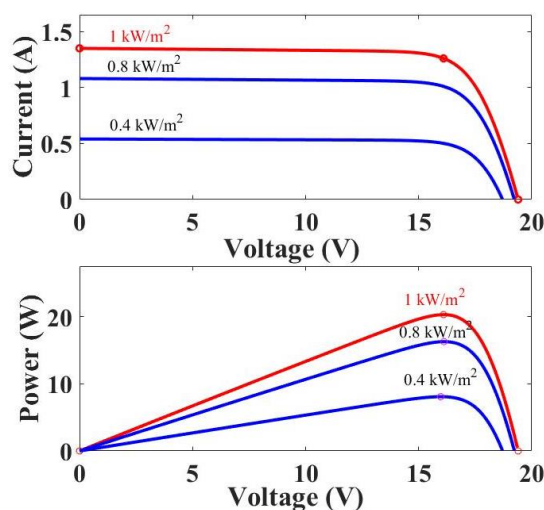
روش پیشنهادی در این مقاله جهت تعیین ولتاژ مدار باز بر اساس وابستگی  $V_{OC}$  به دمای سلول خورشیدی می‌باشد. با بررسی مشخصه‌های توان پنل خورشیدی بر حسب سطح تابش و دما می‌توان دریافت با افزایش دما ولتاژ مدار باز کاهش یافته در حالیکه تغییر سطح تابش موجب افزایش جریان اتصال کوتاه می‌گردد و تاثیر آن بر ولتاژ مدار باز قابل صرف‌نظر می‌باشد. وابستگی ولتاژ مدار باز بر حسب دما بر اساس رابطه ۲ ارائه می‌گردد [۱۶-۱۸]:

$$V_{OC} \approx \frac{E_g}{q} - \frac{2k_B T}{q} \ln \left[ \frac{q W N_V^{1/2} N_V^{1/2}}{J_{sc} \sqrt{\tau_p \tau_n}} \right] \quad (2)$$

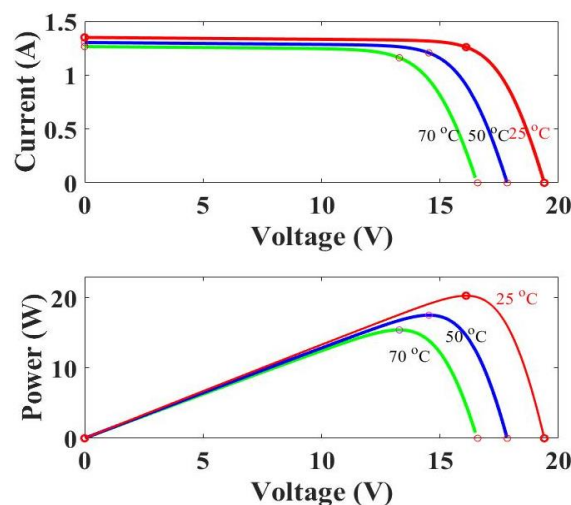
پس از ساده سازی رابطه زیر حاصل خواهد شد:

$$V_{OC} \approx \frac{E_g}{q} - CT \quad (3)$$

تابش و دمای مشخص، یک نقطه ماکزیمم توان قابل استخراج وجود دارد. بررسی مشخصه توان - ولتاژ به ازای سطح تابش و دماهای مختلف نشان می‌دهد با تغییر سطح تابش، جریان فتوولتایی افزایش می‌یابد، در حالیکه ولتاژ مدار باز تغییر چندانی نمی‌کند. همچنین با تغییر دمای سطح سلول خورشیدی جریان فتوولتایی ثابت و ولتاژ مدار باز کاهش می‌یابد [۱۱]. مشخصات پنل خورشیدی مورد استفاده نوع HNM20P-12 (تولید داخل) در این طراحی در جدول ۴ پیوست ارائه گردیده است.



شکل ۴. مشخصه V-I و P-V به ازای سطح تابش های مختلف



شکل ۵. مشخصه V-I و P-V به ازای دماهای مختلف

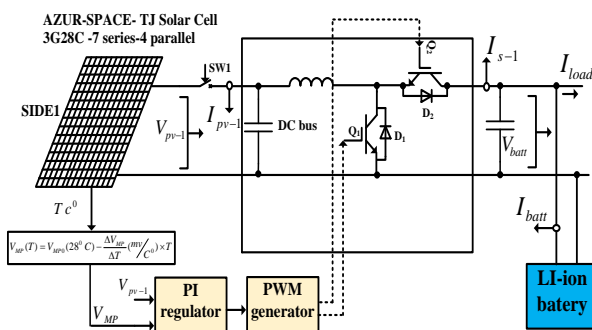
بر این اساس می‌توان گفت در روش MPPT مبتنی کنترل ولتاژ ترمینال خروجی پنل خورشیدی، با تغییر سطح تابش نقطه ولتاژ بهینه تقریباً ثابت بوده در حالیکه با تغییر دمای سطح سلول خورشیدی نقطه بهینه ولتاژ بصورت تقریباً خطی کاهش می‌یابد.

در این طراحی، ابتدا دمای سلول خورشیدی اندازه‌گیری و سپس مقدار افت ولتاژ  $\Delta V_{MP}/\Delta T$  ( $mv/C^\circ$ ) ناشی از تغییرات دمای محاسبه می‌گردد. در ادامه ولتاژ نقطه کار بهینه  $V_{MP}$  محاسبه شده به عنوان مقدار مرجع به مبدل بوست کنترل کننده ولتاژ ترمینال ترمینال پنل خورشیدی اعمال می‌گردد. پس از جایگذاری ولتاژ نقطه کار بهینه به صورت رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$V_{MP}(T) = V_{MP0}(28^\circ C) - \frac{\Delta V_{MP}}{\Delta T} \left( \frac{mv}{C^\circ} \right) \times T$$

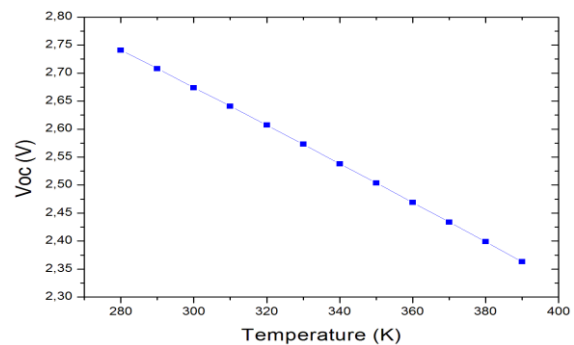
$$= (2.371 \times 7) - 6.1 \times 10^{-3} \times T = 16.1 - 0.0061 \times T \quad (4)$$

رابطه فوق به سادگی بر اساس مدارات آنالوگ قابل پیاده‌سازی می‌باشد.



