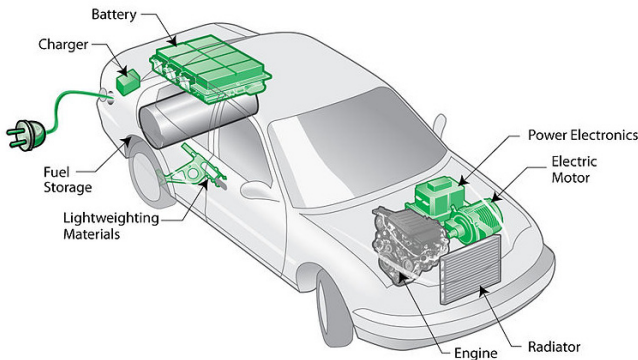


# طراحی شارژر ولتاژ بالا با ضریب توان واحد مبتنی بر ساختار BOOST دوسویه، مجهز به فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی

آتیلا اسکندر نژاد، عبدالرضا رحمتی و ادیب ابریشمی فر



شکل ۱: ساختمان یک خودروی برقی.

روابط ضریب توان و ضریب اعوجاج هارمونیک به ترتیب با (۲) و (۳) بیان می‌شود که این ضرایب اثر معکوس بر هم دارند

$$PF = \frac{I_1}{I_s} \cdot \cos \phi \quad (2)$$

$$THD = \frac{\sqrt{I_s'^2 - I_1'^2}}{I_1} \quad (3)$$

در روابط مداری بیان شده در این مقاله، منظور از  $I_s$  جریان مؤثر کلی،  $I_1$  جریان مؤثر مؤلفه اول و نماد  $\phi$  زاویه اختلاف فاز جریان ورودی مبدل است. مطابق (۲) اگر دامنه  $I_1$  با  $I_s$  برابر شود، ضریب اعوجاج-هارمونیک صفر گشته و با فرض اختلاف فاز صفر درجه، ضریب توان واحد می‌شود [۳]. در شارژرهای ولتاژ بالا که اغلب از مبدل Boost استفاده می‌گردد استعداد خوبی برای اعمال تکنیک‌های PFC دارند. امروزه با کاهش سوخت‌های فسیلی و افزایش قیمت آن توجه بیشتری نسبت به خورروهای الکتریکی می‌شود. در این خودروها بانکی از باتری (BB) انرژی را تأمین و سپس دوباره شارژ می‌گردد [۴]. شکل ۱ ساختمان یک خودروی برقی (EV) را نشان می‌دهد.

در شکل ۲ یک بانک باتری با چهار سطر و چندین ستون مشاهده می‌شود که سلول‌های آن با هم سری شده‌اند. ذخیره انرژی الکتروشیمیایی در این باطری‌ها به صورت یک منبع ولتاژ  $E$  سری با مقاومت درونی  $r$  در محیط مداری نمایش داده می‌شود. اگر در کاربردی خاص، نیاز به شارژ موازی چندین بانک باتری باشد می‌توان با تغییر مقاومت سری هر بانک باتری، سهم جریان شارژ آن را تنظیم کرد.

بانک‌های باتری در کاربردهایی مانند خودروهای الکتریکی، منابع تغذیه وقفه‌ناپذیر (UPS)، فضایی‌ها و پروژه‌های تحقیقاتی استفاده می‌گردد.

چکیده: شارژرهای ولتاژ بالا در وسایلی مانند خودروهای برقی (EV)، UPS و فضایما استفاده می‌شوند. مبدل معرفی شده دارای ساختار Boost دوسویه است که کل ولتاژ مجموعه باتری در خروجی بزرگ‌تر از بیشینه ولتاژ ورودی بوده و این مبدل دوسویه قابلیت انتقال توان از منبع به بانک باتری و بالعکس را داراست. جریان در یک نیم‌سیکل از سمت ورودی به خروجی و در نیم‌سیکل دیگر از سمت خروجی به ورودی می‌باشد. تغذیه ورودی مدار منبع سینوسی برق شبکه و خروجی نیز ولتاژ DC می‌باشد، این مبدل عملکرد یکسوسازی AC/DC و تبدیل DC/DC را در یک مرحله تحقق می‌بخشد. کنترل سوئیچینگ به روش هیستریزس انجام می‌گیرد و ضریب توان نزدیک به یک خواهد بود و روابط مداری برای تعیین مقادیر قطعات محاسبه می‌گردد. در ادامه فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی (EMC) طراحی شده و در انتها سازگاری تحلیل‌های تئوری بیان شده با انجام شبیه‌سازی روی یک مبدل نمونه تحقق می‌یابد و پیشنهادهایی برای کارهای آتی بیان می‌شود.

کلید واژه: تصحیح ضریب توان، مبدل Boost، سازگاری الکترومغناطیسی.

## ۱- مقدمه

تصحیح ضریب توان (PFC) در مبدل‌های سوئیچینگ از بحث‌هایی است که با افزایش توجه همگانی به مدیریت انرژی، روز به روز بر اهمیت آن نیز افزوده می‌گردد. مبدل‌های سوئیچینگ جزو بارهای غیر خطی بوده و در حالت عادی جریان پالسی از منبع می‌کشد. این امر موجب کاهش ضریب توان (PF) و افزایش ضریب اعوجاج هارمونیک (THD) می‌شود [۱]. پیشرفت تکنولوژی صنعت نیمه‌هادی موجب افزایش فرکانس بیشینه کلیدزنی سوئیچ‌ها شده است. تکنیک‌های PFC با کنترل روش کلیدزنی سوئیچ‌ها، جریان ورودی مبدل سینوسی و هم‌فاز با ولتاژ منبع می‌گردد و ضریب توان نزدیک به واحد می‌شود. در این شرایط رفتار بار غیر خطی شبیه یک مقاومت خطی شده و توان اکتیو (P) با توان ظاهری (S) برابر می‌گردد. مقدار این مقاومت از (۱) محاسبه می‌شود [۲]

$$R_{em} = \frac{V_s}{I_s} \quad (1)$$

این مقاله در تاریخ ۳۰ مرداد ماه ۱۳۹۲ دریافت و در تاریخ ۲۷ فروردین ماه ۱۳۹۳ بازنگری شد. این تحقیق با پشتیبانی آزمایشگاه الکترونیک- قدرت دانشگاه علم و صنعت انجام شده است.

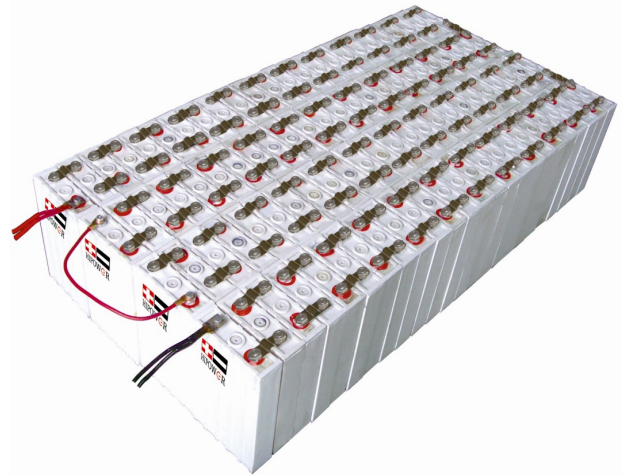
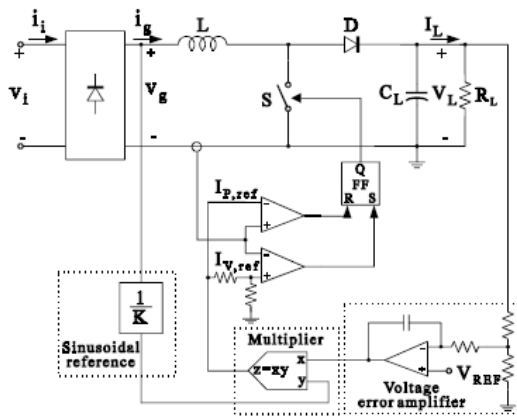
آتیلا اسکندر نژاد، آزمایشگاه الکترونیک قدرت، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، (email: a\_skandarnazhad@iust.ac.ir)

عبدالرضا رحمتی، دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، (email: rahmati@iust.ac.ir)

