







دانشگاه شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

بهبود ضریب توان در یکسوکننده تک فاز تمام موج با کنترل حالت لغزشی

فرزاد فرزندی طالخونچه

استاد راهنما:

آقای دکتر علی کرمی ملایی

شهریورماه ۹۴

تقدیم به:

چشمه‌های جوشان محبت

جلوه‌های مهر و عطف الهی

لبنخدهای پر مهر زندگیم

پدر و مادر عزیزم

که در تمام مراحل زندگی، به من راه و رسم دست‌زیستن را آموختند.

تقدیر و تشکر:

در اینجا بر خود لازم می‌دانم از تلاش و زحمات بی‌دریغ و راهنمایی‌های ارزنده استاد گرانقدر و دلسوزم، جناب آقای دکتر علی کرمی ملایی، صمیمانه تقدیر و تشکر نمایم.

اینجانب *فرزاد فرزندی طالخونچه* دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق گرایش کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان بهبود ضریب توان در یکسکننده تکفاز تمام موج با کنترل حالت لغزشی تحت راهنمایی *آقای دکتر علی کرمی ملایی* متعهد می شوم .

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع حائترک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است .
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه شاهرود » و یا « Shahrood University » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آحالتن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج ازپایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها ) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است .
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

#### تاریخ

#### امضای دانشجو

### مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است ) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود .
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

## چکیده

در این پایان نامه قصد داریم روش های بهبود ضریب توان در یکسو کننده تکفاز تمام موج را مورد بررسی قرار دهیم. با توجه به اینکه ما در یکسوکننده ها به دنبال یک ولتاژ مستقیم با حداقل ریبیل می‌باشیم عموماً برای تحقق این امر به خاطر سادگی و ارزان بودن بیشتر از خازن با ظرفیت بالا استفاده می‌کنیم. نه تنها خازن با ظرفیت بالا باعث صاف نمودن ولتاژ خروجی می‌شود بلکه باعث کاهش زمان هدایت دیودها نیز می‌شود، از طرفی کاهش زمان هدایت دیودها باعث اختلاف فاز بین جریان و ولتاژ ورودی و غیر سینوسی شدن جریان ورودی می‌گردد، که این دو مساله باعث کاهش ضریب توان و افزایش هارمونیک های ناخواسته می‌گردد.

در ابتدا بهبود ضریب توان با روش غیرفعال بررسی می‌شود و سپس به تحلیل و بررسی بهبود ضریب توان با روش فعال می‌پردازیم که در روش فعال ابتدا بهبود ضریب توان فرکانس پایین بررسی می‌گردد و سپس این مهم با روش فعال فرکانس بالا در دو حالت پیوسته و گسسته تحلیل می‌شود. و در آخر قصد داریم با استفاده از کنترل حالت لغزشی، کنترل کننده ای طراحی نماییم که بتواند دو نقش را برای ما ایفا کند: در ابتدا ضریب توان را در حالت پیوسته کانورتر بوست<sup>1</sup> همراه با کاهش مقدار هارمونیک‌های ناخواسته تصحیح نماید و سپس ولتاژ خروجی را به مقداری بیش از ولتاژ ورودی بر روی یک مقدار مرجع تنظیم نماید.

کلمات کلیدی: بهبود ضریب توان (PFC<sup>2</sup>)، مبدل فعال، کنترل کننده حالت لغزشی

---

<sup>1</sup>Boost

<sup>2</sup>Power Factor Correction

## فهرست مطالب

فصل اول.....	۱
۱-۲ طرح مساله.....	۴
۱-۳ دورنمای پایان نامه.....	۴
۱-۴ ضریب توان.....	۵
۱-۵ بارهای غیرخطی و اثر آنها بر شبکه توزیع برق.....	۷
۱-۶ اهمیت ضریب توان.....	۹
۱-۷ اثرات بهبود ضریب توان.....	۱۰
۱-۸ تنظیم استاندارد هارمونیک‌های جریان خط.....	۱۰
۱-۸-۱ استاندارد IEC 1000-3-2.....	۱۱
۲ فصل دوم. بهبود ضریب توان غیر فعال.....	۱۳
۲-۲ یکسو کننده با سلف طرف AC.....	۱۶
۲-۳ یکسو کننده با سلف طرف DC.....	۱۶
۲-۴ یکسو کننده با مبدل رزونانسی میان گذر.....	۱۷
۲-۵ یکسو کننده با مبدل رزونانسی موازی میان نگذر.....	۱۹
۲-۶ یکسو کننده با مبدل تله هارمونیک.....	۲۰
۲-۷ خازن تغذیه یکسو کننده.....	۲۰



۲۱	۸-۲ یکسوکننده با یک سلف، خازن و دیود اضافی
۲۲	۹-۲ یکسو کننده دره پر
۲۴	۱۰-۲ مزیت های PFC غیرفعال (پسیو)
۲۴	۱۱-۲ معایب
۲۵	۱۲-۲ خلاصه
۲۷	فصل سوم: بهبود ضریب توان اکتیو
۲۸	۲-۳ PFC فعال با فرکانس پایین
۳۰	۳-۳ کانورتر باک با سوئیچینگ فرکانس پایین
۳۱	۴-۳ کانورتر بوست با سوئیچینگ فرکانس پایین
۳۲	۵-۳ کانورتر باک-بوست با سوئیچینگ فرکانس پایین
۳۳	۶-۳ سوئیچینگ فرکانس بالا
۳۴	۷-۳ کانورتر باک
۳۵	۸-۳ کانورتر بوست
۳۶	۱-۸ کانورتر باک - بوست
۳۸	۹-۳ خلاصه

#### ۴ فصل چهارم

۴۴	۲-۴ مقاومت متوسط ورودی
۴۵	۳-۴ مشخصات جریان و ولتاژ ورودی در ساختار مبدل های پایه ای

۴۶	.....۴-۴ کانورتر باک:.....
۴۸	.....۴-۵ کانورتر بوست
۴۹	.....۴-۶ کانورتر باک- بوست
۵۲	.....۴-۷ خلاصه
۵۳	..... فصل پنجم: بهبود ضریب توان اکتیو فرکانس بالا در حالت پیوسته با کنترل حلقه جریان
۵۶	.....۵-۲ جریان پیک
۵۸	.....۵-۲-۱ مزایا
۵۸	.....۵-۲-۲ معایب
۵۸	.....۵-۳ کنترل هیستریزیس
۶۰	.....۵-۳-۱ مزایا
۶۰	.....۵-۳-۲ معایب
۶۰	.....۵-۴ کنترل مرزی
۶۲	.....۵-۴-۱ مزایا
۶۲	.....۵-۴-۲ معایب
۶۳	.....۵-۵ کنترل جریان متوسط
۶۴	.....۵-۵-۱ مزایا
۶۵	.....۵-۵-۲ معایب
۶۵	.....۵-۵-۳ تراشه های مجتمع تصحیح ضریب توان
۶۶	.....۵-۶ تراشه UC1854 از شرکت یونیتروود