شکل ۷. روش MPPT پیشنهادی

در این روابط  $K_B = 1.3806503 \times 10^{-23} J/K$ ,  $E_g = 1.2v$  و  $q = 1.60217646 \times 10^{-19} C$  می‌باشد. همان‌گونه که در رابطه ۳ نشان داده شده با افزایش دما، ولتاژ مدار باز کاهش بر اساس یک رابطه خطی با شیب منفی کاهش می‌یابد. شکل ۶ یک نمونه مشخصه  $V_{oc}$  بر حسب دما را نمایش می‌دهد. برای سلول خورشیدی مورد استفاده در این پروژه ولتاژ نقطه کار بهینه  $V_{MP}$  و ضرایب حرارتی  $\Delta V_{VOC}/\Delta T$  ( $mv/C^\circ$ ) و  $\Delta V_{MP}/\Delta T$  ( $mv/C^\circ$ ) توسط سازنده ارائه گردیده است. شکل ۷ دیاگرام کنترلی مبدل بوست و پیاده‌سازی الگوریتم MPPT پیشنهادی را نمایش می‌دهد.



شکل ۶. مشخصه  $V_{oc}$  بر حسب دما

در یک مبدل بوست معمولی به محض خاموشی سوئیچ Q1 دیود D بصورت کموتاسیون طبیعی انجام می‌گردد [۲۰]. در حالیکه در ساختار مبدل بوست سنکرون سوئیچ زنی ماسفت های Q1 و Q2 بصورت معکوس انجام می‌گیرد بطوریکه به محض خاموشی سوئیچ Q1 بعد از گذشت یک زمان مرده، فرمان روشنی به سوئیچ Q2 اعمال می‌گردد و مسیر دشارژ سلف بوست از طریق ماسفت Q2 ایجاد می‌گردد [۲۱ و ۲۲]. در مبدل بوست سنکرون تلفات ناشی از ولتاژ مستقیم دیود شاتکی حذف می‌گردد و در نتیجه تلفات روشنی کاهش قابل ملاحظه‌ای خواهد داشت.

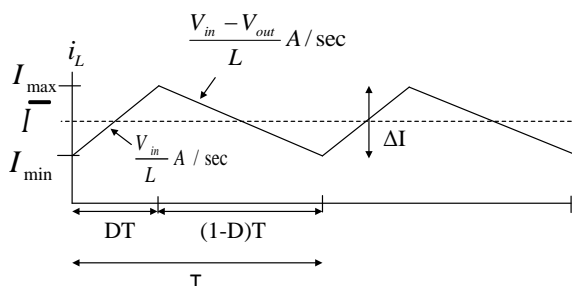
ریل ولتاژ خازن خروجی در بدترین شرایط کاری برابر است با:

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_{out} \cdot T}{C} = \frac{I_{out}}{Cf} \quad (5)$$

نتایج تحلیل مبدل بوست نشان می‌دهد ولتاژ نامی ماسفت Q1 و Q2 برابر 2Vout و ولتاژ خازن برابر 1.5Vout می‌باشد.

### ۳-۲. طراحی مبدل بوست سنکرون با هدف کنترل شارژ باتری

با هدف پیاده‌سازی روش MPPT مبتنی بر تکنیک ولتاژ ثابت، اتصال مولد خورشیدی به باتری از طریق یک مبدل بوست انجام می‌گردد. از معیارهای اصلی جهت طراحی مبدل بوست مورد استفاده برای کاربرد ماهواره، دستیابی به راندمان حداکثر، حداقل وزن و حجم می‌باشد. مطابق شکل ۸ الف در مبدل بوست متداول بخش عمده‌ای از تلفات مبدل در سوئیچ ماسفت (سوئیچ سمت ولتاژ پایین) و دیود شاتکی (سمت ولتاژ بالا) ایجاد می‌گردد. با توجه به استفاده از دیود در بخش خروجی مبدل و تلفات روشنی بالا این المان، در عمل راندمان این نوع مبدلها در نمونه های تجاری حدود ۸۰٪ تا ۸۵٪ می‌باشد. مطابق شکل ۸ ب استفاده از مبدل بوست سنکرون یکی از تکنیکهای موثر به منظور کاهش تلفات دیود سمت ولتاژ بالا می‌باشد. در مبدل بوست سنکرون بجای دیود شاتکی، از یک سوئیچ ماسفت استفاده می‌گردد [۱۹].



شکل ۹. تغییرات جریان سلف مبدل بوست در مراحل شارژ و دشارژ

مقادیر المان های مداری طراحی شده برای مبدل بوست سنکرون در جدول ۳ خلاصه گردیده است.

جدول ۳. خلاصه طراحی مشخصات مبدل بوست

پارامتر	مقدار
$C(\mu f)$	۱
$L(\mu H)$	۱۶۰
$F(kHz)$	۵۰۰
$IL(A)$	۲/۳۳۹
$Ic(A)$	۱/۵
$Vc(V)$	۳۱/۵
$V(Q1, Q2)$	۴۲
$I(Q1, Q2)$	۲/۳۳۹
$v - max(V)\Delta$	۰/۱

### ۳-۳. کنترل شارژ و دشارژ باتری لیتیوم - یون

قابلیت اطمینان واحد شارژر تا حد زیادی به طول عمر باتری و عملکرد ایمن سیستم شارژ و دشارژ باتری وابسته می باشد. بر همین اساس در این طراحی از روش ولتاژ ثابت- جریان ثابت برای کنترل شارژ باتری استفاده گردیده است. شکل ۱۰ پروفیل ولتاژ و جریان شارژ باتری لیتیوم-یون را در مدهای مختلف جریان ثابت و ولتاژ ثابت نمایش می دهد. میزان جریان شارژر در حالت جریان ثابت در محدوده 0.5C تا 1C (C: مقدار نامی جریان شارژر) در مدت زمان ۲ تا ۳ ساعت تا رسیدن به شارژ کامل می باشد.

به منظور افزایش طول عمر باتری، نرخ شارژ باتری در محدوده کمتر از 0.8C توصیه شده است. در برخی از باتریهای لیتیوم - یون بعد از شارژ کامل ممکن است دما به میزان ۵ درجه سانتیگراد افزایش یابد [۲۴ و ۲۵].

