

طراحی و ساخت مدار استحصال انرژی گرمایی با بازدهی بالا بر اساس روش اصلاح شده دستیابی به نقطه بیشینه توان FOCV

سلاله اکبرپور^۱، محمدرضا اشرف^۲

^۱دانشجوی کارشناسی ارشد برق الکترونیک، دانشگاه صنعتی شاهرود، solaleakbarpoor@gmail.com

^۲استادیار دانشکده مهندسی برق و رباتیک، دانشگاه صنعتی شاهرود

چکیده

در این مقاله یک مدار استحصال انرژی گرمایی به کمک یک مبدل افزایشدهنده با بازدهی بالا طراحی و ساخته شده است. در این مبدل افزایشدهنده به منظور دستیابی به بیشینه توان از روش اصلاح شده FOCV استفاده شده است و در آن از طریق نتایج عملی نشان داده شده است که اگر در روش FOCV، ولتاژ ورودی مبدل حدوداً برابر با $0/3$ ولتاژ مدار-باز مولد ترموالکتریک تنظیم شود، بازدهی مبدل افزایش می‌یابد. پیاده‌سازی این روش بسیار ساده و به کمک یک تقسیم ولتاژ خازنی انجام شده است. بر مبنای این روش یک مبدل استحصال انرژی گرمایی طراحی و ساخته شده است که قادر است ولتاژ ورودی 500 میلی‌ولت حاصل از یک مولد TEG را به ولتاژ خروجی $1/5$ ولت با توان 6 میلی‌وات و بازدهی 50 درصد تبدیل نماید.

کلیدواژه

استحصال انرژی گرمایی، بازدهی بالا، مبدل افزایشدهنده، مولد ترموالکتریک، روش FOCV

مقدمه

بنابراین استحصال انرژی گرمایی و تبدیل آن به الکتریسیته به ما امکان صرفه‌جویی در هزینه صنعت از طریق رویه‌های کارآمد را می‌دهد. انرژی گرمایی را می‌توان از ماشین‌های صنعتی، هواپیماها، آگزوز موتور سیکلت و خودرو، سطح شیشه در زمستان و تابستان، گرمای ساطع شده از خورشید و سطح بخاری برداشت و سپس انرژی الکتریکی حاصل را ذخیره کرد. هم‌چنین می‌توان گرمای بدن را برداشت کرد و در حسگرهای بی‌سیم برای مراقبت‌های بهداشتی پیشگیرانه، نظارت بر بیماری‌های مزمن و نشانه‌های حیاتی بدن، دستگاه‌های ردیابی حیوانات، انرژی مورد نیاز ساعت مچی، ضربان‌ساز قلب [۳] و بسیاری از کاربردهای دیگر مورد استفاده قرار داد. در مرجع [۳] یک مدار استحصال انرژی گرمایی به‌منظور استفاده در ضربان‌ساز مصنوعی قلب به‌صورت مجتمع در تکنولوژی $1\mu\text{m}$ CMOS $0/18$ طراحی و شبیه‌سازی شده است. کاربرد این مدار برای تأمین توان ضربان‌ساز مصنوعی قلب بوده و حداکثر توان خروجی آن 130 میکرووات بوده است.

در مقاله حاضر، کاربرد استفاده از استحصال انرژی گرمایی، حذف باتری در یک موشواره و طراحی و ساخت یک مبدل استحصال انرژی گرمایی به صورت discrete و بر روی PCB برای تأمین توان موشواره از طریق گرمای کف دست است. با

در جهان امروز وسایل الکترونیکی بسیار پرکاربرد بوده و تأمین انرژی آن‌ها معمولاً از طریق باتری انجام می‌شود. استفاده از این باتری‌ها با مشکلاتی مواجه است. عمر باتری‌ها محدود است و مشکلاتی برای تعویض آن‌ها در بسیاری از کاربردها وجود دارد. هم‌چنین باتری‌ها یکی از منابع خطرآفرین برای محیط زیست هستند [۱]. در نتیجه استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر و یافتن راهکارهای جدید هرچند کوچک در زمینه‌ی صرفه‌جویی در مصرف انرژی وسایل الکترونیکی سودمند است. به‌دلیل مشکلات ذکر شده مهندسين راهکار مناسبی را ارائه داده‌اند. این راهکار، استحصال انرژی^۱ به کمک منابع موجود در محیط است. استحصال انرژی فرآیندی است که از طریق آن انرژی از منابع غیرالکتریکی محیط از قبیل انرژی خورشیدی، انرژی باد، انرژی جنبشی، گرما و اختلاف دما، نور محیط و امواج رادیویی [۲] دریافت و ذخیره می‌شود و برای دستگاه‌های کوچک و بی‌سیم و حتی دستگاه‌های بزرگ تبدیل به منبع انرژی الکتریکی خواهد شد.

سالانه درصد زیادی از انرژی گرمایی تولید شده هدر می‌رود،

^۱ Energy Harvesting

میان روش‌های دیگر ساده‌تر هستند، اما در عین حال اکثر پیاده‌سازی‌های آن‌ها توان تلفاتی زیاد دارند. زیرا برای اندازه‌گیری V_{OC} و I_{SC} نیاز به قطع مدار است. روش‌های ارائه شده در [۱۷-۱۴] همگی با وجود برطرف کردن عیب روش FSCC/FOCV، به دلیل پیچیدگی که در الگوریتم دارند، مناسب نیستند. روش ارائه شده در [۲۲] نه تنها با استفاده از طرح FSCC/FOCV بدون قطع مدار باعث کاهش توان تلفاتی شده است، بلکه پیاده‌سازی آن نیز بسیار ساده است. در نتیجه می‌توان از این روش به‌عنوان بهترین روش در بین روش‌های نام‌برده برای حصول به شرایط MPP یاد کرد.

روش FOCV بر این مبنا استوار است که زمانی مبدل می‌تواند بیشترین توان را از ورودی دریافت نماید که ولتاژ ورودی مبدل برابر با نصف ولتاژ مدار-باز مولد TEG باشد. با این وجود، نویسندگان در [۴] نظریه‌ای به‌منظور افزایش بیشینه توان ارائه داده‌اند و به کمک تحلیل تئوری و محاسبات نشان داده‌اند که در صورتی که ولتاژ ورودی مدار حدوداً برابر با $0/3$ ولتاژ مدار-باز TEG باشد، بازدهی مبدل بیشتر خواهد بود. بر این اساس، مداری به صورت مجتمع طراحی و شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی حاصل از این مدار، نشان می‌دهد که بازدهی مدار افزایش یافته است. با این وجود، مدار طراحی شده قابلیت فراهم نمودن توان خروجی کمی دارد و هم‌چنین مداری که برای پیاده‌سازی نظریه به کار برده شده است وابسته و حساس به پارامترهای مداری نظیر مقاومت TEG، مقدار سلف و مقدار مقاومت سلف است و تغییر این پارامترها باعث خواهد شد که مدار از نقطه بیشینه توان خارج شود.

در این مقاله به‌منظور دستیابی به بیشینه توان، این دو نظریه (FOCV و نظریه مرجع [۴]) بررسی شده و بر اساس نتایج حاصل از این دو مقایسه، یک مدار استحصال انرژی گرمایی طراحی و ساخته شده است که قادر است ولتاژ ورودی را با بازدهی زیاد به ولتاژ خروجی موردنیاز با توان خروجی زیاد تبدیل نماید. این مدار که به منظور حذف باتری در یک موشواره و تأمین توان موردنیاز آن به کمک گرمای دست طراحی شده است، وابسته به پارامترهای مداری نیست و به صورت discrete بر روی برد PCB ساخته شده است.

در بخش دوم این مقاله اساس عملکرد مبدل افزایش‌دهنده بررسی می‌شود. در بخش سوم روش و طرح پیشنهادی ارائه می‌شود و در ادامه در بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌گردد. نتایج حاصل از ساخت در بخش پنجم بررسی خواهد شد. نهایتاً در بخش ششم از مقاله نتیجه‌گیری خواهد شد.