۶۷	..... خلاصه ۷-۵
۶۹	..... فصل ششم: کنترل حالت لغزشی
۷۱	..... ۱-۶ طراحی کنترل کننده حالت لغزشی
۷۱	..... ۱-۶-۱ تولید جریان رفرم جمع جریان
۷۱	..... ۱-۶-۲ سطح لغزش پیشنهادی
۷۳	..... ۱-۶-۳ معادله دینامیکی کنترل کننده پیشنهادی و کنترل معادل
۷۵	..... ۱-۶-۴ پایداری
۷۹	..... فصل هفتم: تحلیل نتایج شبیه سازی
۸۰	..... ۷-۲ یکسوکننده تکفاز تمام موج دیودی - خازنی
۸۲	..... ۷-۳ بهبود ضریب توان اکتیو فرکانس بالا با کنترل کننده PI
۸۴	..... ۷-۴ بهبود ضریب توان در یکسو کننده تکفاز تمام موج با کنترل کننده حالت لغزشی
۹۰	..... ۸-۱ نتیجه گیری و پیشنهادات
۹۱	..... ۸-۲ پیشنهادات
۹۲	..... پیوست
۹۷	..... مراجع

## فهرست اشکال

- شکل ۱-۱: الف) شماتیک یکسوساز پل دیودی تک فاز - ب) شکل موج‌های جریان و ولتاژ پ) هارمونیک‌های فرد جریان خط نسبت به هارمونیک اصلی ..... ۸
- شکل ۲-۱: طبقه بندی تجهیزات تحت استاندارد IEC 1000-3-2 ..... ۱۱
- ۱-۲: روش های مختلف PFC برای یکسوکننده تکفاز تمام موج ..... ۱۴
- شکل ۲-۲: الف) شماتیک یکسوکننده تمام موج دیودی - خازنی با  $V_i=230v$ ،  $F=50Hz$  - ب) شکل موج جریان ورودی - پ) ولتاژ ورودی به ازای دو مقدار متفاوت خازن - ت) هارمونیک های جریان خط به ازای  $C_f=64\ \mu F$  - ث) هارمونیک های جریان خط به ازای  $C_f=64\ \mu F$  ..... ۱۵
- شکل ۳-۲: الف) یکسوکننده با سلف طرف DC با  $L=275\ \mu H$ ،  $C=470\ \mu F$  و  $R=500$  - ب) ولتاژ ورودی - پ) شکل موج جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان خط با  $C_a=4/8\ \mu F$  - ث) هارمونیک های جریان خط بدون خازن  $C_a$  ..... ۱۷
- شکل ۴-۲: الف) شماتیک یکسوکننده تمام موج با مبدل میان گذر مقدار المان های  $C_f=470\ \mu F$ ،  $C_a=6.75\ \mu F$ ،  $L=1.5\ \mu H$  - ب) ولتاژ ورودی ب، - پ) جریان ورودی - ت) هارمونیک جریان خط ..... ۱۸
- شکل ۵-۲: الف) یکسو کننده با مبدل میان نگذر با  $C=470\ \mu F$ ،  $C_p=470\ \mu F$ ،  $L_p=240\ mH$  و  $R=500$  - ب) ولتاژ ورودی - پ) شکل موج جریان ورودی - ث) هارمونیک های جریان خط ..... ۱۹
- شکل ۶-۲: الف) یکسوکننده با تله هارمونیکی  $L_3=200\ \mu H$ ،  $L_5=100\ \mu H$ ،  $C_3=5.6\ \mu F$ ،  $C_5=4.04\ \mu F$  و  $C_f=470\ \mu F$  - پ) ولتاژ ورودی و خروجی ب - پ) شکل موج جریان ورودی - ث) هارمونیک های جریان خط

- ۲۰.....
- شکل ۷-۲: الف) یکسوکننده با خازن تغذیه یکسوکننده با  $C_a = 16\mu f, C_f = 4700\mu f$  (ب) ولتاژ ورودی و خروجی
- ۲۱..... (پ) شکل موج جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان خط
- شکل ۸-۲: الف) یکسوکننده با دیود و سلف اضافی ولتاژ ورودی با  $C_a = 40\mu f, C_f = 470\mu f$  و  $L_a = 10Mh$  (ب)
- ۲۲..... شکل موج ولتاژ ورودی و خروجی - ت) (جریان ورودی - ث) هارمونیک های جریان خط
- شکل ۹-۲: الف) یکسوکننده تمام موج با دره پر با  $C_1 = C_2 = 470\mu f$  (ب) ولتاژ ورودی و خروجی - پ) شکل
- ۲۳..... موج جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان
- شکل ۱۰-۲: الف) یکسوکننده تمام موج با دوپلر ولتاژ و مقاومت  $R_{11}$  با  $C_1 = C_2 = 470\mu f$  (ب) ولتاژ ورودی -
- ۲۴..... (پ) شکل موج جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان خط
- شکل ۱۱-۳: الف) یکسوکننده تمام موج تریستوری با سلف طرف DC با مقادیر  $L_a = 200Mh, C_f = 470\mu f$ .
- ۲۹.....  $f = 50Hz, RL = 500$  - ب) ولتاژ ورودی و خروجی، همراه جریان ورودی به همراه پالس تریگر ورودی.....
- شکل ۲-۳: الف) ولتاژ ورودی و خروجی با  $L_a = 200Mh, C_f = 470\mu f, RL = 500$  (ب) جریان ورودی به همراه پالس تریگر همراه با خازن  $C_a$  - ت) هارمونیک های جریان خط بدون  $C_a$  - ت) هارمونیک های جریان
- خط با خازن  $C_a$ ..... ۳۰.....
- شکل ۳-۳: الف) مبدل باک با سوئیچینگ فرکانس پایین - ب) ولتاژ ورودی و خروجی با  $C_f = 470\mu f$ .
- ۳۱.....  $L_d = 200Mh$  و  $RL = 500$  - پ) جریان ورودی به همراه پالس تریگر - ت) هارمونیک های جریان خط.....
- شکل ۴-۳: الف) مبدل بوست با سوئیچینگ فرکانس پایین - ب) ولتاژ ورودی و خروجی با  $C_f = 470\mu f$ .
- ۳۲.....  $L_d = 200Mh$  و  $RL = 500$  - پ) جریان ورودی به همراه پالس تریگر - ت) هارمونیک های جریان خط.....
- شکل ۵-۳: الف) مبدل باک - بوست با سوئیچینگ فرکانس پایین - ب) ولتاژ ورودی و خروجی - با  $C_f = 470\mu f$ .
- ۳۳.....  $L_d = 200Mh$  و  $RL = 500$  - پ) جریان ورودی به همراه پالس تریگر - ت) هارمونیک های جریان خط.....