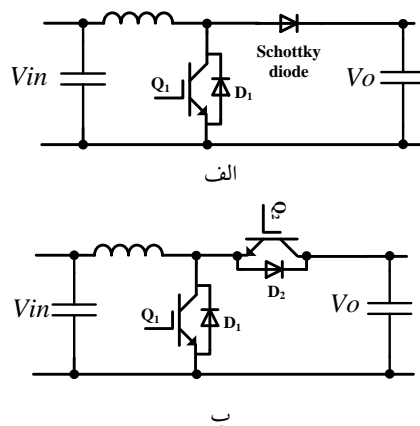
جدول ۲ خلاصه محاسبات ولتاژ و جریان سوئیچ ماسفت را ارائه می دهد. شکل ۹ تغییرات جریان سلف ورودی مبدل بوست را نمایش می دهد. شرط پیوستگی جریان سلف در بدترین شرایط کاری بر اساس رابطه ۶ بیان می گردد [۲۳].

$$L_{boundary} = \frac{V_{in}D}{2I_{inf}} \quad (6)$$

در این رابطه D سیکل کاری مبدل می باشد. بر این اساس حداقل مقدار سلف مورد استفاده جهت پیوستگی جریان بر اساس رابطه زیر قابل محاسبه می باشد.

$$L > \frac{V_{in-max}}{2I_{in-min}} \quad (7)$$

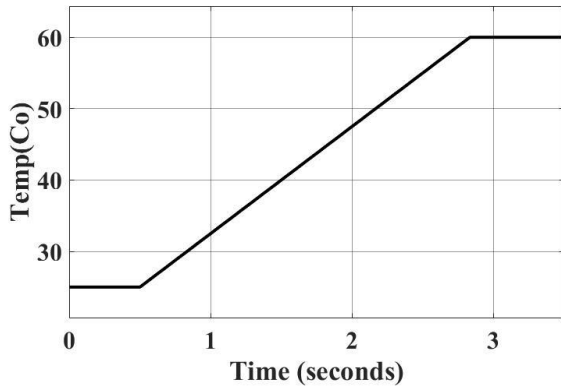
به ازای مقادیر مجاز ریپل جریان و ریپل ولتاژ مقادیر سلف و خازن قابل محاسبه می باشند. فرکانس کلیدزنی یکی از پارامترهای اساسی در تعیین حجم و وزن المان های ذخیره ساز سلف و خازن مورد استفاده می باشد. با توجه به روابط فوق به ازای یک مقدار مجاز ریپل ولتاژ و جریان ، افزایش فرکانس کلید زنی منجر به کاهش مقادیر سلف و خازن و حجم و وزن مبدل می گردد. مقدار سلف پایین با وجود مقاومت کمتر (در نتیجه تلفات کمتر) موجب افزایش ریپل جریان می گردد. با این وجود کاهش مقدار سلف مبدل بوست موجب افزایش سرعت پاسخ دینامیکی مبدل می گردد.



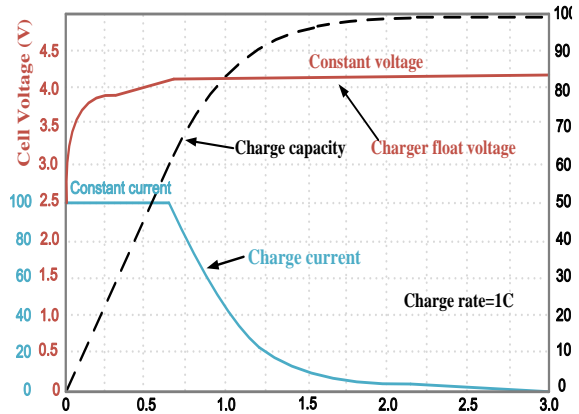
شکل ۸. مبدل بوست معمولی (الف) مبدل بوست سنکرون (ب)

جدول ۲. خلاصه محاسبات ولتاژ و جریان مبدل بوست

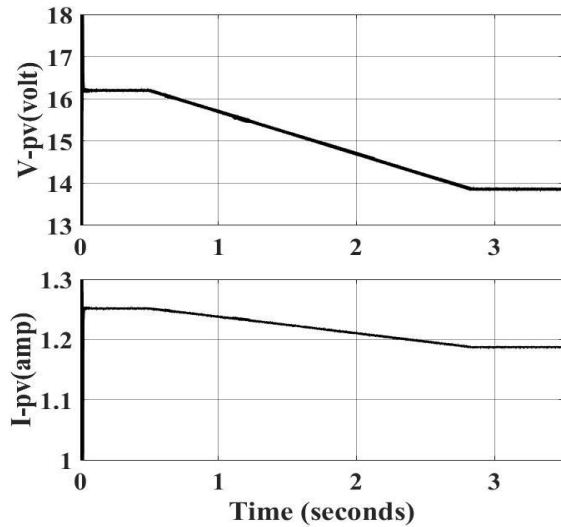
جریان سلف ورودی	ولتاژ خازن خروجی	جریان خازن خروجی	ولتاژ دیود و ماسفت	جریان دیود و ماسفت
$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{in}$	$1.5V_{out}$	$I_{out}$	$2V_{out}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{in}$



شکل ۱۱. تغییرات اعمالی دمای سطح پنل خورشیدی

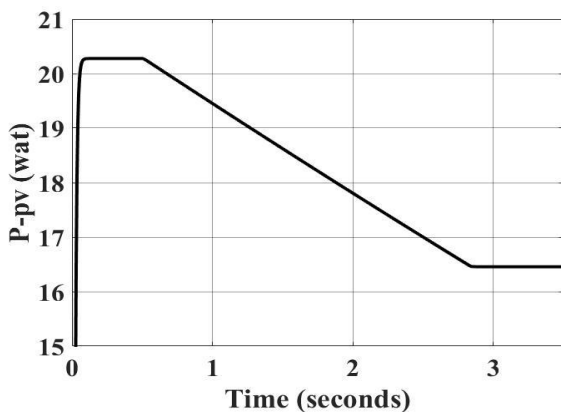


شکل ۱۰. پروفیل شارژ باتری لیتیوم یون



شکل ۱۲. ولتاژ و جریان خروجی پنل خورشیدی با تغییرات دما

تغییرات مشخصه ولتاژ-جریان و مشخصه توان-ولتاژ پنل خروجی با تغییرات دمای اعمالی در شکل ۱۴ نمایش داده شده است. بررسی مشخصه توان-ولتاژ نشان می‌دهد جابجایی نقطه جذب ماکزیمم توان با تغییر دما از ۲۲ وات به ۱۵ وات بوده است.



شکل ۱۳. تغییرات توان خروجی پنل خورشیدی با تغییرات دما

حالت شارژ کامل در شرایطی حاصل می‌گردد که ولتاژ باتری به حد آستانه مشخصی برسد و جریان تا ۳ درصد مقدار نامی کاهش یابد. با افزایش جریان شارژ، حالت ولتاژ ثابت (مرحله رسیدن به ولتاژ پیک) کوتاهتر و حالت شارژ کامل در مرحله جریان ثابت در مدت زمان طولانی‌تری انجام می‌گردد [۲۶]. با این حال شارژ با جریان بالا می‌تواند امکان شارژ سریع باتری تا محدوده ۷۰٪ ظرفیت نامی باتری را فراهم آورد. با هدف کاهش تنش‌های ولتاژی بهتر است باتری در حالت شارژ کامل قرار نگیرد. کاهش ولتاژ آستانه و حذف حالت شارژ کامل موجب افزایش طول عمر باتری می‌گردد ولی زمان مفید کاری باتری را کاهش می‌دهد. در این حالت باتری تا ولتاژ آستانه شارژ می‌گردد و حالت شارژ آن تا حدود ۸۵٪ ظرفیت محدود می‌گردد [۲۷ و ۲۸]. مشخصه تعداد سیکل کاری باتری برحسب عمق دشارژ در جدول ۵ بخش پیوست ارائه گردیده است.