اساس عملکرد مبدل‌های افزایش‌دهنده اصلی

از مبدل افزایش‌دهنده ولتاژ برای افزایش ولتاژ با بازده بالا استفاده

توجه به توان بالای موردنیاز موشواره، خروجی مدار استحصال انرژی باید توان زیادی را فراهم کند که در کارهای قبلی دیده نمی‌شود.

برداشت انرژی گرمایی توسط مبدل ترموالکتریک^۲ انجام می‌شود. مبدل ترموالکتریک وسیله‌ای است که انرژی حرارتی را به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کند. یک مبدل ترموالکتریک می‌تواند به کمک یک منبع ولتاژ سری با مقاومت داخلی مدل-سازی شود. ولتاژ خروجی TEG بسیار پایین است؛ در نتیجه برای افزایش ولتاژ خروجی به مقدار مورد نظر یک مبدل افزایش‌دهنده^۳ نیاز است [۴]. یکی از مسائل اصلی مربوط به طراحی مبدل‌های افزایش‌دهنده جلوگیری از صفر شدن جریان سلف است. روشی که این کار را ممکن می‌سازد به روش تشخیص جریان صفر^۴ یا کلیدزنی جریان صفر^۵ معروف است. نکته حائز اهمیت دیگر در طراحی مبدل‌ها، انتقال بیشینه توان به خروجی و در نتیجه آن بازده تبدیل زیاد است؛ در طراحی مبدل‌ها روش‌هایی وجود دارد که به برآورده شدن این نیاز کمک می‌کند و به آن‌ها روش‌های ردیابی نقطه بیشینه توان^۶ گفته می‌شود.

برای جلوگیری از معکوس شدن جریان، روش‌های مختلفی وجود دارد که پرکاربردترین آن‌ها عبارت‌اند از: استفاده از دیود [۵، ۶]، استفاده از سطح دودویی ولتاژ درین کلید nmos [۹-۷]، استفاده از مقایسه‌کننده بین دو سر pmos [۱۰]. هم‌چنین چندین پژوهش [۲۲-۱۱] انجام شده است که منجر به دستیابی به نقطه MPP در مبدل‌های افزایش‌دهنده می‌شود. هرکدام از این روش‌ها دارای مزایا و معایبی هستند. روش هدایت افزایشی^۷ (IC) [۱۳-۱۱]، روش آشفستگی و مشاهده^۸ (P&O) [۱۱، ۱۸، ۱۹]، Hill-Climbing (HC) [۲۰]، کسری از ولتاژ مدار باز^۹ (FOCV)/کسری از جریان اتصال کوتاه^{۱۰} (FSCC) [۱۴، ۱۶]، ولتاژ ثابت^{۱۱} (CV) [۲۱] از جمله روش‌های معروف برای حصول به شرایط MPP هستند. روش IC دارای پیچیدگی در الگوریتم است و به دلیل استفاده از عمل مشتق‌گیری ناپایدار است. روش‌های P&O و HC تحت تغییرات سریع دما قادر به ردیابی نقطه MPP نیستند و روش CV ممکن است هرگز بر روی MPP قرار نگیرد. با این‌که روش‌های FSCC/FOCV در

- ۲ Thermoelectric Generator (TEG)
- ۳ Boost converter
- ۴ Zero Current Detection (ZCD)
- ۵ Zero Current Switching (ZCS)
- ۶ Maximum Power Point Tracking (MPPT)
- ۷ Incremental Conductance
- ۸ Perturb and Observe
- ۹ Fractional Open Circuit Voltage
- ۱۰ Fractional Short Circuit Current
- ۱۱ Constant Voltage

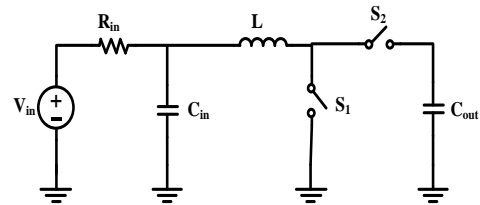
تأخیر انجام می‌شود؛ اما پیاده‌سازی این روش نسبت به روشی قبلی ZCS آسان‌تر است در نتیجه این روش برای این کار برگزیده شده است. در این روش اگر جهت جریان معکوس شود مقایسه‌کننده آن را تشخیص می‌دهد و کلید S_2 قطع می‌شود که مانع از کاهش بازدهی می‌گردد.

مسائلی همچون تغییرات احتمالی در دما و بار ممکن است باعث شود تا TEG در نقطه‌ای که بیشینه توان را از ورودی دریافت می‌کند، قرار نگیرد. تغییرات بار، باعث تغییر ولتاژ خروجی شده و تغییرات دما، ولتاژ ورودی TEG را تحت تأثیر قرار می‌دهد [۲۶] در نتیجه از روش‌های ردیابی نقطه بیشینه توان برای کار کردن TEG در ولتاژی که بیشینه توان را استخراج و تولید می‌کند، استفاده می‌شود. با به کارگیری از روش‌های ردیابی نقطه‌ی بیشینه توان می‌توان مبدل افزایشده را به گونه‌ای تنظیم کرد که در هر حالتی بیشینه توان ممکن را از TEG دریافت کند [۲۶].

برای ردیابی نقطه بیشینه توان، ۵ الگوریتم پایه و تعداد زیادی الگوریتم پیشرفته وجود دارد. این تنوع در الگوریتم‌ها تعیین بهترین روش را با مشکل مواجه خواهد کرد. انتخاب روش مناسب بستگی به پیچیدگی زمانی جهت رسیدن به نقطه بیشینه توان، هزینه پیاده‌سازی، سهولت انجام کار و تعداد حسگرهای مورد نیاز دارد؛ علاوه بر این‌ها، کاربرد نیز نقش مهمی در انتخاب الگوریتم MPPT دارد [۱۱]. در مقدمه انواع روش‌های MPPT معرفی شده‌اند و در نهایت روش ارائه شده در مرجع [۲۲] به‌منظور استفاده در این کار انتخاب شده است. مدار ارائه شده در مرجع [۲۲] به همراه شکل موج ولتاژ آن در شکل ۲ و طرح ارائه شده به‌عنوان مدار نمونه‌برداری در شکل ۳ نشان داده شده است.

در این طرح در فاصله Δ ، ابتدا خازن C_1 و C_2 با توجه به یک شدن سیگنال Discharge تخلیه شده و سپس با یک شدن سیگنال Charge، C_1 و C_2 شارژ می‌شود. با انتخاب $C_1=C_2$ می‌توان $V_{MPP} = 0.5V_{in}$ و با انتخاب $C_1 = \frac{1}{2}C_2$ می‌توان $V_{MPP} = 0.33V_{in}$ را ایجاد کرد. در مبدل افزایشده برای دستیابی به نقطه بیشینه توان (MPPT) نیاز به کنترل کلید ورودی (S_1) است. هم‌چنین در صورتی که یک خازن با مقدار $C_{in} = \frac{5L}{R_{in}^2}$ به طور موازی با منبع ورودی همانند شکل ۱ قرار بگیرد بازدهی افزایش می‌یابد.

می‌شود. شمای یک مبدل افزایشده ساده در شکل ۱ نشان داده شده است. این مدار یک نوع مبدل کلیدزنی است که با استفاده از دو کلید به‌طور متناوب بین خروجی و زمین تغییر وضعیت می‌دهد [۵]. وقتی کلید S_1 وصل می‌گردد، سلف موازی با ولتاژ ورودی خواهد شد و از منبع ورودی جریان کشیده می‌شود. در



شکل ۱. شمای یک مبدل افزایشده ساده با خازن ورودی [۲۵].