- شکل ۳-۶: سلول سوئیچ مرتبه یک ..... ۳۴
- شکل ۳-۷: الف) مبدل باک با سوئیچینگ فرکانس بالا با  $F=10\text{kHz}$ ,  $R=500$ ,  $C_f=470\text{uf}$  و  $D=90\%$
- ۳۵ .....  $L=200\text{Mh}$  (ب) ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی (پ) جریان ورودی - (ت) هارمونیک جریان ورودی
- شکل ۳-۸: الف) مبدل بوست با سوئیچینگ فرکانس بالا با  $F_s=10\text{kHz}$ ,  $R=500$ ,  $C_f=470\text{uf}$  و  $D=50\%$
- ۳۶ .....  $L=20\text{mH}$  (ب) ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی - (پ) جریان ورودی - (ت) هارمونیک های جریان خط
- شکل ۳-۹: الف) مبدل باک - بوست با سوئیچینگ فرکانس بالا با  $F_s=10\text{kHz}$ ,  $R=500$ ,  $C_f=470\text{uf}$  و  $D=50\%$
- ۳۷ .....  $L=20\text{mH}$  (ب) ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی - (پ) هارمونیکهای جریان خط
- شکل ۴-۱: سوئیچینگ مرتبه دو در مبدل باک، شکل موج جریان سلف و جریان ورودی زمانی که در حالت
- ۴۳ ..... گسسته عمل می کند
- شکل ۴-۲: سوئیچینگ مرتبه دو در مبدل باک - بوست، شکل موج جریان سلف و جریان ورودی زمانی که در
- ۴۳ ..... حالت گسسته عمل می کند
- شکل ۴-۳: سوئیچینگ مرتبه دو در مبدل بوست، شکل موج جریان سلف و جریان ورودی زمانی که در حالت
- ۴۴ ..... گسسته عمل می کند
- شکل ۴-۴: سوئیچینگ مرتبه دو در مبدل بوست، شکل موج جریان سلف و جریان ورودی زمانی که در حالت
- ۴۶ ..... گسسته عمل می کند
- شکل ۴-۵: منحنی مشخصه ولتاژ و جریان مبدل باک ..... ۴۷
- شکل ۴-۶: الف) شماتیک مبدل شکل ۴-۷: منحنی مشخصه ولتاژ و جریان مبدل بوست در حالت گسسته .... ۴۸
- شکل ۴-۸: الف) شماتیک مبدل باک - بوست، (ب) پالس تریگر و جریان ورودی در حالت گسسته ..... ۵۰
- شکل ۴-۹: منحنی مشخصه ولتاژ و جریان مبدل باک - بوست در حالت گسسته ..... ۵۰
- شکل ۵-۱: بلوک دیاگرام PFC فعال در حالت پیوسته ..... ۵۴

- شکل ۵-۲: شماتیک PFC فعال با کنترل حلقه جریان پیک (ب) جریان سلف با کنترل جریان پیک ..... ۵۷
- شکل ۵-۳: شماتیک PFC فعال با کنترل حلقه جریان هیستریزیس، (ب) جریان سلف با کنترل هیستریزیس .... ۶۰
- شکل ۵-۴: شماتیک PFC فعال با کنترل حلقه جریان مرزی، (ب) جریان سلف با کنترل مرزی ..... ۶۲
- شکل ۵-۵: شماتیک PFC فعال با کنترل حلقه جریان متوسط، (ب) جریان سلف با کنترل جریان متوسط ..... ۶۴
- شکل ۶-۱: بلوک دیاگرام PFC با کنترل حالت لغزشی ..... ۷۲
- شکل ۶-۲: مدار الکتریکی PFC با کنترل حالت لغزشی ..... ۷۴
- شکل ۷-۱: الف) شماتیک مدار یکسو کننده دیودی - خازنی (ب) جریان و ولتاژ ورودی (پ) نمودار هارمونیک های جریان ورودی ..... ۸۱
- شکل ۷-۲: الف) شماتیک مداری PFC اکتیو فرکانس بالا با کنترل PI - (ب) ولتاژ و جریان ورودی - (پ) نمودار هارمونیک های جریان ورودی - (ت) ولتاژ خروجی ..... ۸۴
- شکل ۷-۳: الف) جریان و ولتاژ ورودی - (ب) نمودار هارمونیک های جریان ورودی (پ) - ولتاژ خروجی (ت) - سطح لغزش کنترل کننده حالت لغزشی ..... ۸۷
- شکل ۹-۱: جریان سلف در کانورتر dc-dc در حالت پیوسته ..... ۹۳

## فهرست جداول

- جدول ۱-۱: محدودیت برای کلاس B و C ..... ۱۲
- جدول ۲-۱: محدودیت برای کلاس A و D ..... ۱۲
- جدول ۱-۳: ویژگی مبدل های پایه ای ..... ۳۸
- جدول ۱-۴: مشخصه PFC داتی در در حالت پیوسته کانورتر سوئیچینگ مرتبه دو ..... ۴۵
- جدول ۱-۵: تراشه های مربوط به PFC اکتیو فرکانس بالا ..... ۶۶
- جدول ۱-۹: محاسبات حالت مرزی پیوسته- گسسته برای مبدل های باک، بوست و باک - بوست .. ۹۵
- جدول ۲-۹: پارامترهای مقادیر شبیه سازی برای یکسوکننده دیودی - خازنی ..... ۹۵
- جدول ۳-۹: پارامترهای مقادیر شبیه سازی برای یکسوکننده تمام موج با کنترل کننده حالت لغزشی ..
- جدول ۴-۹: پارامترهای مقادیر شبیه سازی برای یکسوکننده تکفاز تمام موج با کنترل کننده PI .... ۹۶