#### ۴. شبیه‌سازی روش MPPT ولتاژ ثابت

با هدف ارزیابی عملکرد واحد شارژر تحت شرایط کاری مختلف، بخش مبدل الکترونیک قدرت، واحد باتری، الگوریتم MPPT در نرم افزار سیمولینک مطلب شبیه‌سازی گردیده است. شکل ۱۱ تغییرات دمای سطح پنل خورشیدی از  $25^{\circ}\text{C}$  به  $60^{\circ}\text{C}$  را نمایش می‌دهد. در این شرایط ولتاژ بهینه پنل خورشیدی بر اساس اندازه‌گیری دما محاسبه شده و به عنوان ولتاژ مرجع به مبدل پوست ارسال می‌گردد. همانگونه که در شکل ۱۲ و ۱۳ ملاحظه می‌گردد، مقدار ولتاژ و جریان و در نتیجه توان خروجی پنل خورشیدی کاهش می‌یابد.



این طراحی با توجه به مقادیر ولتاژ و جریان بدست آمده، سوئیچ قدرت IRFU110 انتخاب گردیده است. در ولتاژ  $V_{gs}=10V$  جریان حداکثر سوئیچ در دمای ۲۵ درجه سلسیوس برابر ۴/۳ آمپر و در دمای ۱۰۰ درجه سلسیوس برابر ۲/۷ آمپر می‌باشد.

### ۵-۱. مدار اندازه‌گیری دمای سطح سلول خورشیدی و پیاده‌سازی روش پیشنهادی

همانگونه که در بخش‌های قبل بررسی گردید جهت پیاده‌سازی الگوریتم MPPT لازم است تا دمای سطح سلول خورشیدی در هر لحظه اندازه‌گیری و بر اساس روابط بدست آمده ولتاژ مرجع VMP محاسبه گردد. شکل ۱۷ مدار اندازه‌گیری دما با استفاده از سنسور PT100 را نمایش می‌دهد. برای این منظور سنسور دمایی در یک پل مقاومتی قرار گرفته و سیگنال تفاضلی پل به مدار تقویت کننده اعمال می‌گردد. با فرض تغییرات دما در محدوده ۸۰- تا ۱۵۰ درجه سانتیگراد، مقادیر مقاومت به گونه‌ای طراحی می‌گردد تا در محدوده دمایی ۸۰- تا ۱۵۰ درجه سانتیگراد ولتاژ خروجی پل در محدوده ۰ تا ۴/۷۴ ولت تنظیم گردیده است. در طراحی مدار اندازه‌گیری دما از تقویت کننده ابزار دقیق با نویز و افسست پایین استفاده گردیده است. خروجی مدار اندازه‌گیری دما با اعمال ضریب اصلاح حرارتی جهت محاسبه مقدار ولتاژ مدار باز به مدارات کنترلی ارسال می‌گردد. محاسبه ولتاژ  $V_{MP}$  بر اساس رابطه زیر حاصل می‌گردد.

$$V_{MP}(T) = V_{MP0}(28^{\circ}C) - \frac{\Delta V_{MP}}{\Delta T} (mV/C_0) \times T \quad (8)$$

مقدار ولتاژ  $V_{MP0}(28^{\circ}C)$  از طریق ورودی VREF اعمال می‌گردد.

$$V_{MPPT}(T) = (VREF1 - V(T) * K2) \quad (9)$$

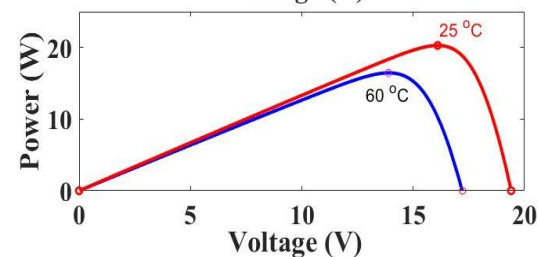
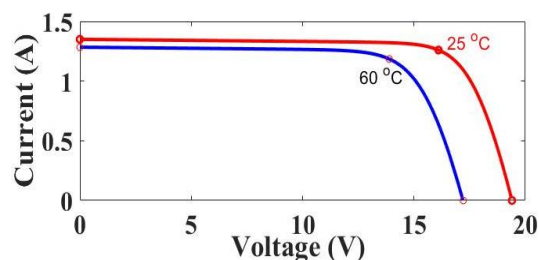
در این رابطه  $K1$  و  $K2$  ضرایب معادله اصلاح ولتاژ  $V_{MP}$  می‌باشند که با انتخاب مقاومت‌های مدار قابل طراحی می‌باشند. ولتاژ خروجی تقویت کننده ابزار دقیق بر اساس رابطه زیر قابل محاسبه می‌باشد.

$$V_{OUT}(T) = 5 * \left( \frac{R(T)}{R(T)+1.5K} - \frac{0.453}{10+453} \right) * \left( \frac{49.4K\Omega}{RG} + 1 \right) = 5 * \left( \frac{R(T)}{R(T)+1.5K\Omega} - .216 \right) * \left( \frac{49.4K\Omega}{RG} + 1 \right) \quad (10)$$

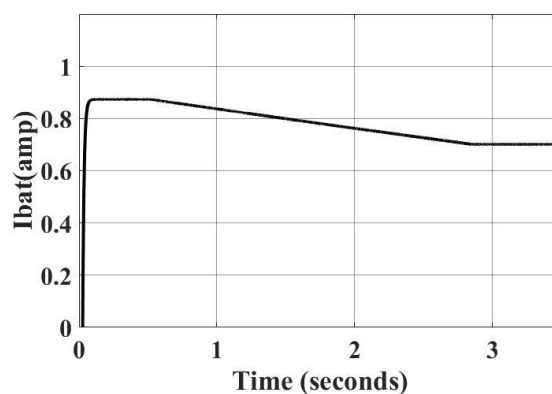
به ازای یک مقدار RG مشخص، با ساده سازی ولتاژ خروجی تقویت کننده بر اساس رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$V_{OUT}(T) = 5 * \left( \frac{R(T)}{R(T)+1.5K\Omega} - .216 \right) * \quad (11)$$

نقطه کار بهینه جدید (MPPT2) با تثبیت ولتاژ پنل خورشیدی روی مقدار ۱۳/۸ ولت حاصل می‌گردد. مقایسه این مشخصه با نتایج شبیه‌سازی‌های ارائه شده در شکل‌های ۱۲ و ۱۳ نشان می‌دهد سیستم کنترلی پیشنهادی تحت شرایط تغییرات دمایی با دقت قابل قبولی نقطه کار بهینه را دنبال می‌کند. شکل ۱۵ جریان شارژ باتری را تحت تاثیر تغییرات دمایی نمایش می‌دهد. همانگونه که ملاحظه می‌گردد با افزایش دما در نقطه کار جدید مقدار جریان شارژ کاهش می‌یابد.