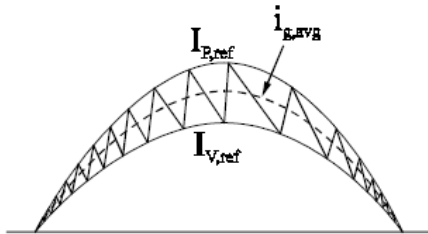
ادیب ابریشمی فر، دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، نارمک، تهران، (email: abrishamifar@iust.ac.ir)

3. Battery Bank
4. Electrical Vehicle
5. Un- Interrupted Power Supply

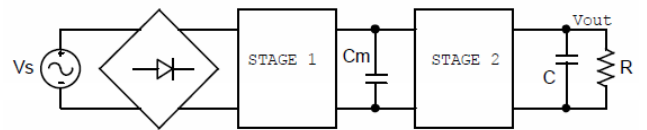
1. Power Factor Correction
2. Total Harmonic Distortion



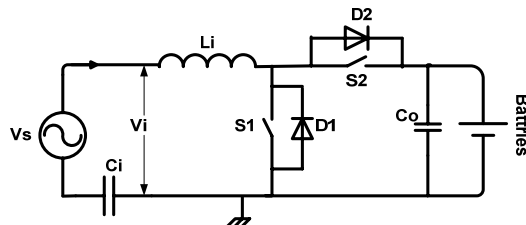
شکل ۲: بانک باتری چهاردیفه.



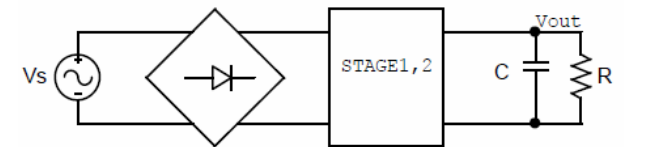
شکل ۵: تصحیح ضریب توان مبدل Boost به روش هیستریزس.



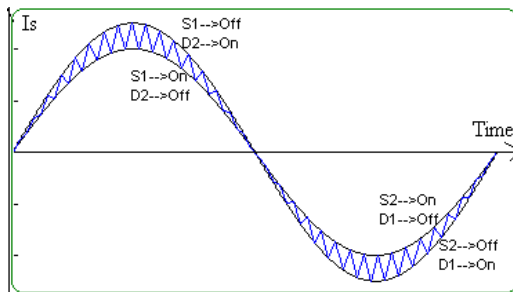
شکل ۳: ساختار دوقسمتی یک مبدل تصحیح ضریب توان شده.



شکل ۶: مبدل تکمرحله‌ای معرفی شده در این مقاله.



شکل ۴: مبدل تصحیح ضریب توان تکمرحله‌ای.



شکل ۷: وضعیت کلیدهای مبدل در نیم‌سیکل مثبت و منفی.

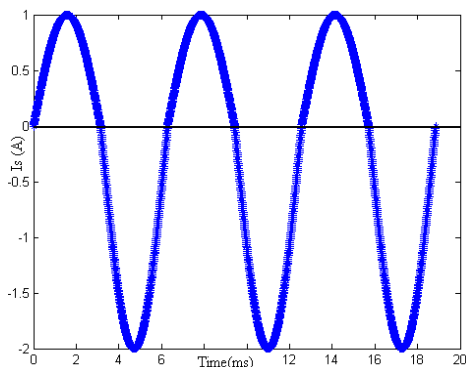
## ۲- معرفی ساختار مبدل

در این قسمت ساختار مبدل برای تصحیح ضریب توان معرفی می‌شود. مبدل‌های PFC مرسوم دارای ساختار دوقسمتی هستند، همچنان که در شکل ۳ نشان داده شده است [۵] و [۶].

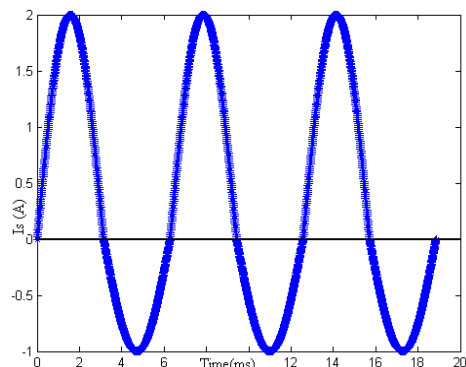
بخش اول (STAGE ۱) با کنترل سوئیچینگ، جریان سینوسی هم‌فاز از منبع  $V_s$  کشیده و ولتاژی DC در دو سر خازن  $C_m$  ایجاد می‌کند. بخش دوم (STAGE ۲) یک مبدل DC/DC بوده و ولتاژ ورودی را به ولتاژ مورد نیاز بار در دو سر خازن  $C$  تبدیل می‌کند. به عبارت دیگر در این مبدل انتقال انرژی از منبع به بار در طی دو مرحله انجام می‌گیرد و این امر موجب افزایش تلفات انرژی در مسیر انتقال شده و راندمان کاهش می‌یابد. با افزایش قطعات مداری هزینه ساخت مبدل نیز افزایش می‌یابد. این معایب باعث شده تا طراحان به سمت مبدل PFC تکمرحله‌ای گرایش پیدا کنند. شکل ۴ یک مبدل تک‌بخشی را نشان می‌دهد [۷] که در این مبدل عملکرد هر دو بخش اول و دوم در یک مرحله ادغام می‌گردد. این بخش واحد، با الگوریتم کنترلی سوئیچینگ از یک طرف جریان سینوسی از منبع کشیده و از طرف دیگر ولتاژ مطلوب DC بار را تأمین می‌کند، لذا راندمان افزایش و هزینه کاهش می‌یابد. ولی باید گفت الگوریتم کنترلی مبدل تک‌مرحله‌ای در مقایسه با الگوریتم کنترل یک بخش از مبدل دوقسمتی کمی پیچیده‌تر است.

در ساختار شکل ۵ از روش هیستریزس برای تصحیح ضریب توان مبدل Boost استفاده می‌شود که با محورکردن جریان ورودی مبدل در یک باند هیستریزس با عرض باند تنظیم‌شده به ضریب توان نزدیک به واحد دست می‌یابد [۸]. در ادامه به شرح عملکرد مبدل می‌پردازیم.

در مبدل فوق برای ایجاد مرجع سینوسی از یک تقسیم مقاومتی ساده با نسبت  $1/K$  استفاده شده و دامنه این منحنی مرجع توسط جبران‌ساز خطا تنظیم می‌گردد تا در صورت کاهش ولتاژ خروجی دامنه مرجع افزایش یابد تا کمبود انرژی بار را جبران کند و بالعکس. جریان لحظه‌ای ورودی مبدل ( $i_g$ ) با سطح فوقانی ( $I_{P,ref}$ ) و تحتانی ( $I_{V,ref}$ ) مرجع هیستریزس مقایسه می‌شود. خروجی آپ‌امپ‌های مقایسه به یک فلیپ فلاپ R-S اعمال می‌گردد. هرگاه جریان مبدل به مرز فوقانی برسد کلید بازنشانی Reset شده و جریان کاهش می‌یابد و هرگاه به مرز تحتانی برسد کلید Set می‌گردد [۹] و [۱۰]. مبدل تک‌مرحله‌ای پیشنهادشده در این مقاله در شکل ۶ ملاحظه می‌شود. ولتاژ ورودی  $V_i$  برابر جمع ولتاژ منبع  $V_s$  و ولتاژ خازن  $C_i$  می‌باشد. ولتاژ اولیه خازن  $C_i$  طوری است که ولتاژ  $V_i$  همیشه مثبت بماند یعنی ولتاژ اولیه باید از دامنه برق شهر بیشتر باشد  $(V_{C_i}(0) > 220\sqrt{2})$ . طبق شکل ۷ در نیم‌سیکل مثبت، کلیدهای  $S_1$  و  $D_1$  در نیم‌سیکل منفی، کلیدهای  $S_2$  و  $D_2$  فعال هستند.



شکل ۱۱: وضع جریان مرجع در هنگام کاهش ولتاژ خازن ورودی.



شکل ۱۲: وضع جریان مرجع در هنگام افزایش ولتاژ خازن ورودی.

جدول ۲: وضعیت جبران ساز خازن ورودی.