این حالت نرخ افزایش جریان سلف براساس رابطه‌ی (۱) محاسبه می‌شود [۲۳]. این مبدل از آن جهت افزایشده نامیده می‌شود که ولتاژ خروجی آن از ولتاژ ورودی اش بزرگ‌تر است [۲۳، ۲۴].

$$\frac{di_{in}}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (1)$$

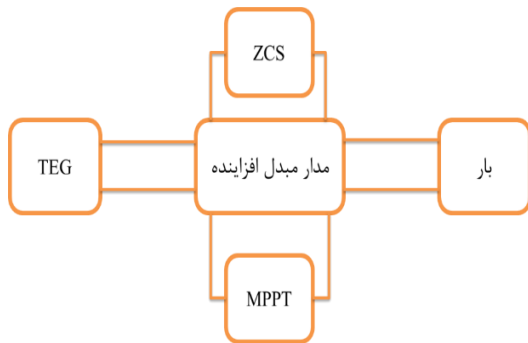
هنگامی که سلف به خروجی وصل می‌شود یعنی زمانی که کلید S_2 متصل است، بار خازن به خروجی انتقال پیدا می‌کند. در این حالت نرخ تغییر جریان سلف طبق رابطه‌ی (۲) خواهد بود:

$$\frac{di_{in}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \quad (2)$$

قبل از اینکه جریان سلف معکوس شود، کلید S_2 بایستی قطع شود. عبور جریان در خلاف جهت (از خازن خروجی به سمت منبع ورودی) باعث دشارژ خازن خروجی می‌شود. هنگامی که هر دو کلید قطع هستند، مبدل در حالت استراحت است که نه از ورودی جریان می‌کشد و نه به خروجی بار انتقال می‌دهد [۲۳، ۲۴].

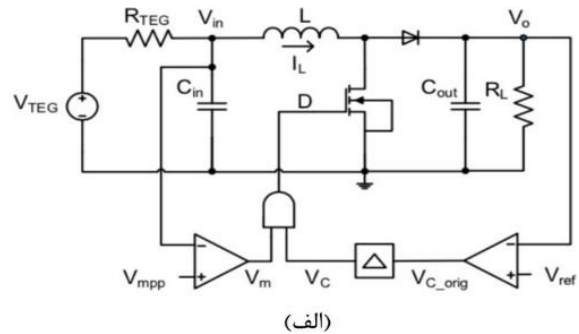
همان‌طور که قبلاً اشاره شد برای جلوگیری از معکوس شدن جریان، روش‌های مختلفی وجود دارد [۵-۱۰]. پرکاربردترین روش‌های ZCS استفاده از دیود به‌جای کلید S_2 [۵، ۶]، استفاده از سطح دودویی ولتاژ درین کلید nmos [۷-۹] و استفاده از مقایسه‌کننده ولتاژ بین ولتاژ خروجی و ولتاژ درین کلید nmos است [۱۰]. مزیت استفاده از دیود سادگی در طراحی است، زیرا نیازی به مدار کنترل ندارد و خود دیود مانع عبور جریان در جهت عکس می‌شود، ولی افت ولتاژ زیاد بر روی دیود باعث شده تا این ساختار برای کاربردهای ولتاژ پایین مناسب نباشد، در نتیجه این ساختار مناسب هدف ما نیست. استفاده از سطح دودویی ولتاژ درین کلید nmos برای تشخیص ZCS دارای پیچیدگی در ساخت است. در روش مقایسه ولتاژ خروجی با ولتاژ درین کلید nmos، به‌دلیل استفاده از مقایسه‌کننده و آفست موجود در آن، تشخیص ZCS کمی با

پیاده‌سازی ارائه شده در [۲۲] خواهد بود، زیرا در این روش برای اندازه‌گیری V_{OC} نیازی به قطع کردن مدار نیست و پیاده‌سازی آن آسان است. تغییری که در اینجا نسبت به مرجع [۲۲] در پیاده‌سازی داده شده است، آن است که در اینجا از ترانزیستور pmos به جای

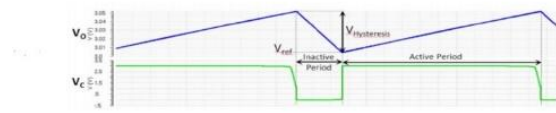


شکل ۴. بخش‌های مختلف یک مبدل افزایشده

دیود به‌عنوان کلید بالایی استفاده شده است، چرا که در اینجا استفاده از دیود به‌دلیل افت ولتاژ و مناسب نبودن در کاربردهای ولتاژ-پایین گزینه مناسبی نخواهد بود. تفاوت دیگری که در این پژوهش نسبت به پیاده‌سازی MPPT در مرجع [۲۲] ایجاد شده است، آن است که با توجه به نتایج حاصل از مرجع [۴]، مقدار ولتاژ MPPT، به جای $0.5V_{OC}$ ، حاصل از مرجع [۴] در نظر گرفته شده است تا بیشینه بازدهی به‌دست آید. برای بخش ZCS که باعث کنترل کلید pmos می‌شود، از روش مقایسه‌ی ولتاژ خروجی با درین nmos که در [۱۰] مفصلاً درباره‌ی آن توضیح داده شده استفاده خواهد شد، زیرا از لحاظ پیاده‌سازی روش آسان‌تری است هرچند آفست موجود در مقایسه‌کننده باعث تأخیر در تشخیص می‌شود، ولی سعی بر آن است تا حتی‌الامکان مقایسه‌کننده‌ای با آفست کوچک انتخاب شود. تصویر ۵ مدار پیشنهادی را نشان می‌دهد که از ۳ بخش اصلی مدل TEG، مدار مبدل افزایشده و مدار کنترل تشکیل شده است و در ادامه این سه بخش شرح داده می‌شوند.

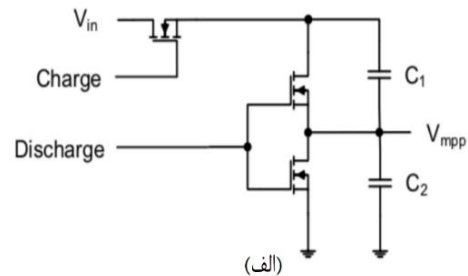


(الف)

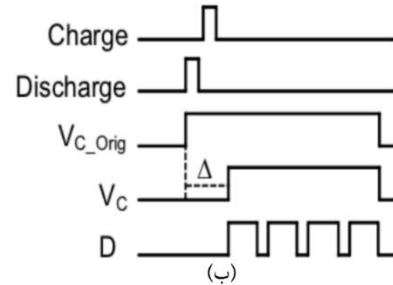


(ب)

شکل ۲. مدار ارائه شده در مرجع [۲۲] به همراه شکل موج ولتاژ



(الف)

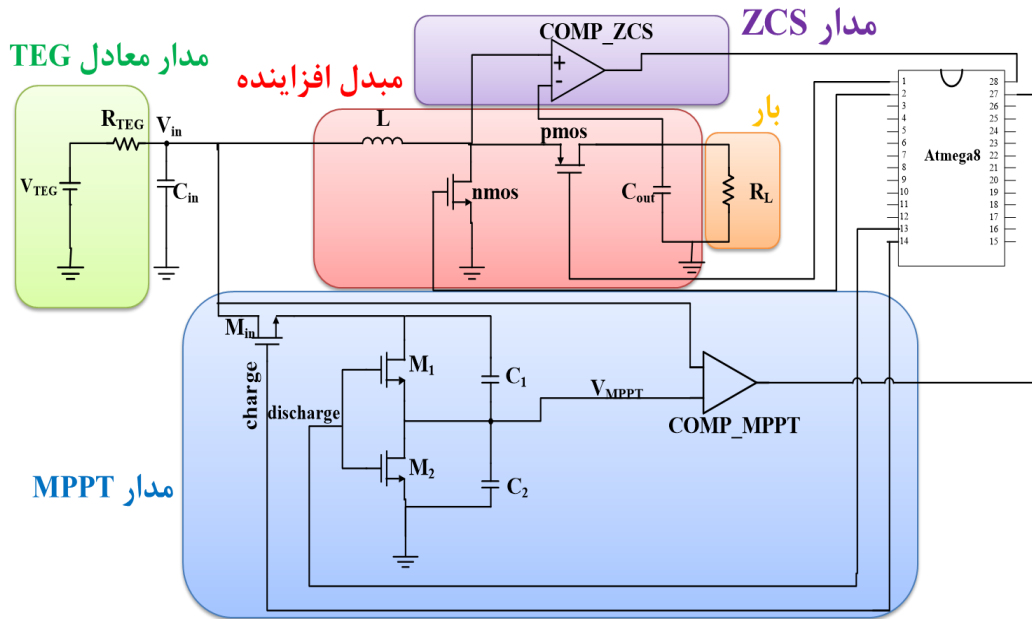


(ب)

شکل ۳. طرح ارائه شده به‌عنوان مدار نمونه‌برداری در [۲۲].