# فصل اول

مقدمه ای بر پیشینه  
تحقیق و طرح مساله

کلیه لوازم الکترونیکی نیاز به تغذیه دارند، معمولاً این تغذیه درون همین لوازم الکترونیکی تعبیه می‌شود. اساساً دو روش برای فراهم نمودن تغذیه لوازم الکترونیکی وجود دارند که عبارتند از: منابع تغذیه خطی و منابع تغذیه سوئیچینگ<sup>۱</sup>. از مزایای منابع تغذیه خطی می‌توان به ارزان بودن و سادگی آن اشاره داشت اما معایبی نظیر: راندمان پایین، ولتاژ خروجی کم، غیر قابل تنظیم بودن ولتاژ خروجی و بزرگ بودن عناصر مداری باعث بوجود آمدن منابع تغذیه سوئیچینگ شده است، تا بتواند مشکلات ذکر شده را حل کند. از منابع تغذیه سوئیچینگ استفاده وسیعی برای کاربردهای صنعتی و تجاری از قبیل: لپ‌تاپ، موتورهای DC، تجهیزات ارتباطی می‌شود که امروزه شاهد حضور این منابع در رابطه با انرژی‌های پاک نظیر: سلول‌های خورشیدی [1]، انرژی بادی [2] و فتوولتائیک [3] هستیم. اما عواملی مانند: گران بودن، تداخل‌های مغناطیسی<sup>۲</sup> و کاهش ضریب توان از عیوب این منابع به شمار می‌روند. در واقع کاهش ضریب توان باعث بوجود آمدن هارمونیک‌های ناخواسته<sup>۳</sup> می‌شود، این هارمونیک‌ها اثرات مخربی بر شبکه نظیر: هزینه بالا، پایین آوردن کیفیت توان و عدم صرفه جویی در توان را به دنبال دارد. لذا با تکنیکی به نام بهبود ضریب توان (Power Factor Correction) می‌توان این هارمونیک‌های ناخواسته را کاهش داد و به دنبال آن ضریب توان را ارتقا داد. به‌طور معمول دو دسته روش برای انجام PFC وجود دارد که عبارتند از: روش غیرفعال و روش فعال. در روش غیرفعال معمولاً سلف و یا ترکیب سری - موازی سلف و خازن به عنوان یک مبدل بین منبع ولتاژ ورودی و دیودها استفاده می‌گردد که این مبدل در یک فرکانس رزونانس از ورود هارمونیک‌های ناخواسته به داخل مدار جلوگیری به عمل می‌آورد [4]، [5]. هر چند این روش ساده می‌باشد اما عیوبی مانند: بزرگ شدن قطعات، گران بودن و توانایی ضعیف در جبران کاهش ضریب توان، موجب پیدایش روش دیگری به نام بهبود ضریب توان با مبدل فعال

---

<sup>1</sup>Switched Mode Power supplies

<sup>2</sup>Electro Magnitude Interference

<sup>3</sup>Total Harmonic Distortions

شده است. روش فعال، یک سیستم الکترونیک قدرت است که تلاش می‌کند جریان کشیده شده از ورودی را، هم فاز و هم شکل ورودی کند [7],[6],[4]. که این سیستم الکترونیک قدرت می‌تواند یکی از مبدل های  $DC/DC^1$  بوست<sup>۲</sup>، باک<sup>۳</sup>، باک-بوست<sup>۴</sup> و ... باشد [9],[8]. با توجه به اینکه مبدل‌ها توانایی کارکرد در دو حالت پیوسته<sup>۵</sup> و گسسته<sup>۶</sup> را دارند، لذا ما قصد داریم از حالت پیوسته مبدل بوست به دلیل ریپل جریان کمتر بهره بگیریم که اصولاً PFC با مبدل بوست در حالت پیوسته را همواره در کاربردهای بالا و متوسط استفاده می‌نمایند [10]. اصولاً دو دسته روش برای PFC فعال فرکانس بالا استفاده می‌شود که عبارتند از: روش های سنتی و روش های غیرخطی. از روش های سنتی می‌توان به کنترل جریان متوسط با PI و کنترل جریان پیک و ... اشاره کرد که این مهم در مراجع [13],[12],[11] نشان داده شده است. یکی از عیوب مهم این روش ها مقاوم نبودن در حضور عدم قطعیت ها و فقدان اثبات پایداری آن ها می‌باشد. کنترل کننده حالت لغزشی که یک کنترل کننده غیر خطی می‌باشد برای سیستم های دارای ساختار متغیر معرفی می‌شوند [1],[14]. از خصوصیات این کنترل کننده می‌توان به تضمین نمودن پایداری و مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت های پارامتری، خط و بار اشاره نمود [11]. از کنترل کننده حالت لغزشی برای کاربردهای عملی و مهندسی از قبیل: بازوی مکانیکی روبات [16]، وسایل نقلیه زیر آبی [17]، سیستم موتورهای الکتریکی قدرت [18] و خودروهای الکتریکی استفاده نمود. از آنجاییکه منابع تغذیه سوئیچینگ دارای ساختار متغیر می‌باشند [19]، می‌توان کنترل حالت لغزشی را بر روی این مدارات اعمال نمود [20]. از کارهای انجام شده می‌توان به مرجع [21] اشاره نمود، آقای چانگ در این مقاله یک الگوریتم برای کنترل مبدل  $DC/DC$  بوست ارائه داده است. همچنین آقای کسال یک الگوریتم ریاضی قوی برای PFC با مبدل فعال در مرجع [22] ارائه داده است.

---

<sup>1</sup> Direct Current-Direct Current

<sup>2</sup> Boost

<sup>3</sup> Buck

<sup>4</sup> Buck-Boost

<sup>5</sup> Continuous Condition Mode

<sup>6</sup> Discontinuous Condition Mode

## ۲-۱ طرح مساله

با توجه به مباحث مطرح شده نیاز به یک منبع تغذیه ای داریم که ولتاژ خروجی آن قابل تنظیم باشد و همچنین دارای اصلاح ضریب توان ورودی همراه با کاهش THD باشد. لذا در این پژوهش قصد داریم با کنترل حالت لغزشی کنترل کننده ای طراحی کنیم که بتواند در یکسوکننده تکفاز تمام موج اهداف زیر را دنبال نماید:

۱- قرار دادن ولتاژ خروجی بر روی مقداری بیش از ولتاژ ورودی

۲- بهبود ضریب توان ورودی

۳- THD جریان در حد قابل قبولی باشد.