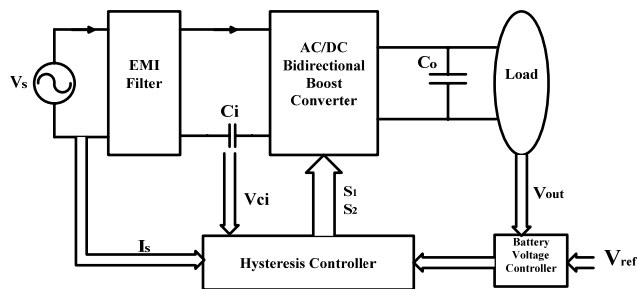
وضعیت	نتیجه مقایسه
$0.9V_{ref}' < V_{err} < 1.1V_{ref}'$	دامنه مرجع جریان در هر دو نیم سیکل یکسان باشد.
$0.9V_{ref}' > V_{err}$	دامنه مرجع در نیم سیکل مثبت از منفی بزرگتر باشد.
$1.1V_{ref}' < V_{err}$	دامنه مرجع در نیم سیکل منفی از مثبت بزرگتر باشد.

ترانس افزایشده در هنگام راه اندازی مبدل انجام داد ولی این ولتاژ ممکن است در طی فرایند به دلیل غیر ایده آل بودن شرایط تغییر کند. مشکل مذکور را می توان با تغییر دامنه جریان مرجع در نیم سیکل مثبت نسبت به نیم سیکل منفی حل کرد. اگر ولتاژ اولیه  $C_i$  افزایش یابد دامنه جریان مرجع در نیم سیکل مثبت را افزایش داد تا انرژی اضافی آن از بین رود. اگر ولتاژ اولیه  $C_i$  کاهش یابد دامنه جریان مرجع در نیم سیکل منفی را افزایش داد تا کمبود آن جبران گردد. به این منظور یک جبران ساز جهت مقایسه  $V_{ci}(t)$  با مقدار مرجع  $V_{ref}'$  طراحی می شود، ثابت زمانی این جبران ساز باید به اندازه کافی از دوره تناوب  $T = 20\text{ms}$  بزرگتر باشد تا تغییرات لحظه ای ولتاژی خازن در طول یک دوره تناوب تأثیری در عملکرد جبران ساز نداشته باشد که این مدار در شکل ۱۰ مشاهده می شود. جدول ۲ وضعیت جبران ساز فوق را در سه حالت بیان می کند.

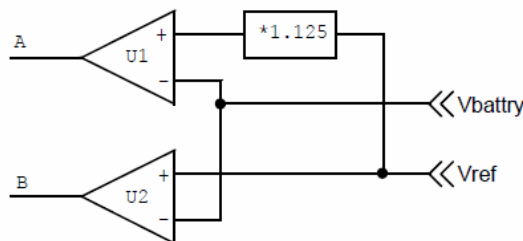
شکل ۱۱ وضعیتی را نشان می دهد که ولتاژ خازن ورودی کاهش یافته و جریان مبدل در حال جبران آن بوده و دامنه منفی از مثبت بزرگتر بوده و شکل ۱۲ وضعیتی را نشان می دهد که ولتاژ خازن ورودی افزایش یافته و جریان مبدل در حال تقلیل آن بوده و دامنه مثبت از منفی بزرگتر است.

### ۳- شرح روابط و محاسبات مداری

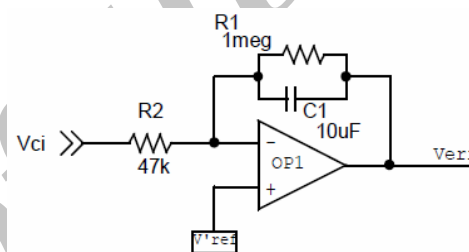
در این قسمت، روابط مداری جهت تعیین مقادیر مناسب قطعات مبدل شرح داده می شود. آرایش مبدل در شکل ۶ و منحنی جریانی هیستریزس در شکل ۷ آورده شده است.



شکل ۸: بلوک دیاگرام کلی مبدل.



شکل ۹: مدار کنترل ولتاژ باتری.



شکل ۱۰: جبران ساز خازن  $C_i$ .

جدول ۱: حالات سه گانه شارژر.

حالات سه گانه	A	B	نتیجه
$V_{battery} < V_{ref}$	۱	۱	برابر جریان نامی
$V_{ref} < V_{battery} < 1.125V_{ref}$	۰	۱	نصف جریان نامی
$1.125V_{ref} \leq V_{battery}$	۰	۰	صفر

بیشترین فرکانس سوئیچینگ در لحظه عبور از صفر خواهد بود و بلوک عملکردی مبدل در شکل ۸ معرفی می شود. فیلتر الکترومغناطیسی EMI مانع ورود مؤلفه های فرکانس بالای جریان به خط تغذیه می گردد.

بار خروجی چند سلول باتری است که به طور سری متصل هستند. یک باتری ۲۴ ولتی را در نظر بگیرید که ولتاژ آن در حالت دشارژ برابر ۲۰ بوده و باید شارژ شود و پس از آن به ۲۷ ولت می رسد. برای افزایش طول عمر باتری بهتر است فرایند شارژ سه مرحله باشد، در مرحله اول ولتاژ باتری بین ۲۰ تا ۲۴ ولت بوده و با جریان نامی شارژ می شود. در مرحله دوم ولتاژ بین ۲۴ تا ۲۷ ولت بوده و با نصف جریان نامی شارژ می گردد. در مرحله سوم ولتاژ به ۲۷ ولت می رسد و جریان باید قطع شود [۱۱]. فرایند سه گانه فوق در بلوک کنترل ولتاژ باتری تحقق می یابد و شکل ۹ مداری به این منظور با استفاده از دو مقایسه گر ۲-۱ U را نشان می دهد.

ضریب ۱/۱۲۵ در واقعیت عدد خوبی جهت تعیین سطح کامل شارژ باتری می باشد. شرایط سه گانه مدار شکل ۹ در جدول ۱ دیده می شود. با تعیین وضعیت A و B یکی از اعداد ۰، ۰/۵ و ۱ به عنوان ضریب تنظیم دامنه جریان مرجع به بلوک هیستریزس منتقل می شود.

در مورد خازن  $C_i$  گفته شد در هنگام شروع باید دارای ولتاژ اولیه ای بزرگتر از بیشینه  $V_s$  باشد، این کار را می توان به سادگی با یک رله و

در فاصله ۹۰ تا ۱۸۰ درجه و ۱۸۰ تا ۲۷۰ درجه شیب جریان مرجع منفی است. افراز شرط نائیکویست در بازه فوق وقتی  $S_1$  روشن ( $S_1$  خاموش) است با (۹) بیان می‌شود

$$\left\{ S_1 \text{ on}, \frac{\pi}{2} < \omega t < \pi \right\} \left\| \left\{ S_1 \text{ off}, \pi < \omega t < \frac{3\pi}{2} \right\} \Rightarrow \frac{dI_s(t)}{dt} \geq -\frac{rdI_{avg}(t)}{dt} \Rightarrow \quad (9)$$

$$\frac{V_{C_i}(\cdot)}{V} - \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \geq \sqrt{1 + \left( \frac{2\omega L_i}{R_{em}} + \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \right)^2}$$

و وقتی  $S_1$  خاموش ( $S_1$  روشن) باشد با (۱۰) بیان می‌گردد

$$\left\{ S_1 \text{ off}, \frac{\pi}{2} < \omega t < \pi \right\} \left\| \left\{ S_1 \text{ on}, \pi < \omega t < \frac{3\pi}{2} \right\} \Rightarrow \frac{dI_s(t)}{dt} \leq -\frac{rdI_{avg}(t)}{dt} \Rightarrow \quad (10)$$

$$\frac{V_{out} - V_{C_i}(\cdot)}{V_m} + \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \geq \sqrt{1 + \left( -\frac{2\omega L_i}{R_{em}} + \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \right)^2}$$

با ادغام (۷) و (۹) به (۱۱) می‌رسیم

$$\frac{V_{C_i}(\cdot)}{V_m} \geq \sqrt{1 + \left( \frac{2\omega L_i}{R_{em}} + \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \right)^2} + \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \quad (11)$$

با ادغام (۸) و (۱۰) به (۱۲) می‌رسیم

$$\frac{V_{out} - V_{C_i}(\cdot)}{V_m} \geq \sqrt{1 + \left( \frac{2\omega L_i}{R_{em}} + \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \right)^2} - \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \quad (12)$$