طرح پیشنهادی

یک مبدل افزایشده از بخش‌های مختلفی تشکیل شده است. شکل ۴ طرح کلی مبدل افزایشده پیشنهادی را نشان می‌دهد. منبع انرژی در ورودی یک مبدل TEG خواهد بود که اختلاف دمایی را به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کند. پیاده‌سازی بخش MPPT و تنظیم ولتاژ خروجی بر مبنای روش ولتاژ-باز و



شکل ۵. مدار پیشنهادی

مدار کنترل

مدار کنترل خود شامل دو بخش اصلی است: اول کنترل کلید pmos برای جلوگیری از منفی شدن جریان سلف که به آن مدار ZCS گفته می‌شود و دوم کنترل کلید nmos به منظور دستیابی به نقطه‌ی بیشینه توان که مدار MPPT نام دارد.

در مدارهای کنترل معمولاً نوسان‌ساز، شمارنده، فلیپ‌فلاپ، مقایسه‌کننده، مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال و گیت‌های منطقی برای تولید پالس‌های کنترلی وجود دارد. در اینجا همان‌طور که در شکل ۵ ملاحظه می‌کنید از یک مقایسه‌کننده و یک ریزپردازنده استفاده شده است. برای کنترل کلید pmos، یعنی برای جلوگیری از جریان برگشتی می‌توان از روش‌های ZCS استفاده کرد. در اینجا، روش استفاده از مقایسه‌کننده در دو سر کلید pmos انتخاب شده است [۱۰]. به این منظور پایه درین در pmos که در بخش ورودی مدار قرار دارد به پایه مثبت مقایسه‌کننده و سورس pmos که در واقع خروجی مدار است به پایه منفی مقایسه‌کننده وصل می‌شود (شکل ۵ مقایسه‌کننده COMP_ZCS). در این صورت اگر جهت جریان به سمت خروجی، یعنی $V_D > V_S$ باشد مقایسه‌کننده روشن شده و خروجی آن ۵ ولت می‌شود و اگر جهت جریان به سمت ورودی یعنی $V_D < V_S$ باشد مقایسه‌کننده خاموش شده و در خروجی صفر ولت می‌گردد. از ترکیب پالس ساخته شده به منظور خاموش/روشن کردن کلید nmos با خروجی مقایسه‌کننده در ریزپردازنده، پالس مورد نیاز برای خاموش/روشن کردن pmos ساخته می‌شود. اشکال این روش

TEG

TEG افزاره‌ای است که انرژی گرمایی را به الکتریسیته تبدیل می‌کند. TEGها از دو فلز یا دو نیمه‌هادی ناهم‌جنس ساخته شده‌اند. اگر محل اتصال دو فلز ناهم‌جنس دارای اختلاف دمایی باشد، افت ولتاژ ایجاد می‌شود [۲۷]. شکل ۶-الف ساختار یک TEG را نشان می‌دهد. TEG را می‌توان به کمک یک منبع ولتاژ سری با یک مقاومت مدل‌سازی کرد. مقدار ولتاژ منبع تابع دمای محیط، اما مقاومت مستقل از دمای محیط است.

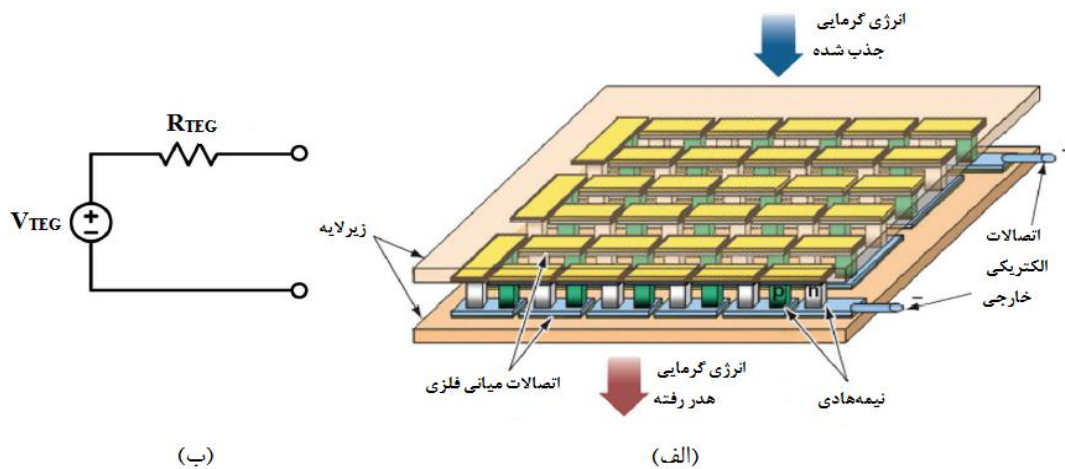
مدار مبدل افزایشنده

بخش بعدی مدار شکل ۵، مبدل افزایشنده است که از یک سلف، دو کلید (یکی nmos و دیگری pmos)، یک خازن و یک مقاومت به‌عنوان بار تشکیل شده است. همان‌طور که قبلاً اشاره شد، کلید pmos بایستی بلافاصله پس از خاموش شدن کلید nmos و همچنین بلافاصله پس از صفر شدن جریان سلف خاموش شود. زیرا زودتر خاموش شدن کلید pmos باعث می‌شود که جریان سلف در دیودهای بدنه ترانزیستور تخلیه شود و بازده کاهش یابد. همچنین دیرتر خاموش شدن این کلید باعث برگشت انرژی از خازن خروجی به سمت منبع ورودی و کاهش بازده می‌شود. در نتیجه تلاش زیادی برای پیدا کردن زمان مناسب روشن و خاموش کردن کلید pmos انجام شده است [۲۳، ۲۶].

توجه به ظرفیتی که دارند ولتاژ ورودی را بین خود تقسیم می‌کنند. ولتاژی که بر روی C_2 قرار می‌گیرد V_{MPPT} نام‌گذاری شده است. ولتاژ ورودی و V_{MPPT} به یک مقایسه‌کننده وارد شده و هنگامی که $V_{MPPT} = KV_{in}$ شود ریزپردازنده دستور قطع شدن کلید nmos را می‌دهد. در مرجع [۲۲] مقدار K ، $0/5$ در نظر گرفته شده است اما در مرجع [۴] با ارائه روش تحلیلی دقیق، مقدار K ، $0/۲۹$ ولت به دست آمده است. با توجه به پیاده‌سازی ساده مدار در مرجع [۲۲] در این مقاله، برای مقایسه این دو نظریه و ارائه راهکار مداری با بازدهی بالا، از این پیاده‌سازی استفاده شده است.

این است که آفست موجود در مقایسه‌کننده باعث تأخیر در تشخیص می‌شود، با این وجود با انتخاب مقایسه‌کننده با آفست کوچک می‌توان این تأخیر را کاهش داد.