شکل ۱۴. جابجایی نقطه کار بهینه به ازای تغییرات دمایی ۲۵ تا ۶۰ درجه سانتیگراد



شکل ۱۵. تغییرات جریان شارژ باتری تحت تاثیر دما

### ۵. طراحی اجزاء مداری مدار شارژر

پس از طراحی المان‌های مداری مبدل بوست سنکرون بخش‌های مختلف سیستم شارژر شامل مدارات حفاظتی، بخش‌های کنترلی و مدارات اندازه‌گیری طراحی گردیده است. شکل ۱۶ نقشه مدار شماتیک مبدل بوست را نمایش می‌دهد. در

## ۵-۲. طراحی کنترل کننده PI و مولد پالس PWM

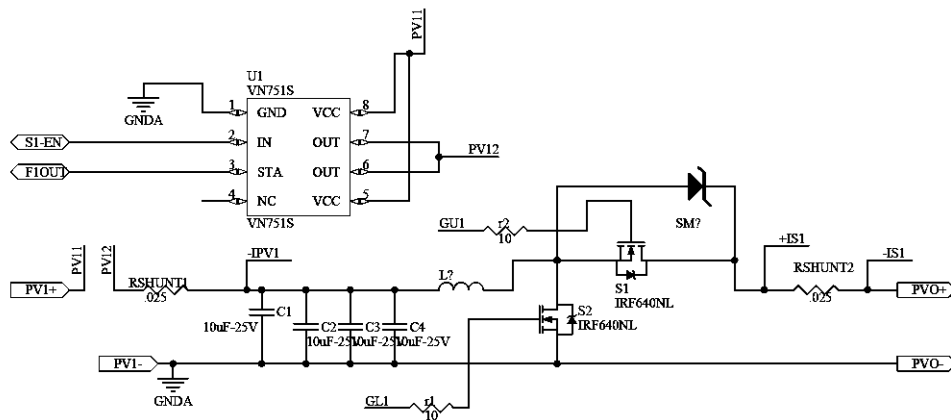
به منظور کنترل ولتاژ پیل خورشیدی در مقدار مرجع دلخواه از یک آی سی تقویت کننده خطا و مولد پالسهای PWM استفاده گردیده است. شکل ۱۸ مدار داخلی آی سی TIL5002 را نمایش می‌دهد. همانگونه که ملاحظه می‌گردد این چیپ از دو بخش آمپلی فایر خطا و مولد پالس PWM تشکیل شده است. با اندازه‌گیری ولتاژ خروجی پیل خورشیدی و مقایسه با ولتاژ مرجع، خطای ولتاژ توسط آمپلی فایر محاسبه می‌گردد و این خطا به کنترلر PI اعمال می‌گردد.

$$\left(\frac{49.4K\Omega}{R_G} + 1\right) = K_1 * R(T) - K_0$$

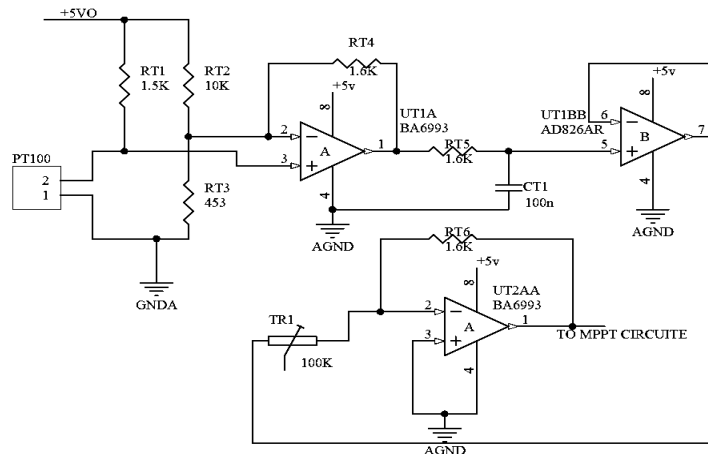
با محاسبه خروجی تقویت کننده نهایی و پس از جایگذاری خواهیم داشت:

$$V_{MPPT1}(T) = ((V_{REF} - K_0) - V_{OUT}(T) * K) \cong V_{MP0}(28^{\circ}C) - \frac{\Delta V_{MP}}{\Delta T} (mv/C^{\circ}) \times T \quad (12)$$

مقایسه رابطه خروجی آمپلی فایر U14 و رابطه ۸ نشان می‌دهد با تنظیم بهره تقویت کننده ابزار دقیق محاسبه مقدار  $V_{MP}$  قابل پیاده‌سازی می‌باشد. لازم به ذکر است پارامترهای  $V_{MP0}$  و  $\Delta V_{MP} / \Delta T$  توسط سازنده ارائه می‌گردد.



شکل ۱۶. طراحی نهایی مبدل بوست سنکرون



شکل ۱۷. مدار اندازه‌گیری دمای سلول خورشیدی

500KHZ تنظیم گردد. خروجی آمپلی فایر خطا یک سیگنال آنالوگ متناسب با مقدار لحظه‌ای خطا می‌باشد. با مقایسه سیگنال کنترلی و موج کریر پالس PWM تولید می‌گردد. همانگونه که انتظار می‌رود با تغییر سطح سیگنال خروجی کنترل کننده PI، عرض پالس خروجی نیز تغییر می‌کند. پس از اندازه‌گیری دما

مدار فیدبک و رگولاتور PI آنالوگ طراحی شده در شکل ۱۹ آورده شده است. با انتخاب مناسب مقادیر المان‌های مقاومت و خازن  $CF1$ ,  $CF2$ ,  $RF2$ ,  $RF2$  طراحی و پیاده‌سازی کنترل کننده PI با پاسخ دلخواه امکان پذیر می‌گردد. فرکانس سویچ زنی واحد PWM میتواند با انتخاب مقاومت RT بین 20KHZ تا

$$G(S) = g_1 \times \frac{(S + \frac{1}{CF33 \times RF4})}{(S(S + \frac{CF33 + CF2}{CF33 \times CF2 \times RF4}))} \quad (13)$$