روابط (۱۱) و (۱۲) به ترتیب حداقل و حداکثر شارژ اولیه مجاز خازن ورودی  $C_i$  را جهت عملکرد صحیح مبدل نشان می‌دهد. با قراردادن (۱۱) در (۱۲) و حذف پارامتر  $V_{C_i}(\cdot)$ ، نتیجه می‌گردد

$$\frac{V_{out}}{V_m} \geq \sqrt{1 + \left( \frac{2\omega L_i}{R_{em}} + \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \right)^2}, \quad X_{L_i} = \omega L_i \quad (13)$$

$$X_{C_i} = \frac{1}{\omega C_i} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_m} \geq \sqrt{1 + \left( \frac{2X_{L_i} + X_{C_i}}{R_{em}} \right)^2}$$

بهره تقویت DC مبدل Boost و ارتباط آن با مقادیر سلف و خازن ورودی در (۱۳) مشهود است. لذا با دانستن تعداد باتری‌ها ( $V_{out}$ ) و جریان شارژ ( $R_{em}$ ) می‌توان مصالحه‌ای بین  $L_i$  و  $C_i$  ایجاد کرد. به عبارت دیگر با توجه به این که در مبدل AC/DC، توان بار تناسب مستقیمی با ولتاژ خروجی دارد از این رو (۱۳) مقادیر مناسب عناصر مبدل برای رسیدن به پایداری خوب در گستره‌های مختلف توانی را در اختیار طراح قرار می‌دهد. در ادامه، فرایند مبدل از دیدگاه قانون بقای انرژی مورد بررسی قرار می‌گیرد. اگر حاصل ضرب ولتاژ در جریان یک عنصر دو پایه‌ای مثبت باشد یعنی انرژی می‌دهد و اگر منفی باشد انرژی می‌گیرد. همچنین در یک فرایند مجموع انرژی‌های داده‌شده مساوی انرژی‌های جذب‌شده می‌باشد. بر این اساس در نیم‌سیکل مثبت، خازن  $C_i$  و منبع  $V_S$  انرژی داده و باتری خروجی انرژی دریافت می‌کند. در نیم‌سیکل منفی، باتری و منبع  $V_S$  انرژی داده و خازن  $C_i$  انرژی می‌گیرد تا انرژی از دست داده در نیم‌سیکل مثبت را جبران کند. اگر تصحیح ضریب توان تحقق یابد جریان منبع  $V_S$  به صورت سینوسی و هم‌فاز با آن گردیده، لذا حاصل ضرب  $V_S$  در  $I_S$  در هر دو نیم‌سیکل مثبت و برابر می‌شود. با توجه

در نیم‌سیکل مثبت  $S_1$  و  $D_1$  درگیر بوده و در نیم‌سیکل منفی  $S_1$  و  $D_1$  کار می‌کنند. فرض کنید در نیم‌سیکل‌های مثبت قرار داریم و کلید  $S_1$  بسته است در این حالت جریان منبع  $I_S$  افزایش می‌یابد و زمانی که این جریان به حد بالایی هیستریزس رسید کلید  $S_1$  باز شده و جریان از طریق  $D_1$  به خروجی انتقال یافته و شروع به کاهش می‌کند. وقتی جریان به حد پایین هیستریزس رسید دوباره کلید  $S_1$  بسته شده و  $D_1$  قطع می‌گردد. زمانی که در نیم‌سیکل منفی اندازه جریان  $I_S$  افزایش یابد به همین صورت کلید  $S_1$  قطع شده و  $D_1$  وصل می‌شود و وقتی اندازه جریان کاهش یابد کلید  $S_1$  وصل شده و  $D_1$  قطع می‌شود. به این ترتیب جریان کشیده‌شده از منبع ( $I_S$ ) همیشه در فاصله هیستریزس قرار گرفته و لذا این جریان حالت سینوسی خواهد داشت. حد بالایی هیستریزس را با  $I_a$  و حد پایینی را با  $I_b$  مانند (۴) بیان می‌کنیم

$$I_S \text{ Upper Limit} \Rightarrow I_a(t) = I_a \sin \omega t \quad (4)$$

$$I_S \text{ Lower Limit} \Rightarrow I_b(t) = I_b \sin \omega t$$

جریان منبع  $V_S$  همیشه در فاصله بین  $I_a$  و  $I_b$  محصور می‌ماند، لذا جریان منبع  $I_S$  برابر متوسط دو جریان مرزی فوق می‌گردد. در این شرایط مقاومت دیده‌شده از منبع با (۵) محاسبه می‌شود

$$V_S(t) = V_m \sin \omega t$$

$$I_{S_{avg}}(t) = \frac{I_a(t) + I_b(t)}{2} \Rightarrow R_{em} = \frac{V_S(t)}{I_{avg}(t)} = \frac{2V_m}{I_a + I_b} \quad (5)$$

ولتاژ ورودی مبدل  $V_i$  باید همیشه مثبت باشد که این ولتاژ، مجموع ولتاژ منبع و خازن است و مقدار لحظه‌ای ولتاژ ورودی با (۶) بیان می‌شود

$$V_i(t) = V_{C_i}(t) + V_S(t) = V_{C_i}(\cdot) - \frac{1}{C_i} \int I_S(t) dt + V_S(t) =$$

$$V_{C_i}(\cdot) + \frac{I_a + I_b}{2\omega C_i} (\cos \omega t - 1) + V_m \sin \omega t \quad (6)$$

شیب تغییرات جریان منبع در فاصله هیستریزس باید بزرگ‌تر از شیب تغییرات جریان مرجع باشد تا خیلی سریع به حدود بالا و پایین هیستریزس نتواند برسد. بر اساس اصل نائیکویست نسبت این دو شیب حداقل باید ۲ باشد. در فاصله ۰ تا ۹۰ درجه و ۲۷۰ تا ۳۶۰ درجه شیب جریان مرجع مثبت است. حد نائیکویست برای افراز شرط فوق در بازه مذکور زمانی که  $S_1$  روشن ( $S_1$  خاموش) است، یعنی در شیب مثبت  $I_S$  با (۷) بیان می‌شود. وضعیت  $S_1$  و  $D_1$  با وضعیت  $S_1$  و  $D_1$  عکس همدیگر است

$$\left\{ S_1 \text{ on}, 0 < \omega t < \frac{\pi}{2} \right\} \left\| \left\{ S_1 \text{ off}, \frac{3\pi}{2} < \omega t < 2\pi \right\} \Rightarrow$$

$$\frac{dI_s(t)}{dt} \geq \frac{rdI_{avg}(t)}{dt} \Rightarrow \quad (7)$$

$$\frac{V_{C_i}(\cdot)}{V} - \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \geq \sqrt{1 + \left( \frac{2\omega L_i}{R_{em}} - \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \right)^2}$$

وقتی  $S_1$  خاموش ( $S_1$  روشن) باشد با (۸) بیان می‌گردد

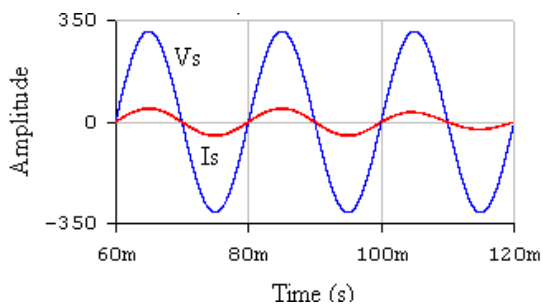
$$\left\{ S_1 \text{ off}, 0 < \omega t < \frac{\pi}{2} \right\} \left\| \left\{ S_1 \text{ on}, \frac{3\pi}{2} < \omega t < 2\pi \right\} \Rightarrow$$

$$\frac{dI_s(t)}{dt} \leq -\frac{rdI_{avg}(t)}{dt} \Rightarrow \quad (8)$$

$$\frac{V_{out} - V_{C_i}(\cdot)}{V_m} + \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \geq \sqrt{1 + \left( \frac{2\omega L_i}{R_{em}} + \frac{1}{R_{em}\omega C_i} \right)^2}$$

جدول ۳: مشخصات یک مبدل نمونه.

پارامتر	مقدار	تعریف
$V$	$220\sqrt{2}$ V	دامنه ولتاژ منبع تغذیه
$V_{out}$	۸۰۰ V	ولتاژ بانک باتری
$V_{C_i}(\cdot)$	۴۰۰ V	ولتاژ اولیه خازن ورودی
$I_a, I_b$	$30 \pm 2,5$ A	سطح بالا و پایین هیستریزس
$R_{em}$	$1,33$ $\Omega$	مقاومت ظاهری دیده شده توسط منبع
$L_i$	۳ mH	سلف ورودی مبدل
$C_i$	۲,۲ mF	خازن ورودی مبدل



شکل ۱۳: ولتاژ و جریان ورودی مبدل.