برای رسیدن به مقاصد مورد نظر باید از مبدل های DC-DC که دارای قابلیت تنظیم ولتاژ خروجی و تصحیح ضریب توان می باشند، استفاده نمود. از بین این مبدل ها می توان به مبدل های باک، بوست و باک - بوست اشاره نمود. با توجه به هدف یک، و عملکرد کنترل کننده در حالت پیوسته ی مبدل، مبدل بوست یک کاندید خوب برای این امر می باشد

## ۳-۱ دورنمای پایان نامه

بعد از مرور مختصری بر کارهای انجام شده و تعیین اهداف پروژه در ادامه این فصل به تعریف ضریب توان، مزایای بهبود ضریب توان و معرفی استانداردهای هارمونیک می پردازیم. در فصل دوم به صورت کامل بهبود ضریب توان غیرفعال بررسی میگردد. در فصل سوم به تعریف تصحیح ضریب توان فعال پرداخته، که در این قسمت PFC فعال فرکانس پایین برای مبدل های پایه ای تشریح می گردد و در فصول چهارم و پنجم به ترتیب PFC فعال فرکانس بالا در حالت گسسته و پیوسته بررسی می گردد. در فصل ششم کنترل کننده حالت لغزشی طراحی می گردد که در فصل هفتم، به تحلیل نتایج شبیه سازی با نرم افزار MATLAB، برای اعتبار سنجی به این پایان نامه می پردازیم و نهایتاً در فصل هشتم نتیجه گیری و پیشنهادات ارائه می گردد.

## ۴-۱ ضریب توان

ضریب توان میزان انرژی ای که از منبع ورودی به بار انتقال داده می‌شود را نشان می‌دهد. ضریب توان طبق رابطه زیر تعریف می‌گردد:

$$\text{Power Factor} = \frac{\text{Average Power}}{(\text{rms Voltage})(\text{rms Current})} \quad (۱-۳)$$

ضریب توان همواره مقداری بین صفر و یک دارد. در حالت ایده آل ضریب توان یک، برای بارهای مفاومتی رخ می‌دهد. در این حالت شکل موج جریان و ولتاژ دارای شکل یکسانی هستند و طیف فرکانسی مشابه دارند و هردو هم فاز هستند.

در بارهای خطی، ضریب توان فقط ناشی از اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان خواهد بود. اما در بارهای غیر خطی، ضریب توان به صورت حاصل ضرب دو پارامتر، تعریف می‌گردد. یکی از اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان است و دیگری ناشی از هارمونیک های جریان می‌باشد.

با توجه به سینوسی بودن ولتاژ ورودی برای متوسط توان خواهیم داشت:

$$P_{av} = \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta - \varphi) \quad (۲-۳)$$

که در رابطه بالا  $\theta$  فاز ولتاژ،  $\varphi$  فاز جریان خطی،  $V_1$  پیک ولتاژ ورودی،  $I_1$  پیک جریان هارمونیک های اصلی را نشان می‌دهد

به علت غیر خطی بودن بار، جریان هارمونیک می باشد که مقدار موثر آن از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}} \quad (3-3)$$

در این رابطه  $I_0$  مقدار DC جریان و  $I_n$  ها، هارمونیک های جریان ورودی می-باشند.

اگر رابطه (2-2) و (3-2) را در (1-2) قرار دهیم، خواهیم داشت:

$$Power\ Factor = \left( \frac{\frac{1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} \right) (\cos(\theta - \varphi)) \quad (4-3)$$

$$PF = K_p \cos(\theta - \varphi) \quad (5-3)$$

همانطور که در رابطه بالامی-بنید، ضریب توان از دو بخش ضریب اعوجاج<sup>1</sup> ( $K_p$ ) و ضریب جابجایی<sup>2</sup> (DF) تشکیل شده است.

پامتر دیگری به اسم<sup>3</sup> THD تعریف می شود که نسبت موثر جریان هارمونیک بدون جریان DC، به جریان هارمونیک اصلی می-باشد و مقدار آن تعیین کننده میزان هارمونیک است که در جریان وجود دارد و به صورت زیر محاسبه می-باشد:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}} \quad (6-3)$$

<sup>1</sup>Distortion Factor

<sup>2</sup>Displacement Factor

<sup>3</sup>Total Harmonic Distortion

اگر فرض کنیم که بتوان با استفاده از مدارهای اصلاح ضریب توان جریان و ولتاژ را هم فاز کرد. در واقع ضریب جابجایی را یک کرده ایم و در محاسبه ضریب توان فقط پارامتر ضریب اعوجاج مهم می شود. با این توضیح می توان رابطه زیر را بین ضریب توان و  $THD$  بیان کرد:

$$PF = \sqrt{\frac{1}{1+THD^2}} \quad (7-3)$$

بنابراین هدف از قرار دادن مدار اصلاح ضریب توان، کاهش جریان های هارمونیک در خط و در نتیجه، کاهش  $THD$  است. البته با این روش مدار می توان زاویه بین فاز جریان و ولتاژ  $(\theta - \varphi)$  را کم و به صفر رساند. در واقع بخش اصلاح کننده ضریب توان هم هارمونیک های جریان را کاهش می دهد و هم جریان و ولتاژ را هم فاز می کند [23], [24].

## ۵-۱ بارهای غیرخطی و اثر آن ها بر شبکه توزیع برق

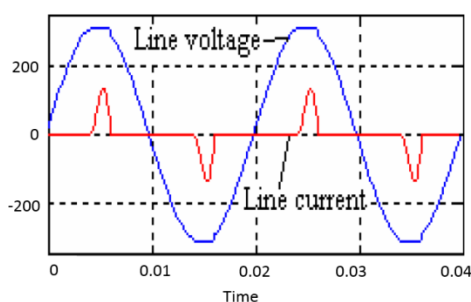
تجهیزاتی که به شبکه توزیع متصل می شوند نیاز به اصلاحات توان دارند. به طور نمونه یکسوسازها به علت رفتار غیرخطی داخلی شان جریان خط غیر سینوسی تولید می کنند. یکسوکنده های دیودی، ولتاژ ورودی  $AC^1$  را به ولتاژ خروجی  $DC$  با یک رفتار کنترل شده تبدیل می کنند. یکسوکنده های دیودی تک فاز در کاربردهای تجهیزات توان پایین کاربرد فراوانی دارند، به طور مثال تجهیزات الکترونیکی مانند تلویزیون های خانگی، تجهیزات اداری، شارژکننده های باتری، بالاست های الکترونیکی و مصرف خانگی و برای توان های بالاتر یکسوکنده های دیودی سه فاز در درایورهای با سرعت متغیر و تجهیزات صنعتی کاربرد فراوانی دارند [25]. در یکسوکنده های تک فاز و یکسوکنده های سه فاز خازن های بزرگ فیلترکننده در خروجی یکسو کننده های دیودی برای به دست آوردن ولتاژ خروجی  $DC$  با رپل<sup>۲</sup> پایین به کار می روند، بنابراین جریان خط غیر سینوسی خواهد بود [25]

<sup>۱</sup>Alternative Current  
<sup>۲</sup>Ripple

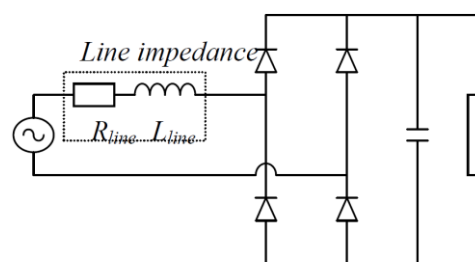


یکسوکننده‌های کنترل فاز برای انتقال انرژی بین ورودی AC و خروجی قابل تنظیم DC به کار می‌روند. برای مثال در درایور موتورهای DC و AC با قابلیت احیاکننده یا برای کنترل شدت نور در لامپ‌های ال‌تهدایی با کنترل دما با هیترهای مقاومتی کاربرد فراوانی دارند. در تمام این حالت‌ها جریان خط غیر سینوسی است. لامپ‌های تخلیه گازی با بالاست های الکترونیکی نیز جزء بارهای غیرخطی‌اند؛ بنابراین جریان خط آن‌ها نیز غیر سینوسی‌اند.