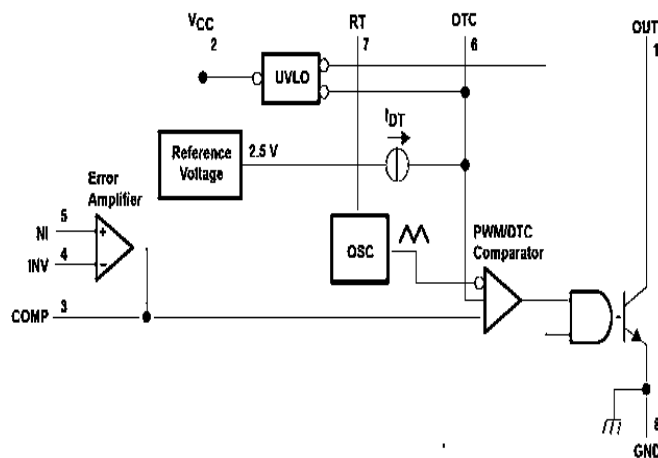
که در این رابطه  $g_1$  بر اساس روابط زیر محاسبه می گردند:

$$g_1 = \frac{1}{R_{vdc2} \times CF2} \quad (14)$$

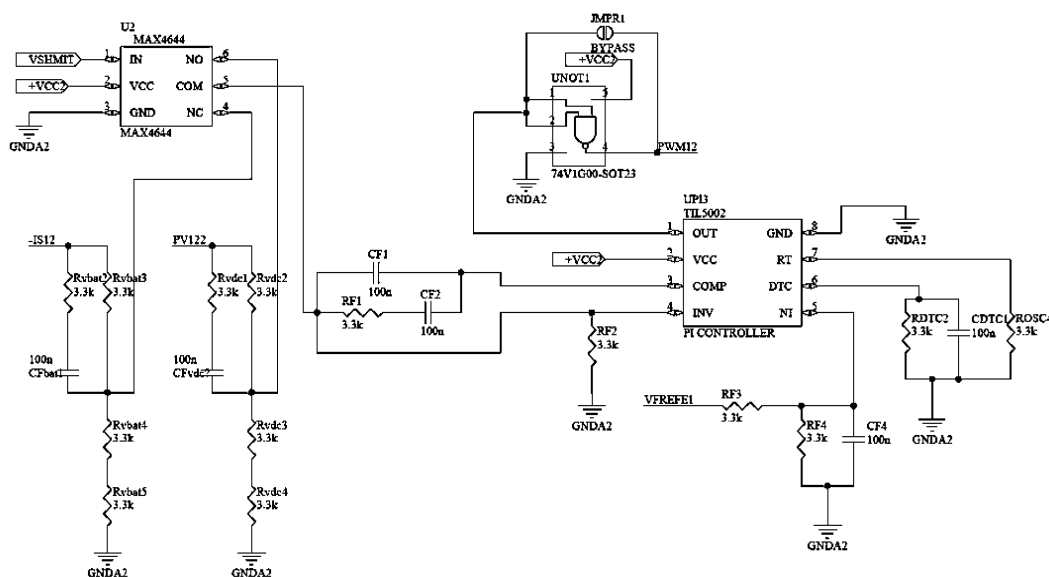
تنظیم ضرایب PI با کمک مدل دینامیکی شبیه سازی مدار شارژ در محیط سیمولینک انجام گرفته است.

سیگنال ولتاژ مرجع بهینه به سیستم کنترل مبدل بوست سنکرون ارسال می گردد. هدف از پیاده سازی رگولاتور PI کنترل لحظه ای ولتاژ خروجی پنل خورشیدی منطبق بر مقدار ولتاژ مرجع  $V_{MP}^*$  می باشد.

تابع تبدیل ولتاژ خروجی آمپلی فایر خطا نسبت به سیگنال خطای ورودی در حوزه فرکانس بر اساس رابطه ۱۳ حاصل می گردد.



شکل ۱۸. مدار داخلی آی سی TL5002



شکل ۱۹. مدار شماتیک کنترل کننده PI

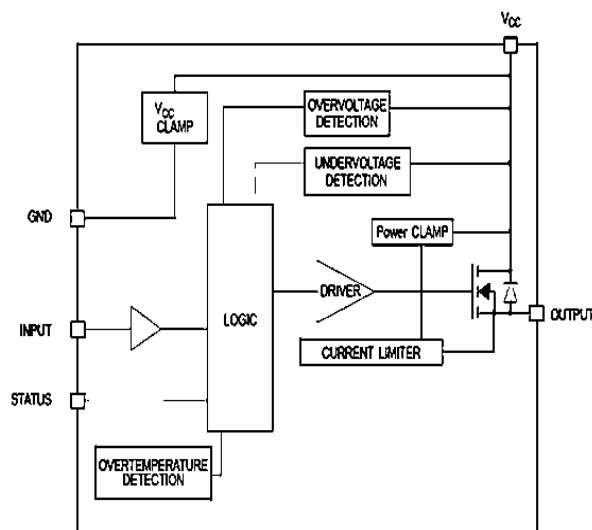
مدار درایو گیت و نحوه اتصال به سوئیچهای ماسفت نمایش می دهد. در صورت بروز هر گونه خطا در بخش شارژر پالسهای PWM ورودی متوقف و ماسفت ها خاموش می شوند. این قابلیت از طریق پایه SD و با ارسال فرمان فعال سازی پالسهای گیت از

### ۳-۵. مدار درایو گیت ماسفت

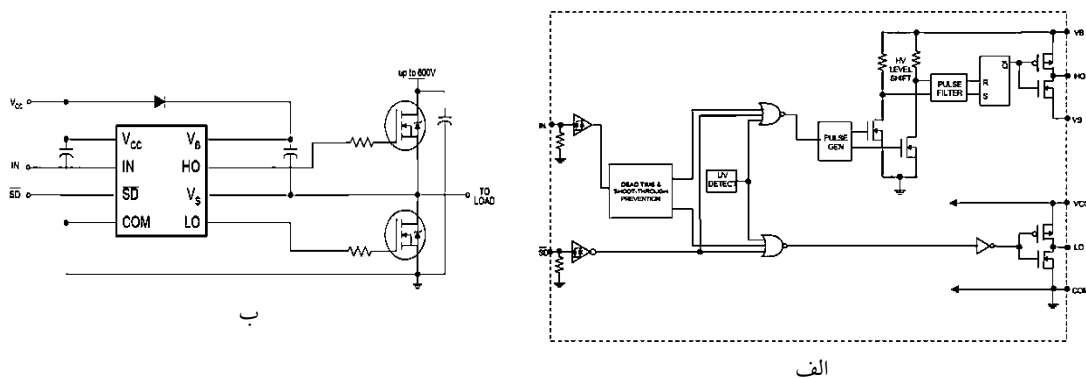
پالسهای PWM خروجی آی سی آمپلی فایر خطا از طریق آی سی درایو گیت IR2104 تقویت و به گیتهای ماسفت قدرت Q1 و Q2 اعمال می گردند. شکل ۲۱ الف و ب به ترتیب ساختار کلی

VN7515 به عنوان رله الکترونیک استفاده گردیده است. از جمله قابلیت‌های این آی سی می‌توان به حفاظت کاهش ولتاژ، اضافه ولتاژ، حفاظت اضافه جریان و حفاظت اتصال کوتاه اشاره نمود. در صورت بروز خطا یک سیگنال خطا به پردازشگر دیجیتال ارسال می‌گردد. همچنین قطع و وصل سوئیچ با ارسال فرمان دیجیتال از پردازشگر میکرو امکان پذیر می‌باشد. در شرایط کار نرمال در صورتیکه ورودی فعال ساز یک باشد مسافت خروجی روشن و انتقال توان صورت می‌گیرد.