از فرکانس منبع تغذیه  $f_i$  (در اینجا ۵۰ Hz) باشد باند هیستریزس را در فاصله یک پریود سوئیچینگ می توان ثابت در نظر گرفت و رابطه ریاضی دوره کارکرد سوئیچها را محاسبه کرد. ابتدا تعاریف (۱۹) را در نظر بگیریم

$$\Delta I_{ab}(t) = I_a(t) - I_b(t), \Delta t_{on} \rightarrow S_1 \text{ or } S_2 \text{ is Close},$$

$$\Delta t_{off} \rightarrow S_1 \text{ or } S_2 \text{ is Open}$$

$$T_s(t) = \Delta t_{on}(t) + \Delta t_{off}(t), \quad (19)$$

$$D = \frac{\Delta t_{on}}{T_s} = \frac{1}{1 + \frac{\Delta t_{off}}{\Delta t_{on}}}, f_s \gg f_i$$

در نیمسیکل مثبت زمانی که  $S_1$  روشن است ولتاژ دو سر سلف برابر ولتاژ منبع و زمانی که  $S_2$  خاموش شود دیود  $D_2$  روشن و ولتاژ سلف برابر اختلاف ولتاژ ورودی - خروجی مبدل می گردد که با (۲۰) بیان می شود

$$\{0 < \omega t < \pi\} \Rightarrow L_i \frac{\Delta I_{ab}(t)}{\Delta t_{on}(t)} = V_i(t)$$

$$L_i \frac{\Delta I_{ab}(t)}{\Delta t_{off}(t)} = V_{out} - V_i(t) \quad (20)$$

$$D_{\pi} (t) = \frac{\Delta t_{on}(t)}{T_s(t)} = 1 - \frac{V_i(t)}{V_{out}} =$$

$$1 - \frac{1}{V_{out}} (V_{C_i}(\cdot) + \frac{I_a + I_b}{2\omega C_i} (\cos \omega t - 1) + V_m \sin \omega t)$$

در نیمسیکل مثبت زمانی که  $S_2$  روشن است ولتاژ دو سر سلف برابر اختلاف ولتاژ ورودی - خروجی مبدل شده و زمانی که  $S_1$  خاموش شود دیود  $D_1$  روشن شده و ولتاژ سلف برابر ولتاژ ورودی مبدل می گردد که با (۲۱) بیان می شود

$$\{\pi < \omega t < 2\pi\} \Rightarrow L_i \frac{\Delta I_{ab}(t)}{\Delta t_{on}(t)} = V_{out} - V_i(t)$$

$$L_i \frac{\Delta I_{ab}(t)}{\Delta t_{off}(t)} = V_i(t) \quad (21)$$

$$D_{\pi \times \pi} (t) = \frac{\Delta t_{on}(t)}{T_s(t)} = \frac{V_i(t)}{V_{out}} =$$

$$\frac{1}{V_{out}} (V_{C_i}(\cdot) + \frac{I_a + I_b}{2\omega C_i} (\cos \omega t - 1) + V_m \sin \omega t)$$

#### ۴- نتایج شبیه سازی یک مبدل نمونه

با توجه به روابطی که در بخش پیش مطرح شد، مشخصات یک مبدل نمونه به صورت جدول ۳ پیشنهاد می گردد. ولتاژ و جریان منبع ورودی مبدل در شکل ۱۳ مشاهده می شود. ضریب توان مبدل نمونه به دست آمده از منحنی شکل ۱۳ برابر  $PF = 0,98$  بوده

به (۱۴) چون  $V_i(t)$  باید همیشه مثبت باشد پس ولتاژ خازن ورودی در هر لحظه باید از ولتاژ منبع بزرگتر باشد، رابطه  $V_i(t)$  در (۶) آمده است

$$V_i(t) > 0 \Rightarrow V_{C_i}(\cdot) + \frac{I_a + I_b}{2\omega C_i} (\cos \omega t - 1) + V_m \sin \omega t > 0 \quad (14)$$

لذا ولتاژ اولیه خازن باید از دامنه بیشینه منبع تغذیه بزرگتر باشد که در (۱۵) مشاهده می شود

$$V_{C_i}(\cdot) > V_m, \quad V_m = 220\sqrt{2} \quad (15)$$

جریان خازن ورودی و منبع در هر لحظه برابر است ولی ولتاژ لحظه ای خازن از منبع بزرگتر است پس انرژی داده شده توسط خازن  $C_i$  در نیمسیکل مثبت بزرگتر از انرژی داده شده توسط منبع  $V_s$  است. مقادیر انرژی در نیمسیکل مثبت به صورت Per/Unit با (۱۶) بیان می شود. نمادهای  $E_S, E_C$  و  $E_B$  به ترتیب انرژی منبع ورودی، خازن ورودی و باتری خروجی می باشد

$$0 < \omega t < \pi, \quad 0 < K < 1$$

$$E_S = K \text{ pu}, \quad E_C = (1-K) \text{ pu}, \quad E_B = -1 \text{ pu} \quad (16)$$

$$E_S < E_C \Rightarrow 0 < E_S < 0,5, \quad 0,5 < E_C < 1$$

مقادیر انرژی تبادل شده در نیمسیکل منفی با (۱۷) بیان می گردد

$$\pi < \omega t < 2\pi, \quad 0 < K < 1$$

$$E_S = K \text{ pu}, \quad E_C = -(1-K) \text{ pu}, \quad E_B = (1-2K) \text{ pu} \quad (17)$$

$$E_S < -E_C \Rightarrow 0 < E_S < 0,5, \quad -1 < E_C < -0,5$$

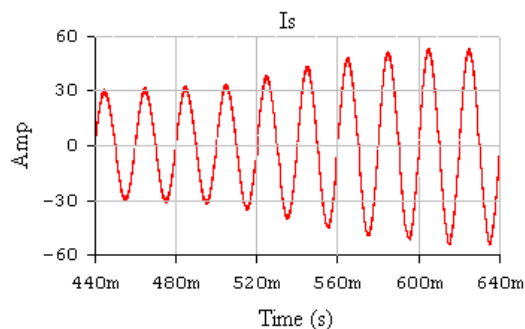
لذا در یک دوره تناوب انرژی داده شده به باتری برابر (۱۸) می شود

$$E_{B_T} = E_{B_+} + E_{B_-} = -1 + (1-2K) = -2K \quad (18)$$

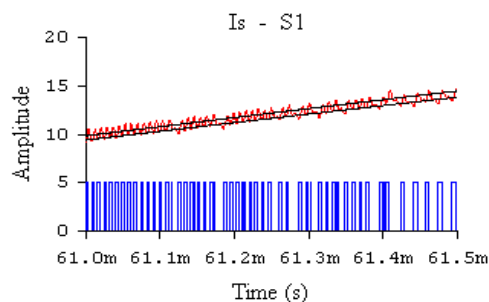
مثلاً فرض کنید در نیمسیکل مثبت، منبع تغذیه  $K = 40\%$  و خازن ورودی  $1-K = 60\%$  انرژی باتری را تأمین می کند. در نیمسیکل منفی منبع تغذیه  $40\%$  انرژی و  $20\%$  الباقی انرژی مورد نیاز خازن ورودی توسط باتری تأمین می گردد و به این صورت در یک دوره تناوب باتری خروجی به اندازه  $2K = 80\%$  انرژی دریافت می کند. با توجه به (۱۸) برای آن که در یک دوره تناوب بیشترین انرژی به باتریها برسد باید  $K$  در حد امکان به  $0,5$  نزدیک تر شود که به معنی کاهش ولتاژ اولیه خازن ورودی  $V_{C_i}(\cdot)$  بوده و ممکن است موجب ناپایداری مبدل گردد.