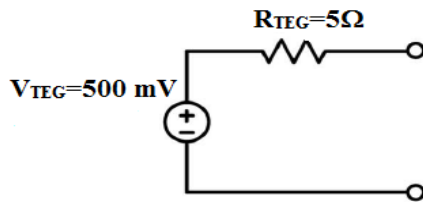
برای کنترل کلید nmos از مدار MPPT استفاده می‌شود. این مدار که در شکل ۵ مشخص شده است دارای یک بخش تقسیم‌کننده ولتاژ است [۲۲]. کارکرد این مدار MPPT به این گونه است که ابتدا پالس discharge از ریزپردازنده به کلیدهای M_1 و M_2 اعمال می‌شود و با بسته شدن این کلیدها، خازن‌های C_1 و C_2 خالی از بار می‌شوند، سپس پالس charge از ریزپردازنده به کلید M_{in} اعمال می‌شود و خازن‌های C_1 و C_2 با



شکل ۶. الف) ساختار یک TEG ب) مدار معادل TEG [۱۰].

شبیه‌سازی

انجام شد؛ زیرا ولتاژ آفست آن دو تقریباً یکسان است و هم‌چنین هر ۲ مقایسه‌کننده کم توان هستند.



شکل ۷. مدار معادل SP1۸۴۸-۲۷۱۴۵SA

در انتخاب سلف، دو پارامتر مهم، مقدار سلف و مقاومت پارازیتیک سری سلف است. مقدار سلف با توجه به ولتاژ ورودی و خروجی و هم‌چنین با توجه به قطعه‌هایی که در بازار ایران موجود بود ۴۷۰ میکروهنری انتخاب شده است. از طرفی می‌خواهیم مقاومت درونی سلف کوچک باشد تا توان مصرفی مبدل زیاد نشود، با وجود این شرط سلف RH1۲۷ با مقدار ۴۷۰ میکروهنری و مقاومت درونی ۱ اهم که در بازار موجود بوده است تهیه شد. برای کنترل مدار از ریزپردازنده Atmega8 استفاده شده است. انتخاب آن بدین علت است که علاوه بر قابلیت‌های فراوان از هزینه پایین برخوردار است و برای هدف ما که مقایسه دو نظریه متفاوت در مدار MPPT است مناسب خواهد بود. یکی از مهم‌ترین قطعه‌های این مدار کلیدهای ماسفت هستند و عامل‌های مهم در انتخاب این کلیدها، ولتاژ گیت-سورس، ولتاژ آستانه و مقاومت حالت روشن ترانزیستورها است. با توجه به ویژگی‌های فوق، بعد از بررسی، کلید IRF7317 که شامل یک ترانزیستور nmos و یک ترانزیستور pmos است برای بخش ZCS و از ترانزیستور IRLML2502 برای بخش MPPT انتخاب شده‌اند. جدول ۱ قطعه‌های استفاده شده در مدار پیشنهادی را نشان می‌دهد. در ادامه شبیه‌سازی مدار پیشنهادی در پروتئوس بررسی می‌گردد.

به منظور دست‌یابی به نقطه بیشینه توان، خازن‌های C_1 و C_2 با نسبت‌ها و مقادیر متفاوت قرار داده می‌شوند. این نتایج در جدول ۲ ارائه شده است. جدول ۲ نشان می‌دهد که بهترین ولتاژ (توان) خروجی هنگامی حاصل می‌شود که خازن C_2 مقداری برابر با دو تا سه برابر مقدار خازن C_1 داشته باشد. معنای این نتیجه آن است که انتخاب $V_{MPPT} = 0.5V_{TEG}$ مقدار بهینه‌ای نیست و نقطه بیشینه توان زمانی محقق می‌شود که V_{MPPT} چیزی در حدود 0.3 ولتاژ V_{TEG} باشد. هم‌چنین این نتیجه نشان می‌دهد که طرح پیشنهادی نسبت به طرح [۲۲] بازدهی بهتری دارد. شکل ۹ و ۱۰ به ترتیب ولتاژ خروجی و

در این پژوهش، هدف، طراحی یک مبدل افزایشی با روش پیشنهادی و بررسی تأثیر روش پیشنهادی بر روی بازدهی است. لذا به منظور آزمایش عملکرد مبدل طراحی شده و روش پیشنهادی، یک نمونه آزمایشی از طرح پیشنهادی در ابتدا شبیه‌سازی شد و پس از حصول نتایج مطلوب در مرحله شبیه‌سازی، طرح موردنظر ساخته شد. طرح مداری در شکل ۸ نشان داده شده است. در این بخش نتایج شبیه‌سازی نمونه آزمایشی مورد بحث قرار می‌گیرد. مبدل طراحی شده، بنا است ولتاژ ورودی ۵۰۰ میلی‌ولت که به ازای ۱۰ درجه اختلاف دمایی از یک مولد TEG به شماره SA27145-1848SP حاصل می‌شود را به ولتاژ خروجی ۱/۵ ولت و حداقل توان خروجی ۶ میلی‌ولت تبدیل نماید. کاربرد این مبدل به منظور حذف باتری در یک موشواره و استفاده از گرمای دست برای تأمین توان موشواره است. TEG مورد استفاده به ازای اختلاف دمای ۲۰ درجه، ولتاژ مدار باز معادل ۰/۹۷ ولت و جریان اتصال کوتاه ۲۲۵ میلی‌آمپر تولید می‌کند، در نتیجه مقاومت درونی آن برابر است:

$$R_m = \frac{V_{OC}}{I_{sc}} = \frac{0.97V}{0.225A} = 4.3\Omega \quad (3)$$

که جهت اطمینان از عملکرد مدار، مقاومت داخلی در شبیه‌سازی ۵ اهم در نظر گرفته شده است، مدل مداری مبدل TEG که در شبیه‌سازی مورد استفاده قرار گرفته شده، در شکل ۷ نشان داده شده است. با توجه به هدف بیان شده مقاومت خروجی برابر می‌شود با:

$$R_{out} = \frac{V_{out}^2}{P_m} = \frac{(1.5)^2}{6mW} = 375\Omega \quad (4)$$

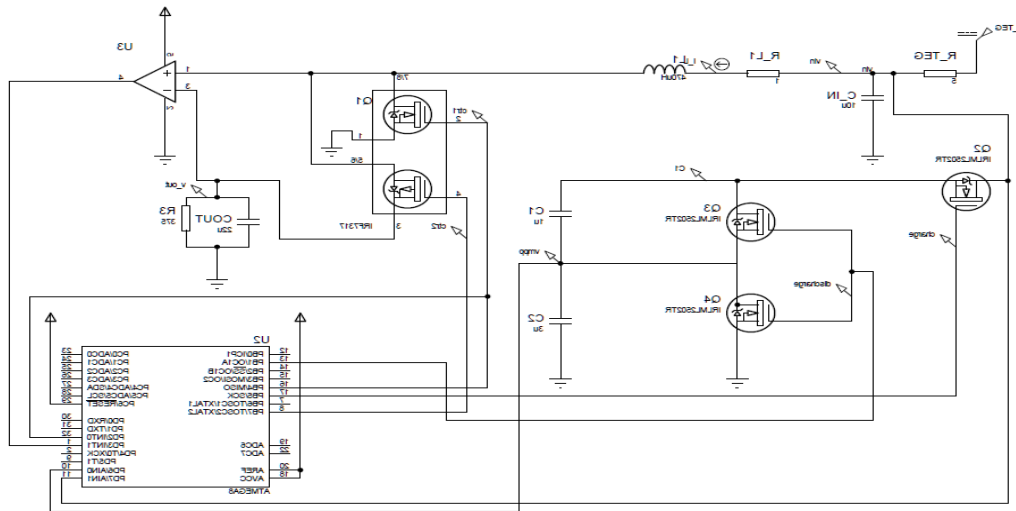
از آنجایی که هدف، پیاده‌سازی مدار پیشنهادی است در نتیجه برای انتخاب قطعه‌ها در شبیه‌سازی باید قطعه‌های موجود در بازار مورد بررسی قرار بگیرند و مطابق با قطعه‌هایی که در دسترس است مدار شبیه‌سازی شود. برای انتخاب مقایسه‌کننده، توان مصرفی و بعد از آن ولتاژ آفست و قیمت از عامل‌های مهم به‌شمار می‌روند. بعد از بررسی انواع مقایسه‌کننده‌ها در نهایت مقایسه‌کننده‌ی LT1017 به دلیل مناسب بودن هر ۳ عامل ذکر شده انتخاب شده است. علاوه بر این، این مقایسه‌کننده در بازار ایران موجود است. اما متأسفانه این مقایسه‌کننده در کتابخانه پروتئوس موجود نیست به همین دلیل توسط مقایسه‌کننده‌ی MAX962 شبیه‌سازی