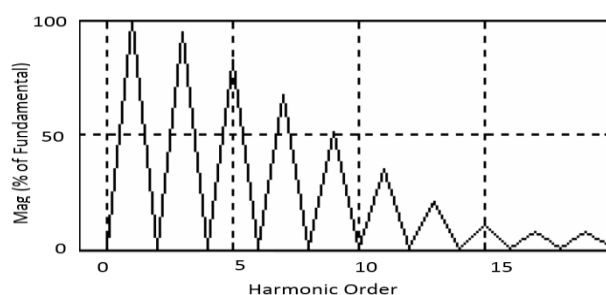
در اکثر این حالات، اندازه هارمونیک‌های فرد جریان خط در مقایسه با هارمونیک اصلی قابل توجه‌اند. به‌عنوان مثال، یکسوکننده دیودی تک فاز با شکل موج ولتاژ و جریان ورودی در شکل (1-1) نمایش داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود هارمونیک‌های پنجم، هفتم و نهم مقادیر قابل توجهی دارند.



ب



الف



پ

شکل ۱-۳: الف) شماتیک یک‌سوساز پل دیودی تک فاز- ب) شکل موج‌های جریان و ولتاژ پ) هارمونیک‌های فرد جریان خط نسبت به هارمونیک اصلی

هرچند اثر بارهای غیرخطی با توان پایین در شبکه قابل توجه نیستند اما اثر تجمعی چندین بار غیرخطی مهم خواهند بود. هارمونیک‌های جریان خط دارای آثار زیان‌باری هم در شبکه توزیع و هم در

مصرف‌کننده‌ها هستند. این آثار زیان بار شامل موارد زیر می باشند:

۱- تلفات و گرمایش شدید در ترانسفورماتورها، خازن‌های موازی خط، کابل‌های انتقال و ماشین‌های AC که موجب استهلاک بیش از حد می‌شود.

۲- جریان بیش از حد در سیم نول خطوط سه فازه چهار سیمه که به وسیله هارمونیک‌های فرد سه‌گانه مانند سوم، نهم، پانزدهم و غیره ایجاد می‌شوند. این جریان موجب داغ شدن سیم نول و به هم خوردن تنظیم رله‌های محافظتی می‌شود.

۳- کاهش ضریب توان و از آن رو کاهش دسترسی به توان اکتیو در توان نامی مشخص

۴- رزونانس‌های الکتریکی در سیستم‌های انرژی موجب ولتاژهای پیک و جریان مؤثر بیش از حد شده و منجر به استهلاک زودرس و کاهش عمر مفید خازن‌ها و عایق‌ها می‌شوند.

## ۱-۶ اهمیت ضریب توان

با توجه به تقاضای روز افزون برای کیفیت توان و نیز محدودیت‌هایی که از طرف استانداردهای کنونی پیشنهاد شده است، شیوه‌های گوناگون بالا بردن ضریب توان و نیز برآورده کردن استانداردهای کنونی حائز اهمیت شده است. یکی از شیوه‌های تصحیح ضریب توان در منابع تغذیه مرسوم (دیودی -خازنی) است که در آن‌ها جریان ورودی، شکلی کاملاً غیرسینوسی داشته و مملو از هارمونیک‌های مختلف است که تاثیر منفی روی کیفیت توان دریافتی دارد. هارمونیکی بودن جریان ورودی به طرق زیر روی وسایل و ادوات الکترونیکی و الکترونیک قدرتی دارد.

- توان قابل دسترسی از خط کاهش می‌یابد. (از لحاظ عملی ضریب توان در منابع تغذیه دیودی - خازنی مقداری بین 0/5 تا 0/7 دارد که در مقابله با مقدار ماکزیمم آن که یک می‌باشد غیر قابل اغماض می‌باشد)

- خازن مبدل سمت DC در منابع تغذیه مرسوم به خاطر پالس‌های جریان مقدار پیک بالا به سختی دچار استرس می‌شود.

- تلفات در دیودهای یکسوکننده پل این منابع تغذیه به خاطر یک افت ولتاژ مستقیم وابسته به جریان روی دیودها بیشتر خواهد شد.

- قطعات مورد نیاز مبدل<sup>۱</sup> EMI در ورودی به پل یکسو کننده این منابع تغذیه، باید برای پالس های جریان با پیک بزرگتر طراحی شود.

- اگر از ترانس با فرکانس خط استفاده شود (در ورودی)، طراحی آن باید بیش از حد نرمال برآورده شود. با در نظر گرفتن این معایب چاره اندیشی های زیر برای بهبود شکل موج های جریان ورودی پیشنهاد می شود که هرکدام مزایا و معایبی دارد.

همانطور که گفته شد در راستای بالابردن کیفیت توان در مصرف کننده استانداردهای مختلفی پیشنهاد شده است که در بخش بعدی شرح داده می شود.

## ۷-۱ اثرات بهبود ضریب توان

- پایداری ولتاژ

- افزایش ذخیره چرخان

- کاهش مصرف توان راکتیو

- کاهش هزینه های برق مصرفی

- افزایش ظرفیت خطوط انتقال و توزیع

- استفاده مؤثر از ظرفیت ژنراتورها و ترانسفورماتورها

## ۸-۱ تنظیم استاندارد هارمونیک های جریان خط

در بخش قبل اشاره شد آثار سوء اعوجاج در جریان خط موجب شده تا محدودیت هایی برای هارمونیک های جریان خط تجهیزات الکتریکی متصل به شبکه توزیع وضع شوند. فعالیت های استاندارد سازی در این محدوده در طی چندین سال انجام شد. در سال ۱۹۸۲ کمیته بین المللی الکتروتکنیک<sup>۲</sup> IEC استاندارد خود

---

<sup>۱</sup>Electromagnetic interference

<sup>۲</sup>International Electrotechnical commission

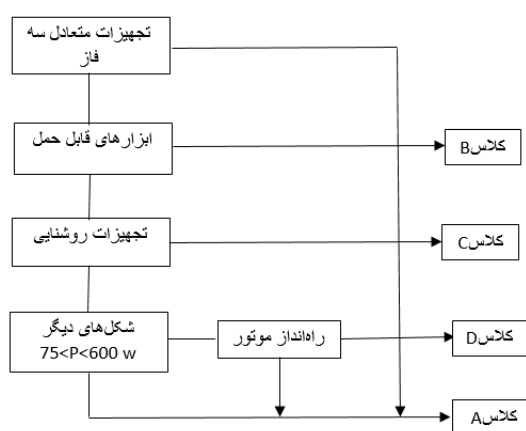
[IEC 82] IEC 555- را منتشر کرد. این استاندارد با استاندارد اروپایی، استاندارد سازی الکتروتکنیکان CENELEC که در سال ۱۹۸۷ صادر شد متناسب بود.