حال به محاسبه رابطه ریاضی دوره کارکرد (D) می پردازیم. در نیمسیکل مثبت وقتی کلید  $S_1$  روشن است جریان از حد پایین هیستریزس به حد بالا صعود می کند و وقتی  $S_2$  خاموش شد جریان از حد بالا به حد پایین نزول می کند. در نیمسیکل منفی، کلید  $S_2$  همین توالی را ادامه می دهد. با فرض آن که فرکانس سوئیچینگ  $f_s$  به اندازه کافی بزرگتر

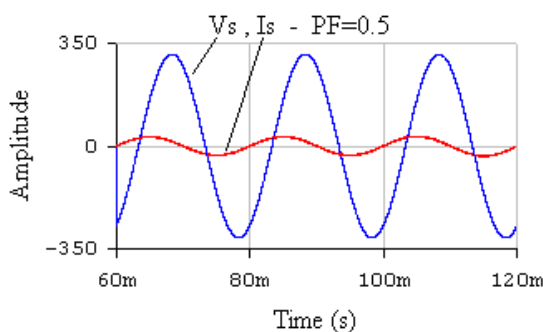




شکل ۱۴: جریان ورودی بزرگ‌نمایی شده.

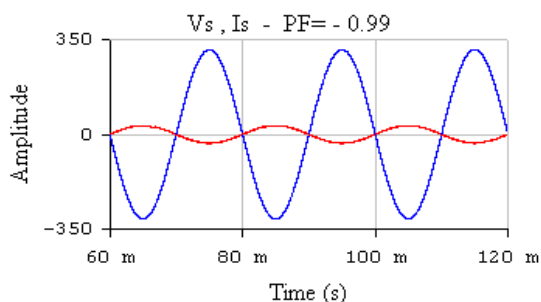


شکل ۱۵: سیگنال فرمان سویچ S<sub>1</sub>.

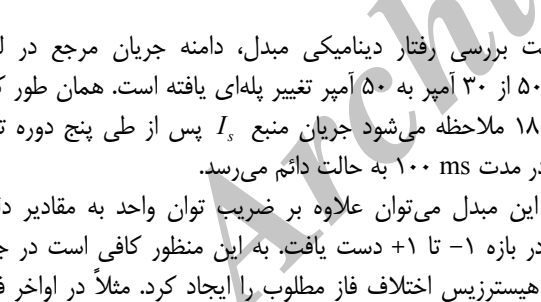


شکل ۱۶: سیگنال فرمان سویچ S<sub>2</sub>.

شکل ۱۸: رفتار میدل هنگام اعمال تغییر پله‌ای به جریان مرجع هیستریزس.



شکل ۱۹: تغییر زاویه فاز جریان مرجع و رسیدن به ضریب توان ۰٫۵.



شکل ۲۰: حالت اینورتری میدل با ضریب توان منفی.

جهت بررسی رفتار دینامیکی میدل، دامنه جریان مرجع در لحظه ۵۰۰ ms از ۳۰ آمپر به ۵۰ آمپر تغییر پله‌ای یافته است. همان طور که در شکل ۱۸ ملاحظه می‌شود جریان منبع  $I_s$  پس از طی پنج دوره تناوب یعنی در مدت ۱۰۰ ms به حالت دائم می‌رسد.

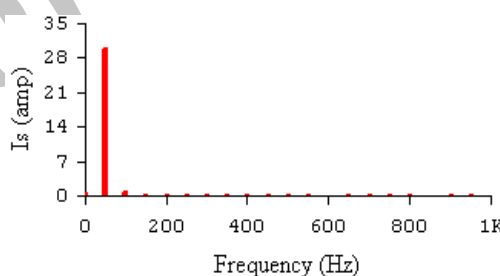
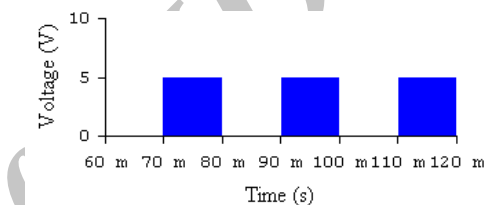
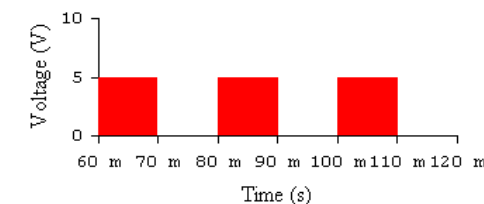
در این میدل می‌توان علاوه بر ضریب توان واحد به مقادیر دلخواه دیگر در بازه -۱ تا +۱ دست یافت. به این منظور کافی است در جریان مرجع هیستریزس اختلاف فاز مطلوب را ایجاد کرد. مثلاً در اواخر فرایند شارژ باتری‌ها به جای کاهش دامنه جریان شارژ، می‌توان دامنه مرجع را ثابت نگاه داشته و اختلاف زاویه فاز جریان را افزایش داده و به این صورت پمپ انرژی از منبع به بانک باتری را کاهش داد. در شکل ۱۹ با تغییر زاویه فاز مرجع، ضریب توان  $PF = 0.5$  شده است.

در شرایطی که بخواهیم توان از خروجی به ورودی انتقال پیدا کند باید ضریب توان منفی گردد. این حالت به ویژه در مورد UPS هنگام قطع برق کاربرد پیدا می‌کند و میدل به صورت اینورتر (DC/AC) کار می‌کند. شکل ۲۰ مد اینورتری با  $PF = -0.99$  را نشان می‌دهد.

در قسمت بعد، طراحی فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی برای حذف و کاهش اثرات رادیویی فرکانس بالا مورد بحث قرار می‌گیرد.

## ۵- طراحی فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی (EMI)

تداخل الکترومغناطیسی از خصوصیات جدایی‌ناپذیر میدل‌های

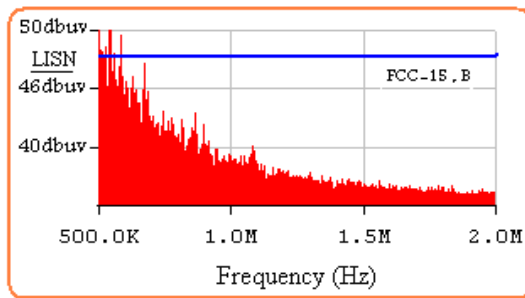


شکل ۱۷: مؤلفه‌های هارمونیک جریان منبع.

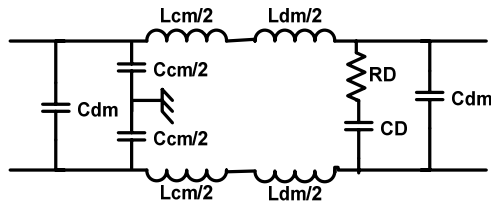
و جریان ورودی میدل بین حدود هیستریزس در یک بازه نیم میلی‌ثانیه‌ای در شکل ۱۴ بزرگ‌نمایی شده است.

سیگنال مربعی شکل ۱۴ مربوط به سوئیچ  $S_1$  است. هرگاه جریان  $I_s$  به مرز پایینی می‌رسد سیگنال  $S_1$ ، وصل و هرگاه به مرز بالایی می‌رسد سیگنال  $S_1$  قطع می‌گردد. با توجه به شکل ۱۴ هرچه باند هیستریزس باریک باشد فرکانس سوئیچینگ بیشتر شده و تلفات سوئیچ افزایش می‌یابد. همچنین از طرف دیگر توان مؤلفه‌های فرکانسی در حوزه رادیویی زیاد شده و طراحی فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی<sup>۱</sup> (EMC) مشکل‌تر می‌گردد. هرچه باند هیستریزس عریض‌تر باشد فرکانس سوئیچینگ کمتر می‌شود ولی ضریب توان کاهش و ضریب اعوجاج هارمونیک افزایش می‌یابد. از این نظر با برقراری مصالحه‌ای بین این ضرایب، عرض مناسب باند هیستریزس انتخاب می‌گردد. همان گونه که در شکل ۱۵ ملاحظه می‌شود سیگنال فرمان سوئیچ  $S_1$  فقط در نیم‌سیکل‌های مثبت است. شکل ۱۶ سیگنال فرمان سوئیچ  $S_2$  را نشان می‌دهد و مؤلفه‌های هارمونیک جریان منبع در شکل ۱۷ آمده و مقدار ضریب اعوجاج جریان این میدل  $THD = 8\%$  می‌باشد.

1. Electromagnetic Compatibility



شکل ۲۳: طیف فرکانسی جریان ورودی مبدل.



شکل ۲۴: یک آرایش مرسوم از فیلتر EMC.