C_L	1206	$22 \mu F$
R_L	0603	375Ω
M_1, M_2, M_{in}	IRLML2502	$R_{on}=0.045 \Omega$
مقایسه کننده برای ZCS (شبه‌سازی)	MAX962	$V_{OS}=0.5 - 1.5 \text{ mv}$
مقایسه کننده برای ZCS (ساخت)	LT1017	$V_{OS}=0.5 - 1.5 \text{ mv}$
ریز کنترل کننده	AVR	Atmega8

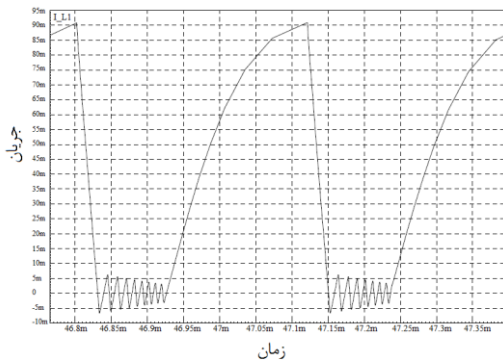
جریان سلف را در مدار پیشنهادی با نسبت خازنی $C_2=3C_1$ در پروتوس نمایش می‌دهند.

جدول ۱. قطعه‌های استفاده شده در مدار پیشنهادی

TEG	SP1848-27145SA	$V_{OC}=0.97 \text{ v}$ $I_{SC}=0.225 \text{ A}$
L	RH127	$470 \mu H$
nmos	IRF7317	$R_{on}=0.029 \Omega$
pmos	IRF7317	$R_{on}=0.058 \Omega$



شکل ۸. شبه‌سازی مدار پیشنهادی در پروتوس

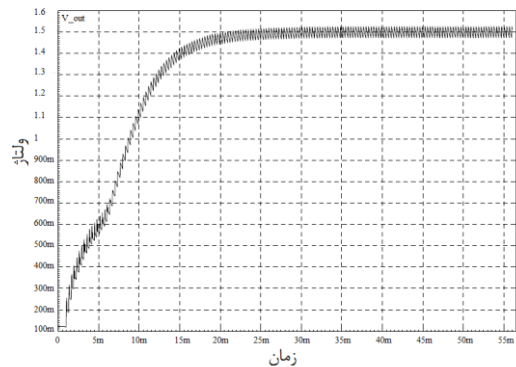


شکل ۱۰. جریان سلف مدار پیشنهادی در پروتوس

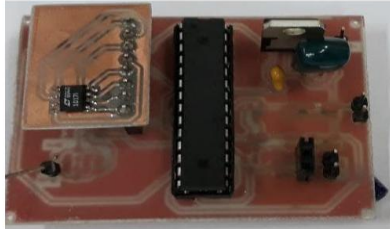
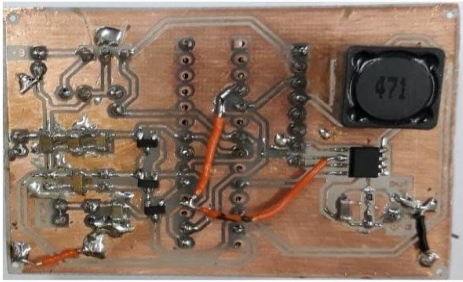
نمودار ولتاژ خروجی در شکل ۹ نشان می‌دهد که خروجی بعد از گذشت ۲۵ms با ۳ درصد نوسان به مقدار ۱/۵ ولت می‌رسد. از شکل ۱۰ مشاهده می‌شود که جریان سلف به دلیل تأخیری که در تشخیص و در عکس‌العمل نشان دادن قطعه‌های وجود دارد از صفر عبور می‌کند ولی این مقدار قابل اغماض است. حال با توجه به نتایج ارائه شده برای محاسبه‌ی توان خروجی و بازدهی در این مدار داریم:

جدول ۲. مقادیر ولتاژ خروجی مدار پیشنهادی با نسبت‌های خازنی متفاوت در شبه‌سازی

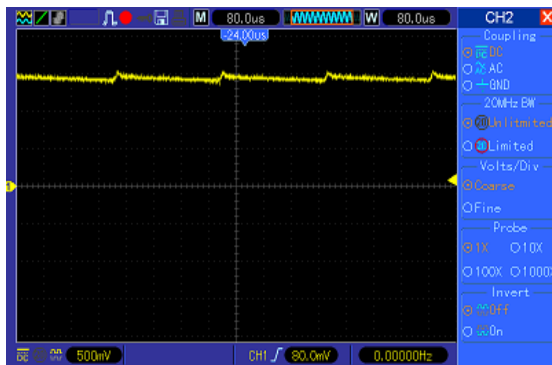
$T_s (\mu s)$	C	$T_{rise} (\mu s)$	$V_{out} (v)$
315 μ	$C_1 = C_2 = 1 \mu$	114	1.4
	$C_1 = \frac{1}{2} C_2 = 1 \mu$	161	1.49
	$C_1 = 2 C_2 = 2 \mu$	105	1.23
	$C_1 = \frac{1}{3} C_2 = 1 \mu$	199	1.5
	$C_1 = 3 C_2 = 3 \mu$	91	1.06



شکل ۹. ولتاژ خروجی مدار پیشنهادی در پروتوس



شکل ۱۱. مدار ساخته شده‌ی میدل افزایشده پیشنهادی



شکل ۱۲. ولتاژ خروجی آزمایش عملی با ورودی منبع ولتاژ

جدول ۳. مقادیر ولتاژ خروجی مدار پیشنهادی با نسبت‌های خازنی متفاوت در آزمایش عملی

$T_s (\mu s)$	C	$V_{out} (v)$
315 μ	$C_1 = C_2 = 1\mu$	1.4
	$C_1 = \frac{1}{2}C_2 = 1\mu$	1.5
	$C_1 = 2C_2 = 2\mu$	1.2
	$C_1 = \frac{1}{3}C_2 = 1\mu$	1.5
	$C_1 = 3C_2 = 3\mu$	1.2

در مرحله نهایی، مدار ساخته شده به‌منظور محاسبه‌ی بازدهی مدار با TEG مورد آزمایش قرار می‌گیرد. TEG استفاده شده در این پژوهش، نوع SP1۸۴۸-۲۷۱۴۵SA است که ابعاد آن ۴mm در دو بعد و ضخامت آن ۳/۴ mm است. برای انجام این آزمایش همانند تصویر ۱۳ سیم قرمز متصل به TEG به مثبت ورودی و سیم مشکی آن به زمین مدار وصل می‌گردد، هم‌چنین با اتصال اسیلوسکوپ به ورودی مدار، می‌توان میزان ولتاژ تولید شده توسط TEG را اندازه

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_{out}} = \frac{(1.5)^2}{375\Omega} = 6mW \quad (5)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{6mW}{12.5mW} = \%48 \quad (6)$$

در نتیجه توان خروجی و بازدهی به‌ترتیب برابر با ۶mW و ۴۸ درصد است.

ساخت

برای انجام آزمایش‌های عملی ابتدا از یک منبع با مقدار ۰/۵ ولت به عنوان ورودی میدل افزایشده استفاده شد سپس آزمایش با ورودی TEG نیز انجام گرفت. در ساخت مدار از قطعه‌های جدول ۱ برای ساخت مدار استفاده شده است. شکل ۱۱ مدار ساخته شده‌ی میدل افزایشده پیشنهادی را نمایش می‌دهد.