استاندارد [26] IEC 555-2 در سال 1995 با استاندارد 95 [IEC] IEC 1000-3-2 جایگزین شد که این استاندارد نیز با استاندارد اروپایی EN61000-3-2 کمیته CENELEC در توافق بود.

### ۱-۸-۱ استاندارد IEC 1000-3-2

- برای تجهیزات با جریان نامی حداکثر ۱۶ آمپر مؤثر در هر فاز که باید به خط اصلی تک فاز ۲۲۰ تا ۲۴۰ ولت مؤثر با فرکانس ۵۰ یا ۶۰ هرتز یا به خط اصلی سه فاز ۳۸۰ تا ۴۵۰ ولت مؤثر متصل باشد به کار می‌رود.

-در این استاندارد تجهیزات الکتریکی به چهار کلاس A, B, C, D طبقه‌بندی می‌شوند:



شکل ۳-۲: طبقه بندی تجهیزات تحت استاندارد IEC 1000-3-2 [27]

کلاس A: شامل تجهیزات سه فاز متقارن، تجهیزات خانگی به استثنای تجهیزاتی که به‌عنوان کلاس D شناخته شده‌اند شامل ابزارها، به‌استثنای ابزارهای پرتابل سبک، دیمر لامپ‌های التهابی و تجهیزات صوتی که محدودیت‌های این کلاس در جدول (۱-۲) آمده است.

کلاس B: شامل تجهیزات ابزارهای پرتابل و تجهیزات جوشکاری غیرحرفه‌ای.

کلاس C: شامل تجهیزات نورپردازی برای توان اکتیو ورودی بالای ۲۵ وات. محدودیت‌های هارمونیکی کلاس C در جدول (۱-۱) آورده شده‌اند.

کلاس D: که برای توان نامی اکتیو ورودی کمتر یا مساوی ۶۰۰ وات می‌باشند. وسایلی نظیر: کامپیوتر شخصی، مونیتر کامپیوتر شخصی و دریافت کننده تلویزیون جزء این دسته تجهیزات به شمار می‌آیند. محدودیت‌های هارمونیکی کلاس D در جدول (۲-۱) آورده

شده‌اند. جدول ۳-۲: محدودیت برای کلاس A و D [27]

	Harmonic order	Class-A		Class-D	
		$A_{rms}$	$A_{rms}$	$mA/W$	
odd harmonics	3	2.30	2.30	3.40	
	5	1.14	1.14	1.90	
	7	0.77	0.77	1.00	
	9	0.40	0.40	0.50	
	11	0.33	0.33	0.35	
	13	0.21	0.21	0.29	
	15 to 39	2.25/n	2.25/n	3.85/n	
Even harmonics	2	1.08			
	4	0.43			
	6	0.30			
	8 to 40	1.84/n			

جدول ۳-۱: محدودیت برای کلاس B و C [27]

	Harmonic order	Class-B	Class-C
		$A_{rms}$	%
odd harmonics	3	3.45	30*PF
	5	1.71	10
	7	1.15	7
	9	0.60	5
	11	0.49	3
	13	0.31	3
	15 to 39	3.375/n	3
	2	1.62	2
Even harmonics	4	0.64	
	6	0.45	
	8 to 40	2.76/n	

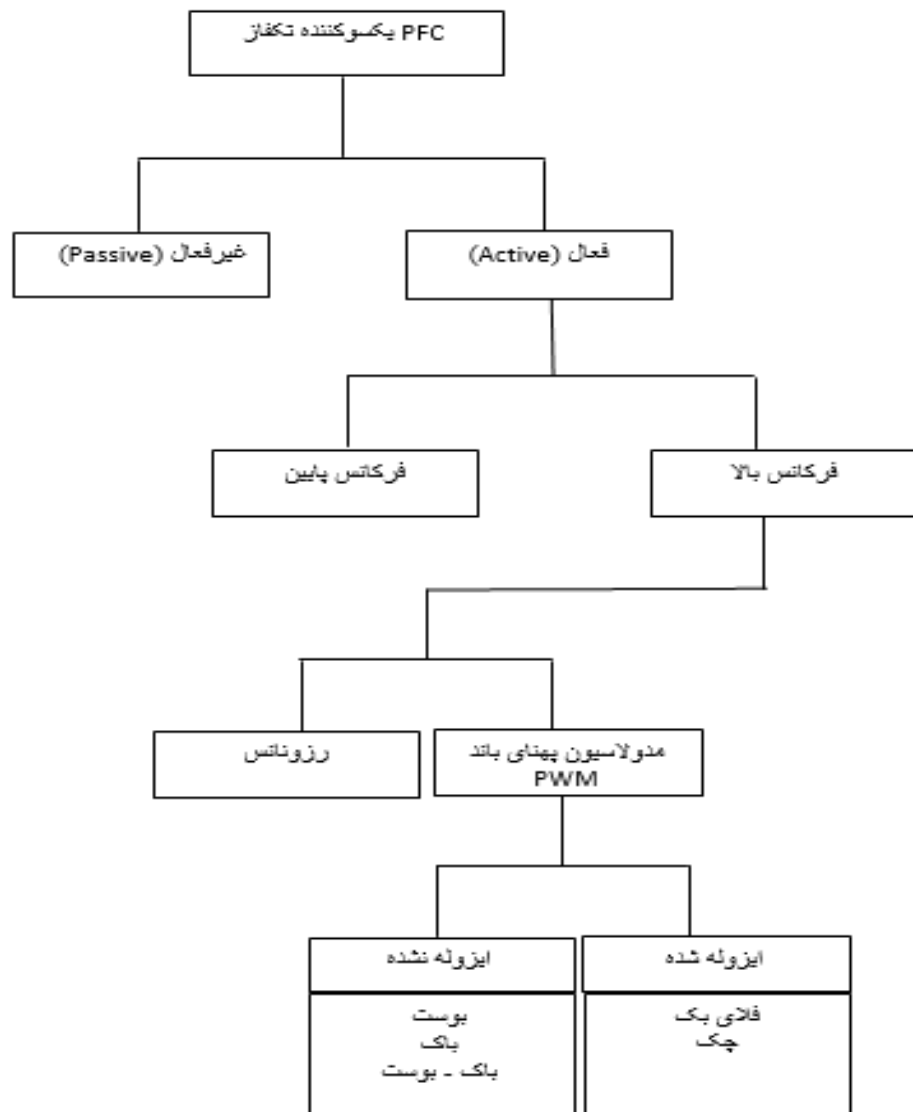
استانداردهای دیگری مانند IEEE 519-1992 وجود دارد که می‌توان در مرجع [28] این مهم را دنبال نمود.