در ابتدای بازه دامنه مؤلفه‌ها از حد مجاز استاندارد فراتر رفته‌اند پس مبدل نیاز به فیلتر دارد. آرایش‌های مختلفی از فیلترهای EMC وجود دارند که همگی کم و بیش مشابه‌اند. شکل ۲۴ یک نمونه مرسوم از این فیلتر را نشان می‌دهد [۱۳].  $L_{cm}$  و  $C_{cm}$  مربوط به مؤلفه مشترک و  $L_{dm}$  و  $C_{dm}$  مربوط به مؤلفه تفاضلی است. معمولاً  $L_{dm}$  سلف جداگانه‌ای نبوده و اندوکتانس نشستی  $L_{cm}$  (حدود ۲ درصد) برای آن کافی است، عناصر میراکننده  $R_D$  و  $C_D$  برای جلوگیری از رزونانس و نوسانات ناخواسته می‌باشند.

نحوه تعیین  $L_{cm}$  و  $C_{cm}$  به این صورت است که ابتدا مؤلفه‌ای از طیف در فرکانس  $f_x$  و دامنه  $A_x$  را در نظر می‌گیریم و سپس دامنه مطلوب  $A'_x$  پس از فیلترگذاری در فرکانس فوق انتخاب می‌شود. آن گاه مقدار تضعیف  $f_x$  در  $A_x$  با (۲۲) تعیین می‌گردد [۱۳]

$$A_{tx} = \frac{A_x}{A'_x} \quad (22)$$

فرکانس قطع فیلتر برای ایجاد تضعیف  $A_{tx}$  با (۲۳) تعیین می‌شود

$$f_{cx} = \frac{f_x}{\sqrt{A_{tx}}} \quad (23)$$

با یک نرم‌افزار عددی مانند Matlab، (۲۲) و (۲۳) در تمام فرکانس‌های  $f_x$  که دامنه  $A_x$  از حد استاندارد فراتر رفته محاسبه می‌شود. آن گاه کوچک‌ترین فرکانس قطع  $f_{cx}$  را تعیین و با (۲۴) مقادیر سلف و خازن فیلتر تعیین می‌گردد

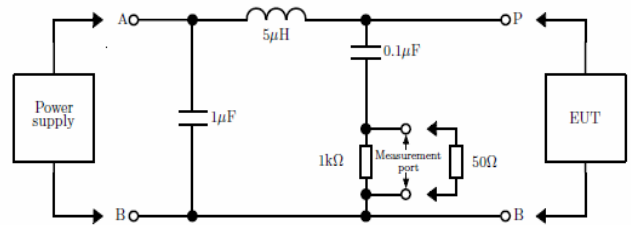
$$f_{cx, \min} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sqrt{L_{cm} \cdot C_{cm}}} \quad (24)$$

مقادیر مقاومت و خازن میراکننده از طریق (۲۵) محاسبه می‌شود

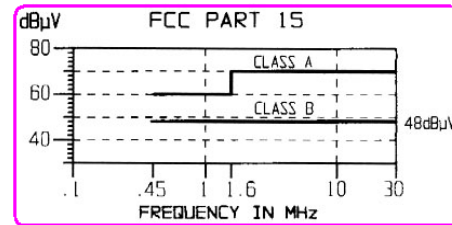
$$R_D = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (25)$$

$$C_D = 4C_{cm}$$

با در نظر گرفتن شکل ۲۳ و محاسبه (۲۲) تا (۲۵) عناصر فیلتر شکل ۲۴ به دست می‌آید که در جدول ۴ مشخص شده است.



شکل ۲۱: نحوه قرارگیری شبکه LISN بین منبع و مبدل.



شکل ۲۲: استاندارد FCC-۱۵ برای مؤلفه هدایتی نویز رادیویی.

سوئیچینگ است. نویزهای رادیویی فرکانس بالا به دو دسته تشعشعی<sup>۱</sup> و هدایتی<sup>۲</sup> تقسیم می‌شود. نویز تشعشعی از طریق هوا به اطراف پخش می‌گردد و نویز هدایتی به دو مؤلفه مشترک<sup>۳</sup> و تفاضلی<sup>۴</sup> تقسیم می‌گردند. اگر مؤلفه نویز هدایتی مشترک از منبع تغذیه خارج شده و به سیم انتقال راه یابد این سیم مانند یک آنتن خوب باعث انتشار نویز به محیط اطراف می‌شود یا این که نویز از طریق سیم به سایر دستگاه‌هایی که تغذیه مشترکی دارند وارد شده و مشکلاتی برای آنها ایجاد کنند. مؤلفه‌های تفاضلی نویز هدایتی دارای دامنه یکسان ولی اختلاف فاز ۱۸۰ درجه می‌باشد، یعنی اگر مؤلفه‌ای در فرکانس معین از سیم مثبت خارج شود همان مؤلفه با آن فرکانس و دامنه معین در حال ورود از سیم منفی می‌باشد. اما مؤلفه‌های مشترک نویز هدایتی هم‌فاز هستند، یعنی از هر دو سیم با هم وارد یا خارج می‌شوند، لذا مؤلفه مشترک مشکل بیشتری ایجاد می‌کند. فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی در ورودی مبدل سوئیچینگ قرار می‌گیرد تا مانع از ورود و خروج مؤلفه‌های نویز هدایتی گردد. منظور از ممانعت ورود، تضعیف دامنه نویز در طیف فرکانس رادیویی تا حدی است که مزاحمتی برای سایر دستگاه‌های اطراف ایجاد نکند. برای اندازه‌گیری دامنه مؤلفه‌های نویز هدایتی از مداری استاندارد به نام شبکه تثبیت‌کننده امپدانس خط<sup>۵</sup> (LISN) استفاده می‌شود که بین ورودی مبدل و تغذیه قرار می‌گیرد. در شکل ۲۱ نحوه قرارگیری مدار LISN آمده است [۱۱]. استاندارد FCC-۱۵<sup>۶</sup>، حد مجاز مؤلفه‌های رادیویی تشعشعی و هدایتی را تعیین می‌کند. شکل ۲۲ مربوط به مؤلفه هدایتی در دو کلاس A (محیط صنعتی) و B (محیط خانگی) را نشان می‌دهد. کلاس B شرایط سخت‌تری را تحمیل می‌کند، پس اگر فیلتر EMC شرایط کلاس B را پاس کند مطمئن می‌شویم که در کلاس A نیز صدق خواهد کرد. لذا در اینجا فیلتر EMI طبق کلاس B طراحی می‌گردد. جزئیات محدودیت مؤلفه‌های فرکانسی استاندارد مذکور در [۱۲] بیان می‌گردد. بازه فرکانسی استاندارد فوق از ۰.۴۵ MHz تا ۳۰ MHz بوده و طیف فرکانسی جریان منبع در بازه فوق در شکل ۲۳ مشاهده می‌شود.

1. Emission
2. Conduction
3. Common Mode
4. Differential Mode
5. Line Impedance Stabilization Network
6. Federal Communications Commission

نیاز به شارژ اولیه خازن  $C_i$  را می‌توان به عنوان عیب مبدل ذکر کرد. در انتها برای ادامه تحقیقات بیشتر در این زمینه می‌توان به مواردی مانند بررسی مقایسه‌ای سایر روش‌های کنترلی PFC با این مبدل، بهبود بیشتر پاسخ دینامیکی و کاهش نویزهای رادیویی از طریق تغییر الگوریتم سوئیچینگ اشاره کرد.