در آزمایش عملی در مرحله اول از یک منبع ولتاژ آزمایشگاهی و یک مقاومت سری ۵ اهم برای شبیه‌سازی TEG استفاده شده است و در این مرحله همانند شبیه‌سازی ولتاژ (توان) خروجی برای نسبت‌های مختلفی از خازن و در نتیجه ولتاژهای V_{MPPT} متفاوت اندازه‌گیری شد. نتایج حاصل از این آزمایش در جدول ۳ و شکل موج ولتاژ خروجی در تصویر ۱۲ ارائه شده‌اند. با توجه به جدول ۳، بیشینه ولتاژ خروجی (و در نتیجه توان خروجی و بازدهی) زمانی به‌دست می‌آید که نسبت خازن C_2 ، دو تا سه برابر خازن C_1 باشد. در این حالات، توان خروجی و بازدهی مطابق با روابط (۷) و (۸) به‌ترتیب برابر با ۶mW و ۴۸ درصد است که مطابق با حالت معادل خود در شبیه‌سازی است. در نتیجه در عمل نیز طرح پیشنهادی بازدهی بهتری نسبت به مرجع [۲۲] دارد.

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_{out}} = \frac{(1.5)^2}{375\Omega} = 6mW \quad (7)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{6mW}{12.5mW} = \%48 \quad (8)$$

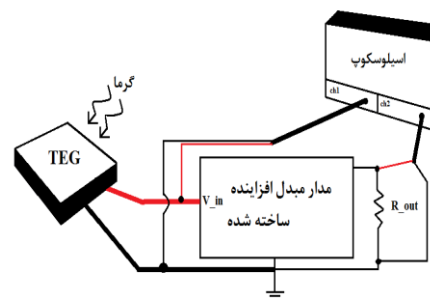
جدول ۴. نتایج آزمایش عملی با ورودی TEG

	$C_2 = C_1$	$C_2 = 2C_1$
ولتاژ ورودی (V)	۰/۲۷۵	۰/۲۴
توان ورودی (mW)	۴/۴	۳/۳۴
ولتاژ خروجی (V)	۰/۸۴	۰/۷۹
توان خروجی (mW)	۱/۸۸	۱/۶۶
بازدهی	٪۴۳	٪۵۰

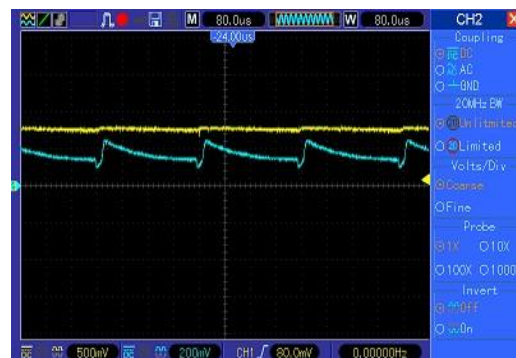
در جدول ۵ نتایج این کار با کارهای دیگر مقایسه می‌شود. نویسندگان در پژوهش حاضر به دنبال پیاده‌سازی عملی یک مدار استحصال انرژی گرمایی به‌صورت مجزا و Discrete بر روی بوردهای PCB بوده‌اند تا بتوانند به کمک آن باتری یک موشواره را حذف و از روش‌های استحصال انرژی گرمایی برای آن استفاده کرد. همان‌طور که در جدول ۵ قابل مشاهده است، اکثر مراجع به صورت مجتمع پیاده‌سازی شده و توان خروجی آن‌ها کم بوده و مناسب کاربرد پژوهش حاضر نیست. همچنین نتایج را به صورت عملی اندازه‌گیری کرده است. همچنین بازدهی کار پیشنهادی از کارهای [۷]، [۳] و [۲۹] بیشتر است. علاوه بر این، از آنجایی که ساختار پیشنهادی، دارای مدار MPPT است قابلیت تنظیم توان خروجی با تغییر شرایط ورودی و بار در آن وجود دارد این در حالی است که مراجع [۲۸]، [۲۹] و [۷] این قابلیت را ندارند. مرجع [۳۰] مشابه این کار بر روی PCB پیاده‌سازی شده است، اما توان خروجی آن مناسب نیست و همچنین در آن مرجع در خصوص MPPT چیزی گزارش نشده است. همچنین در مرجع [۳۰] برای جلوگیری از معکوس شدن جریان از دیود استفاده شده است و همان‌طور که پیشتر توضیح داده شد در این روش بر روی دیود افت ولتاژ به‌وجود می‌آید که باعث کاهش بازدهی می‌شود، اما در پژوهش حاضر، مدار مجهز به MPPT با بازدهی بالا است که باعث پایداری مدار در شرایط تغییر ورودی و بار می‌شود. همچنین در این کار برای جلوگیری از معکوس شدن جریان دیود، از روش مقایسه ولتاژ خروجی با ولتاژ درین کلید nmos استفاده شده است که افت ولتاژ قابل توجهی ندارد و باعث افزایش بازدهی می‌شود. در مقاله حاضر به منظور پیاده‌سازی ساختار MPPT از مرجع [۲۲] استفاده شده است که نسبت به مراجع و روش‌های دیگر، بهینه‌تر و ساده‌تر است. اما این ساختار در آن مرجع به صورت مجتمع پیاده‌سازی شده است و توان خروجی مبدل در مقایسه با توان

گرفت، در ادامه با ایجاد اختلاف دما به دوطرف TEG مدار شروع به کار می‌کند هنگامی که ولتاژ خروجی ثابت شد اندازه ولتاژ ورودی (ولتاژی که TEG به مدار اعمال می‌کند) از روی اسیلوسکوپ خوانده می‌شود.

مدار پیشنهادی با ورودی TEG یک بار هنگامی که $C_2 = C_1$ ، و با دیگر زمانی که $C_2 = 2C_1$ است مورد آزمایش قرار می‌گیرد. شکل ۱۴ ولتاژ ورودی و خروجی را در حالتی که $C_2 = 2C_1$ است نمایش می‌دهد. جدول ۴ نتایج حاصل از این دو آزمایش را نشان می‌دهد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود در این آزمایش نیز بازدهی در حالت $C_2 = 2C_1$ است در مقایسه با حالتی که $C_2 = C_1$ است افزایش داشته است. لازم به ذکر است در این آزمایش با توجه به اینکه ولتاژ خروجی TEG تابع اختلاف دمای دو طرف آن است و با توجه به اختلاف دمایی که ایجاد شده است، ولتاژ خروجی TEG و ورودی مدار برابر با ۲۴۰ میلی‌ولت بوده که نسبت به شبیه‌سازی و آزمایش عملی مرحله اول که برابر با ۵۰۰ میلی‌ولت بوده، کم‌تر شده است، لذا ولتاژ خروجی و به ازای آن توان خروجی نیز کمتر شده است، با این حال بازدهی ثابت باقی مانده است.



شکل ۱۳. ساختار تست مبدل در آزمایش عملی نهایی

شکل ۱۴. ولتاژ خروجی آزمایش عملی با ورودی TEG هنگامی که $C_2 = 2C_1$

بیشینه توان برابر با نصف ولتاژ مدار-باز TEG انتخاب شود، منجر به بازدهی بالاتر مبدل می‌شود. به کمک نظریه فوق یک مبدل استحصال انرژی گرمایی طراحی شد که قادر است ولتاژ خروجی حاصل از یک مولد ترموالکتریک را با بازدهی ۵۰ درصد به ولتاژ خروجی ۱/۵ ولت و توان خروجی ۶ میلی‌ولت تبدیل نماید. کاربرد این مبدل طراحی شده برای تأمین توان مصرفی یک موشواره به کمک گرمای دست است.

این ساختار کمتر است.