طریق سیستم مدیریت توان و توسط پردازشگر دیجیتال انجام می‌گیرد. درایو گیت مورد استفاده در این طراحی امکان اعمال زمان مرده به پالس‌های گیت سوئیچ‌های Q1 و Q2 را فراهم می‌کند. تنظیم مناسب زمان مرده عملکرد ایمن سوئیچ‌های قدرت را تضمین می‌کند. با توجه به قابلیت اطمینان بالای مورد نیاز سیستم شارژر برای کاربرد ماهواره جهت حفاظت از بخش‌های حساس سیستم شارژر در شرایط بروز خطا، استفاده از یک مدار حفاظتی مناسب حیاتی می‌باشد. برای این منظور از آی سی



شکل ۲۰. ماژوهای حفاظتی آی سی VN7515



شکل ۲۱. ساختار داخلی درایو گیت IR2104

پیاده‌سازی سیستم ماینترینگ و سیستم مدیریت توان استفاده گردیده است.

### ۶. ساخت ویرایش اول برد شارژر

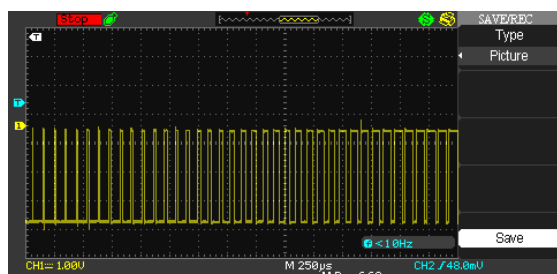
پس از طراحی زیر بخش‌های مختلف سیستم شارژر نمونه اولیه برد شارژر پیاده‌سازی گردیده است. با توجه به فضای محدود و بار

در حین روشن بودن سوئیچ در صورت بروز هر یک از خطاها، سوئیچ مسافت خاموش و خروجی سیگنال خطا فعال می‌گردد. به منظور اندازه‌گیری کمیت‌های ولتاژ و جریان نقاط مختلف سیستم شارژر، پیاده‌سازی الگوریتم مدیریت توان، مدیریت سوئیچ‌های حفاظتی از یک پردازشگر دیجیتال ابزار دقیق استفاده گردیده است. در این طراحی از پردازشگر MSP430F6659 به منظور

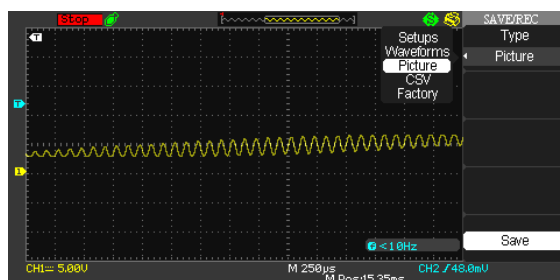
نقطه کار پنل خورشیدی را به نقطه بهینه جابجا نماید. شکل ۲۵ جریان سلف و شکل ۲۶ تغییرات جریان ترمینال پنل خورشیدی را نمایش می‌دهد. بررسی نتایج آزمایشگاهی نشان می‌دهد با تغییر دمای سطح پنل خورشیدی سیستم کنترلی نقطه کار پنل خورشیدی را در نقطه بهینه تثبیت می‌کند.



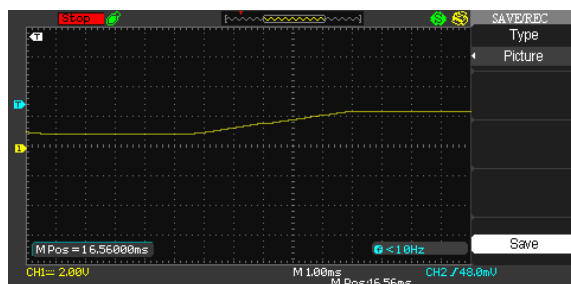
شکل ۲۳. اتصال برد PMU به پنل خورشیدی و بانک باتری



شکل ۲۴. تغییرات عرض پالس در شرایط گذرا



شکل ۲۵. جریان ورودی مبدا بوست



شکل ۲۶. جریان ترمینال پنل خورشیدی

وزنی تعریف شده برای هر یک از زیر بخش‌های نانو ماهواره، طراحی با حداقل وزن و حجم از جمله اهداف کلیدی در ساخت مدارات الکترونیک می‌باشد. شکل ۲۲ نمونه ساخته شده سیستم شارژر برای هر یک از چهار وجه نانو ماهواره را نمایش می‌دهد. به منظور کاهش حجم سیستم و استفاده بهینه از فضای برد، المان‌ها در هر دو سمت برد شارژر مونتاژ گردیده است. همانگونه که قبلاً بررسی گردید با افزایش فرکانس کلید زنی ابعاد و وزن المان‌های سلف و خازن‌های مورد استفاده در بخش مبدل‌های بوست کاهش خواهد یافت. از طرفی با افزایش فرکانس کلید زنی تلفات سوئیچ زنی افزایش می‌یابد و این مساله با توجه به محدودیت‌های خنک‌سازی می‌تواند مساله ساز باشد.



الف



ب

شکل ۲۲. نمونه نهایی مونتاژ شده برد PMU از نمای لایه بالا و پایین

همچنین شکل ۲۳ اتصال پنل خورشیدی به برد PMU و ذخیره ساز باتری را نمایش می‌دهد. شکل ۲۴ خروجی پالس PWM آی سی TL5002 با اعمال تغییرات شدید کاهشی دمای سطح پنل خورشیدی از ۴۵ درجه سانتیگراد به ۲۵ درجه سانتیگراد می‌باشد. با کاهش دما ولتاژ مرجع محاسبه شده افزایش می‌یابد. در این شرایط سیستم کنترلی به گونه ای عمل می‌کند تا با افزایش عرض پالس و افزایش جریان ترمینال پنل خورشیدی،

## ۷. نتیجه گیری

در این مقاله یک روش پیشنهادی جهت پیاده‌سازی الگوریتم دنباله‌کننده جذب حداکثر توان مولد خورشیدی مبتنی بر اندازه‌گیری دمای سطح پنل خورشیدی ارائه گردیده است. در این روش با اندازه‌گیری دمای پنل خورشیدی مقدار ولتاژ مرجع ترمینال پنل خورشیدی محاسبه و به سیستم کنترل ولتاژ مبدل پوست اعمال می‌گردد. این روش علاوه بر سادگی و پیاده‌سازی آسان، به دلیل استفاده از حداقل تعداد سنسور و عدم وابستگی به پارامترهای سلول خورشیدی دارای قابلیت اطمینان بیشتری