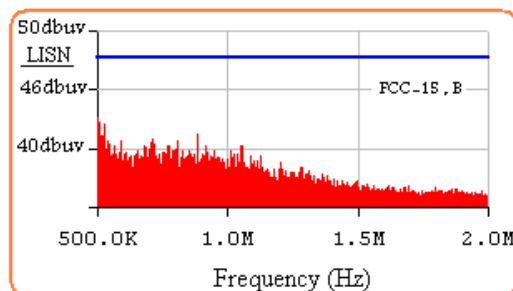
## مراجع

- [1] A. Venkatesan, A. Mohan, K. Gayathri, and R. Seyezhai, "Comparative study of power factor correction in AC - DC converters," *Int. J. of Electrical, Electronics, and Data Communication*, vol. 1, no. 1, pp. 12-17, Jan. 2013.
- [2] S. C. Rajappan, K. Sarabose, and N. John, "An efficient AC/DC converter with power factor correction," *Int. J. of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 3, no. 3, pp. 815-820, Mar. 2013.
- [3] ON Semiconductor, Power Factor Correction (PFC) Hand Book, www.onsemi.com, rev. 4, 2011.
- [4] M. Warner, Electrical Vehicle Conversion Hand Book, Penguin Group USA, 2011.
- [5] O. Dranga, C. K. Tse, and S. C. Wong, "Stability analysis of two stage power factor correction power supplies," in *Proc. IEEE Euro. Conf. on Circuit Theory and Design*, vol. 1, pp. 177-180, Aug. 2005.
- [6] R. Oruganti and R. Srinivasan, "Single phase power factor correction - a review," *Sadhana*, vol. 12, no. 6, pp. 753-780, Dec. 1997.
- [7] W. Xiaoqun, C. K. Tse, O. Dranga, and J. Lue, "Fast scale instability of single stage power factor correction power supplies," *IEEE Trans. on Circuit and Systems*, vol. 53, no. 1, pp. 204-213, Jan. 2006.
- [8] M. R. Kumar, D. Lenine, and C. S. Babu, "A variable switching frequency with boost power factor correction converter," *TELKOMNIKA Indonesian J. of Electrical Engineering*, vol. 9, no. 1, pp. 47-54, Jan. 2011.
- [9] S. W. Lee, S. R. Lee, and C. H. Jeon, "A new high efficient bidirectional DC/DC converter in the dual voltage system," *J. of Electrical Engineering and Technology*, vol. 1, no. 3, pp. 343-350, Sep. 2006.
- [10] D. Shmilovitz, D. Czarkowski, Z. Zabar, and S. Y. Yoo, "A novel reversible boost rectifier with unity power factor," in *Proc. IEEE Conf. APEC*, vol. 1, pp. 363-368, 14-18 Mar. 1999.
- [11] S. Maniktala, *Troubleshooting Switching Power Converters*, Newnes, 2007.
- [12] EMC Standards, Federal Communications Commission (FCC), Part 15, <http://www.ece.msstate.edu/~donohoe/ece4323EMCreq.pdf>, 2000
- [13] S. Ye, W. Eberle, and Y. F. Liu, "A novel emi filter design method for switching power supplies," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1668-1678, Nov. 2004.

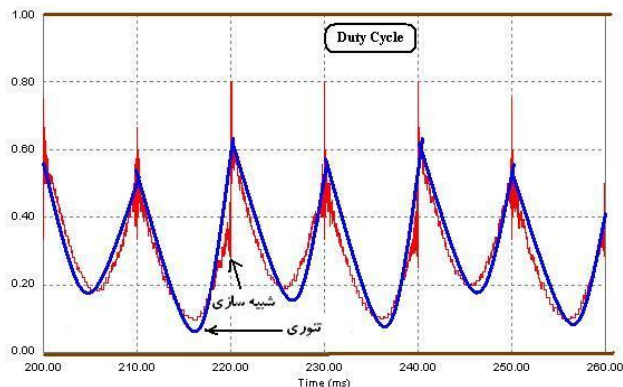
آتیلا اسکندر نژاد مدرک کارشناسی و کارشناسی ارشد خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۲ و ۱۳۸۴ در رشته مهندسی الکترونیک از دانشگاه علم و صنعت ایران اخذ نمود و هم‌اکنون در مقطع دکتری الکترونیک این دانشگاه مشغول به تحصیل است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان شامل طراحی مبدل‌های سوئیچینگ، تصحیح ضریب توان، مدل‌سازی و کنترل SPS می‌باشد.

عبدالرضا رحمتی در سال ۱۳۵۷ موفق به دریافت مدرک کارشناسی با رتبه اول در رشته مهندسی الکترونیک از دانشگاه علم و صنعت ایران گردید. او تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی ارشد و دکتری در رشته الکترونیک قدرت در دانشگاه برادفورد انگلستان به ترتیب در سال ۱۳۶۶ و ۱۳۶۹ به پایان رسانیده و در حال حاضر عضو هیأت علمی دانشکده برق دانشگاه علم و صنعت ایران با مرتبه دانش‌یاری می‌باشد. زمینه‌های مورد علاقه ایشان، طراحی سیستم‌های مبتنی بر ریزپردازنده و میکروکنترلر، درایو موتورهای الکتریکی، سیستم‌های انتقال HVDC، استراتژی‌های مدولاسیون در سیستم‌های الکترونیک قدرت و اینورتر چندسطحی می‌باشد. ایشان همچنین عضو مؤسسه مهندسی و تکنولوژی (IET) و عضو شورای مهندسين بریتانیا می‌باشند.

ادیب ابریشمی‌فر تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری الکترونیک به ترتیب در سال‌های ۱۳۶۸، ۱۳۷۱ و ۱۳۸۰ در دانشگاه علم و صنعت ایران با به پایان رساند و هم‌اکنون عضو هیأت علمی دانشکده برق دانشگاه علم و صنعت ایران با مرتبه دانش‌یاری می‌باشد. وی در طی سال‌های ۱۳۶۸ تا ۱۳۸۰ در دانشگاه‌های علم و صنعت ایران، سیستان و بلوچستان و شهید بهشتی در زمینه‌های مختلف علوم مهندسی برق مشغول تدریس بوده و زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان شامل طراحی مدارهای مجتمع آنالوگ و الکترونیک قدرت می‌باشد.



شکل ۲۵: طیف فرکانسی جریان ورودی پس از فیلترگذاری.



شکل ۲۶: منحنی دوره کارکرد سوئیچ‌ها در دو حالت شبهه‌سازی و تئوری.

جدول ۴: مقادیر عددی عناصر فیلتر EMC.

عنصر	$L_{cm}$	$C_{cm}$	$R_D$	$C_D$	$L_{dm}$	$C_{dm}$
مقدار	۱۲۰ uH	۲۲ nF	۶۸ Ω	۸۸ nF	۳ uH	۲٫۲ nF

با قراردادن فیلتر شکل ۲۴ و مقادیر جدول ۴ در ورودی مبدل، طیف فرکانس جریان منبع در استاندارد FCC-15 به صورت شکل ۲۵ می‌شود که با حاشیه اطمینان ۱۵۰ uV در چارچوب استاندارد صدق می‌کند. منحنی دوره کارکرد سوئیچ‌ها در دو حالت شبهه‌سازی و تئوری با (۲۰) و (۲۱) در شکل ۲۶ ملاحظه می‌شود که تطابق خوبی با هم دارند.

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مبدل AC/DC برای شارژ باتری طراحی شد که دارای آرایش Boost دوسویه است. با کنترل سوئیچینگ به روش هیستریزس، تصحیح ضریب توان (PFC) تک‌مرحله‌ای تحقق می‌یابد. همچنین روابط محاسباتی مدار جهت تعیین عناصر اصلی مبدل توسعه یافت. بر اساس روابط مذکور یک مبدل نمونه پیشنهاد و شبهه‌سازی شد. نتایج شبهه‌سازی نشان‌دهنده صحت و کارایی سیستم پیشنهادی می‌باشد. در انتها یک فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی طراحی گردید که موجب سازگاری مؤلفه‌های طیف فرکانس جریان با استاندارد FCC-15-B شد. به طور خلاصه می‌توان مزایای این مبدل را به شرح زیر بیان کرد:

- داشتن ساختاری با حداقل قطعات و کاهش هزینه ساخت.
- تک‌مرحله‌ای بودن انتقال انرژی از منبع به بار و افزایش راندمان.
- قابلیت کاهش جریان شارژ در انتهای فرایند و قطع اتوماتیک.
- قابلیت انتقال انرژی از خروجی به ورودی یا حالت اینورتری.
- رسیدن به ضریب توان بالای ۰/۹۵.
- جلوگیری از اعوجاج جریان ورودی هنگام عبور از صفر مرجع.
- دارابودن فیلتر سازگاری EMC و حذف اثرات رادیویی.
- پاسخ دینامیکی سریع در شرایط تغییر نقطه کار مبدل.



Surf and download all data from SID.ir: [www.SID.ir](http://www.SID.ir)

Translate via STRS.ir: [www.STRS.ir](http://www.STRS.ir)

Follow our scientific posts via our Blog: [www.sid.ir/blog](http://www.sid.ir/blog)

Use our educational service (Courses, Workshops, Videos and etc.) via Workshop: [www.sid.ir/workshop](http://www.sid.ir/workshop)