نتیجه‌گیری

در این پژوهش، یک مبدل افزایش‌دهنده برای استحصال انرژی گرمایی طراحی و ساخته شد. در طراحی مبدل‌های افزایش‌دهنده بازدهی زیاد و توان مصرفی کم مدارهای کنترلی مورد اهمیت است. در این کار به منظور ردیابی نقطه بیشینه توان به صورت عملی نشان داده شد که در روش ولتاژ مدار-باز، انتخاب نقطه $VMPPT = 0.29V_{TEG}$ در مقایسه با حالتی که ولتاژ ردیابی

جدول ۵. مقایسه نتایج این کار با کارهای دیگر

مرجع	فن‌آوری	ولتاژ ورودی	ولتاژ خروجی	توان خروجی	MPPT	بازدهی
[۲۲]	۲۵ μm	۵۰ mV	۳ V	نامشخص	دارد	٪۷۸
[۸]	۶۵ nm	۵۰ mV	۱/۲۷ V	۲۸۲ μW	دارد	٪۷۳
[۱۰]	۳۵۰ nm	۲۵ mV	۱/۸ V	۱۰ μW	دارد	٪۵۸
[۲۸]	۱۳۰ nm	۷۰ mV	۱/۲۵ V	۱۷ μW	ندارد	٪۵۸
[۲۹]	۱۳۰ nm	۲۰ mV	۴/۲ V	۱۷ μW	ندارد	٪۴۹
[۳]	۱۸۰ nm	۴۰ mV	۱-۳ V	۱۳۰ μW	دارد	٪۴۸
[۷]	۱۳۰ nm	۲۰ mV	۱ V	۲۵ μW	ندارد	٪۴۶
[۳۰]	PCB	۳۶ mV	۳/۶ V	۸۰۲ μW	گزارش نشده است	۶۲٪
این کار	PCB	۲۴۰ mV	۰/۸ V	۱/۶۶ mW	دارد	٪۵۰

- [6] K. Siddhant, Implementation of Fractional Open Circuit Voltage MPPT Algorithm in A Low Cost Microcontroller. Ph.D. thesis, 2014.
- [7] E. J. Carlson, K. Strunz and B. P. Otis, "A 20 mV input boost converter with efficient digital control for thermoelectric energy harvesting," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2010, vol. 45, no. 4, pp. 741-750.
- [8] P. Weng, H. Tang, P. Ku and L. Lu, "50 mV-input batteryless boost converter for thermal energy harvesting," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2013, vol. 48, no. 4, pp. 1031-1041.
- [9] M. Alhawari, B. Mohammad, H. Saleh and M. Ismail, "An efficient zero current switching control for L-based DC-DC converters in TEG applications," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2017, vol. 64, no. 3, pp. 294-298.
- [10] Y. K. Ramadass and A. P. Chandrakasan, "A battery-less thermoelectric energy harvesting interface circuit with 35 mV startup voltage," in IEEE Journal of Solid-

مراجع

- [1] M. Merry, Environmental Problems That Batteries Cause [online], <https://sciencing.com>, 2018.
- [۲] قادری کرکانی، طراحی مدارهای حسگر در سیستم‌های RFID غیرفعال با استحصال انرژی‌های محیطی. پایان‌نامه دکترا، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران، بهمن ۱۳۸۹.
- [3] M. Ashraf and N. Masoumi, "A thermal energy harvesting power supply with an internal startup circuit for pacemakers," in IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2016, vol. 24, no. 1, pp. 26-37.
- [4] M. Ashraf and N. Masoumi, "High efficiency boost converter with variable output voltage using a self-reference comparator," AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2014, vol. 68, no. 11, pp. 1058-1064.
- [5] D. W. Hart. Power Electronics. Tata McGraw-Hill Education, 2011.

- [20] W. Xiao and W. G. Dunford, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems," 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), Aachen, Germany, 2004, pp. 1957-1963 Vol.3.
- [21] H. Nagayoshi, T. Kajikawa and T. Sugiyama, "Comparison of maximum power point control methods for thermoelectric power generator," Twenty-First International Conference on Thermoelectrics, 2002. Proceedings ICT '02, Long Beach, CA, USA, 2002, pp. 450-453.
- [22] Q. Brogan and D. S. Ha, "A single stage boost converter for body heat energy harvesting with maximum power point tracking and output voltage regulation," 2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Sapporo, Japan, 2019, pp. 1-5.
- [۲۳] دزیانی، طراحی مدارهای استحصال انرژی برای تراشه‌های قابل کاشت پزشکی. پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، شهریور ۱۳۹۱
- [24] E. J. Carlson, An Ultra-Low-Voltage Low-Power Boost Converter IC for Energy Harvesting Applications. Ph.D. thesis, University of Washington, 2008.
- [25] M. Ashraf, "Analytical solutions for high efficiency maximum power point tracking boost converters," International Journal of Circuit Theory and Applications, 2018, vol. 46, no. 11, pp. 2038-2052.
- [۲۶] اشرف، بررسی و طراحی بهینه‌ی مدارهای استحصال انرژی گرمایی به منظور تأمین توان ضربان‌ساز مصنوعی قلب. پایان‌نامه دکترا، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران، خرداد ۱۳۹۴.
- [27] H. Böttner, D. Jansch, M. Klein Altstedde, M. Köhne, B. Dr, J. Nurnus, A. Roch, K. Tarantik and G. Hirn, "Thermoelectrics: power from waste heat," BINE-Themeninfo, 2016.
- [28] J. Goepfert and Y. Manoli, "Fully integrated startup at 70 mV of boost converters for thermoelectric energy harvesting," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2016, vol. 51, no. 7, pp. 1716-1726.
- [29] T. Ogawa, T. Ueno, T. Miyazaki and T. Itakura, "20 mV input, 4.2 V output boost converter with methodology of maximum output power for thermoelectric energy harvesting," 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition State Circuits, 2011, vol. 46, no. 1, pp. 333-341.
- [۱۱] حسینی جزه و اکبری، مروری بر روش های مختلف ردیابی نقطه توان حداکثر در سلول های خورشیدی و آنالیز دقیق روش های MPPT صنعتی، ماهنامه فناوری سیمنان، صفحات ۱۱۸-۱۰۹، شهریور ۱۳۹۴.
- [12] A. Annam and A. Dutta, Compact Micro Scale Multi-Source (Solar and Thermal) Energy Harvesting IC with Regulated Multi Load Power Management Scheme. Ph.D. thesis, Indian Institute of Technology, Hyderabad, 2018.
- [13] A. Belkaid, I. Colak and K. Kayisli, "Modeling and simulation of thermo electrical generator with MPPT," 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), San Diego, CA, 2017.
- [14] Z. M. Dalala and Z. U. Zahid, "New MPPT algorithm based on indirect open circuit voltage and short circuit current detection for thermoelectric generators," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 1062-1067
- [15] B. Bijukumar, A. G. K. Raam, S. I. Ganesan and C. Nagamani, "A linear extrapolation-based MPPT algorithm for thermoelectric generators under dynamically varying temperature conditions," in IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, vol. 33, no. 4, pp. 1641-1649.
- [16] Z. M. Dalala, O. Saadeh, M. Bdour and Z. U. Zahid, "A new maximum power point tracking (MPPT) algorithm for thermoelectric generators with reduced voltage sensors count control," Energies, 2018, vol. 11, no. 7, p. 1826.
- [17] S. Nakayama, K. Kimura, Y. Kushino and H. Koizumi, "A simple MPPT control method for thermoelectric energy harvesting," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 6455-6460.
- [18] S. E. Babaa, Saleh, M. Armstrong, and V. Pickert, "Overview of maximum power point tracking control methods for PV systems," Journal of Power and Energy Engineering, 2014, vol. 2014.
- [19] D. Sera, T. Kerekes, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Improved MPPT method for rapidly changing environmental conditions," 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Montreal, Que., 2006, pp. 1420-1425.

(APEC), Long Beach, CA, 2016, pp. 1907-1910.

- [30] J. M. Gruber and S. Mathis, "Efficient boost converter for thermoelectric energy harvesting, " 18th International Conference on Sensors and Measurement Technology (SENSOR), Nuremberg, Germany, 2017, pp. 583-586