## ۸. مأخذ

- [1] Grant bonin, Doug sinclar, Paek power tracking on a nanosatellite scale, the design and implementation of digital power electronic on the SFL generic nanosatellite bus, *23th annual AIAA/USU conference on small satellites*, PP.1-15, 2010.
- [2] Pawan D. Kale, D.S. Chaudhari, A Review on Maximum Power Point Tracking (MPPT) Controlling Methods for A Photovoltaic System, *International Journal of Emerging Science and Engineering (IJESE)*, Vol.1, pp. 15-19, 2013.
- [3] Rasoul Faraji, Amin Rouholamini, Hamid Reza Naji, Roohollah Fadaeinedjad, Mohammad Reza Chavoshian, " FPGA-based real time incremental conductance maximum power point tracking controller for photovoltaic systems", *IET Power Electronic*, Vol. 7, pp. 1294-1304, 2014.
- [4] A.dolara, R.faranda, S.leva, Energy Comparison of Seven MPPT Techniques for PV Systems, *J. Electromagnetic Analysis & Applications*, pp. 152-162, 2009.
- [5] Chee Wei Tan, Green, T.C., Hernandez-Aramburo, C.A., An Improved Maximum Power Point Tracking Algorithm with Current-Mode Control for Photovoltaic Applications, *in Proc. 2005 PEDS, International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, pp. 489 – 494, 2005.
- [6] Yaow-Ming Chen, Yuan-Chuan Liu, Feng-Yu Wu, Multi input converter with power factor correction, maximum power point tracking, and ripple-free input currents, *IEEE Trans. Power on Electronics*, Vol.19, pp. 631 – 639, 2004.
- [7] Sera, D., Kerekes, T., Teodorescu, R., Blaabjerg, F. , Improved MPPT Algorithms for Rapidly Changing Environmental Conditions, *12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1614 – 1619, 2006.
- [8] E., Kalaitzakis, K., Voulgaris, N.C., Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system Koutroulis, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.16 , pp. 46 – 54, 2001.
- [9] R. Twiggs, J. Puig and C. Turner, Cubesat, The Development and Launch Support Infrastructure for Eighteen Different Satellite Costumers on One Launch, *Small Satellite Conference Proceedings*, pp. 1 – 5, 2001.
- [10] Martin oredsson, Electrical Power System for the CubeSTAR Nanosatellite , *Faculty of Mathematics and Natural Sciences University of Oslo*, September 2010.
- [11] Pavels Suskis, Simulation of synchronous boost MPPT converter with GaN switches for photovoltaics , *Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE), IEEE 2nd Workshop on Advances in*, pp. 1 – 6, 2014.
- [12] Roberto Francisco Coelho and Denizar Cruz Martins, An Optimized Maximum Power Point Tracking Method Based on PV Surface Temperature Measurement, *Sustainable Energy - Recent Studies*, 2012.
- [13] Muhammad Saqib Ali, Hyun-Su Bae, Seong-Jun Lee, and Bo-Hyung Cho, Regulated Peak Power Tracking (RPPT) System Using Parallel Converter Topologies', *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, pp. 870-879, 2011.
- [14] Kennedy A. Aganah, Aleck W. Leedy, A Constant Voltage Maximum Power Point Tracking Method for Solar Powered Systems, *IEEE 43rd Southeastern Symposium on System Theory*, pp. 125-130, 2011.
- [15] Villalva, M.G., Gazoli, J.R., Filho, E.R., Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays , *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 24, pp. 1198 – 1208, 2009.
- [16] Sera, Dezso, Teodorescu, Remus; Rodriguez, Pedro, PV panel model based on datasheet values, in Proc. ISIE, *International Symposium on Industrial Electronics* , pp. 2392 – 2396, 2007.
- [17] Molina, M.G.; Mercado, P.E., Modeling and control of grid-connected photovoltaic energy

- conversion system used as a dispersed generator, *Latin America presented at the Transmission and Distribution Conference*, pp.1-8, 2008.
- [18] Serge Jaunay, Jess Brown, DC-to-DC Design Guide, Vishay Siliconix, Document Number: 71917.
- [19] Je-Hyun Yi, Paul Jang, Sang-Woo Kang, Bo-Hyung Cho, Soft-switching synchronous interleaved boost converter with an auxiliary coupled inductor, *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pp. 3330-3335, 2016.
- [20] N M Mahesh Gowda, S. S. Parthasarathy, Optimization of synchronous buck-boost DC-DC switching converter, *Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT)*, pp. 353-359, 2016.
- [21] Sree Manju B, Ramaprabha R, Mathur B.L, Design and Modeling of Standalone Solar Photovoltaic Charging System, *International Journal of Computer Applications* Vol.18, pp. 41-45, 2001.
- [22] Mohammed Ali Elgendy, Bashar Zahawi, David John Atkinson, Comparison of Directly Connected and Constant Voltage Controlled Photovoltaic Pumping Systems, *IEEE transactions on sustainable energy*, vol.1, pp. 184-192, 2010.
- [23] Weixiang Shen, Thanh Tu Vo, Ajay Kapoor, Charging algorithms of lithium-ion batteries, An overview, *Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 1567-1572, 2012.
- [24] C.K. Leong, Y.H Gan; G.D Gan, Z.Y Phuan, M.K Yoong, B.K Cheah, K.W Chew, Ultra fast charging system on lithium ion battery, *Sustainable Utilization and Development in Engineering and Technology (STUDENT)*, pp. 37-39, 2010.
- [25] E. Koutroulis, and K. Kalaitzakis, Novel battery charging regulation system for photovoltaic applications, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 151, pp. 191-197, 2004.
- [26] Hicham Fakhm, Di Lu, Bruno Francois, Power Control Design of a battery charger in a Hybrid Active PV generator for load following applications, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 85-94, 2010.
- [27] Mukund R.Patel, Spacecraft power system, *CRC press*, 2000.
- [28] Craig S. Clark, Alan D. Hill and Martin Day, Commercial Nickel Cadmium Batteries for Space Use, *A Proven Alternative for LEO Satellite Power Storage, European Space Power Conference*, pp. 715-720, 1998.

### پیوست

جدول ۴. پارامترهای سلول خورشیدی ۲۵ C و سطح تابش 1000 W/m<sup>2</sup>

مقدار	نام متغیر
1.26A	Imp
16.1V	Vmp
20.28 W	PMAX, e
1.35A	ISC
19.4V	Voc
559.755ohm	Rp
0.7895ohm	Rs
9.825 * 10e - 8A	Io, n

جدول ۵. تعداد سیکل کاری باتری بر حسب DOD

عمق دشارژ	تعداد دشارژ
۱۰۰ % DOD	۵۰۰
۵۰% DOD	۱۵۰۰
۲۵% DOD	۲۵۰۰
۱۰% DOD	۴۷۰۰
عمق دشارژ	تعداد دشارژ
۱۰۰ % DOD	۵۰۰

### علائم و اختصارات

One-Cycle-Controlled OCC  
 Best Fixed Voltage BFV  
 Pulse-width modulation PWM  
 Open-circuite voltage VOC  
 Maximum power point voltage V<sub>MP</sub>  
 Proportional –integrator controller PI

Maximum power point tracking MPPT  
 Peak power transfer PPT  
 Direct energy transfer DET  
 Fractional open circuite voltage F-VOC  
 Perturb and Observe P&O  
 Incremental conductance Inc-cond

### پی نوشت

1. Maximum power point tracking
2. Fractional open circuite voltage
3. Direct energy transfer
4. Peak power transfer
5. Power management unit
6. Look up table
7. Dead-time