فصل دوم

## بهبود ضریب توان غیر فعال

## ۲-۱ مقدمه

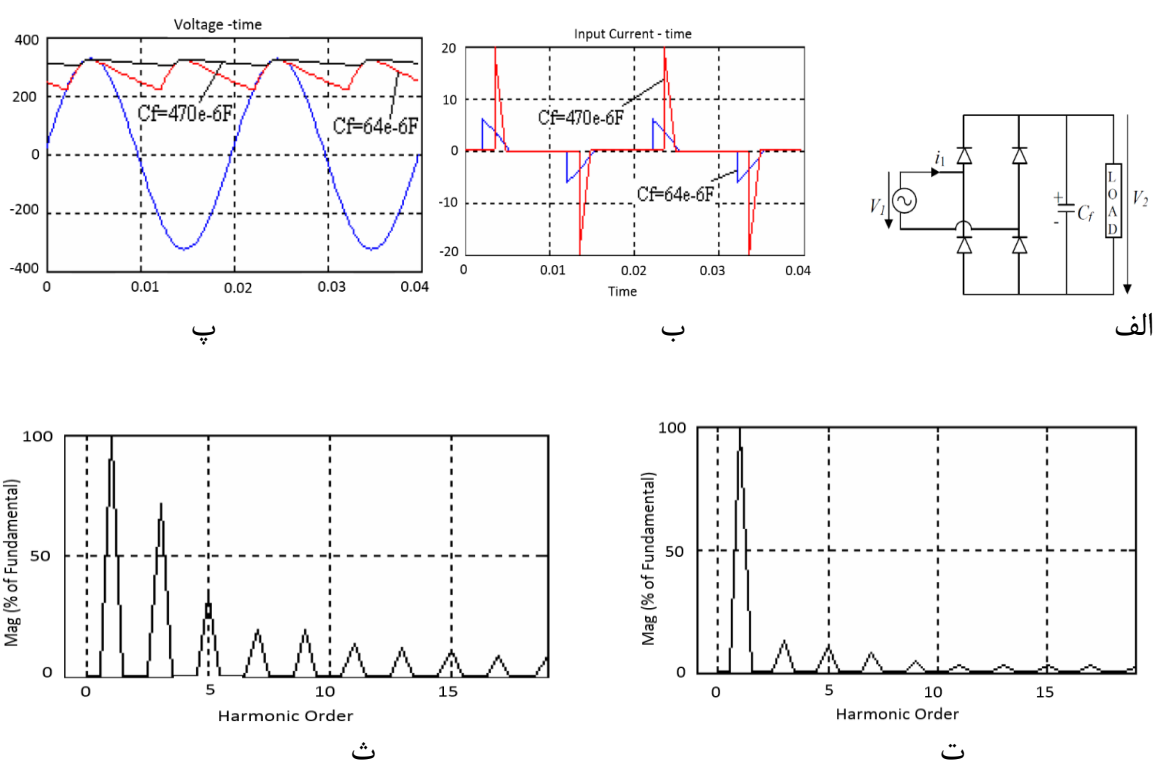
قبل از بررسی روش بهبود ضریب توان غیرفعال، بهتر است یک نگاه کلی به روش های موجود تصحیح ضریب توان در یکسوکننده تکفاز تمام موج در شکل (۱-۲) انداخته و سپس روش غیرفعال بررسی می شود.



۴-۱: روش های مختلف PFC برای یکسوکننده تکفاز تمام موج

شماتیک الکتریکی یکسوکننده تمام موج دیودی در شکل (۲-۲ الف) نشان داده شده است. همان طور که

می دانیم برای داشتن ولتاژ DC خروجی ( $V_2$ ) صاف با ریبیل کم از خازن بهره بگیریم، واضح است که استفاده از خازن ظرفیت بالا ولتاژ صافی برای ما تامین می کند، اما این عنصر باعث می شود که زمان هدایت دیود ها متناسب با ظرفیت خازنی کاهش پیدا کند و به دنبال آن شکل جریان ورودی به صورت پالس های باریک، مانند شکل (2-2 ب) شود. مشاهده می شود که شکل موج جریان ورودی از حالت سینوسی خود خارج شده و اختلاف فازی را با ولتاژ ورودی ایجاد می کند و به دنبال آن ضریب توان کاهش پیدا کرده است و همچنین باعث تشدید هارمونیک هایی در جریان ورودی مانند شکل (2-2 پ) می گردد.



شکل ۲-۴: الف) شماتیک یکسوکننده تمام موج دیودی - خازنی با  $V_i=230\text{v}$ ،  $F=50\text{Hz}$  - ب) شکل موج جریان ورودی - پ) ولتاژ ورودی به ازای دو مقدار متفاوت خازن - ت) هارمونیک های جریان خط به ازای  $C_f=64\ \mu\text{f}$  - ث) هارمونیک های جریان خط به ازای  $C_f=64\ \mu\text{F}$

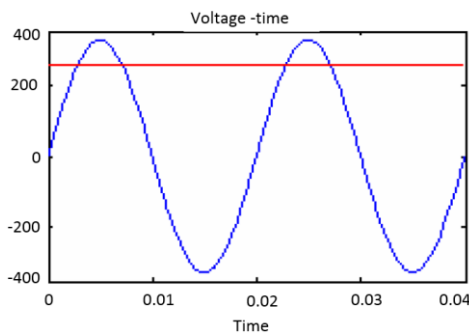
## ۲-۱-۱ بهبود ضریب توان غیر فعال

در روش بهبود ضریب توان غیرفعال از عناصر غیرفعال در یکسوکننده پل دیودی با هدف بهبود شکل جریان ورودی استفاده می گردد. اکثر اوقات برای سادگی کار از سلف استفاده می کنند و در مواردی هم از ترکیب موازی و یا سری سلف و خازن استفاده می گردد.

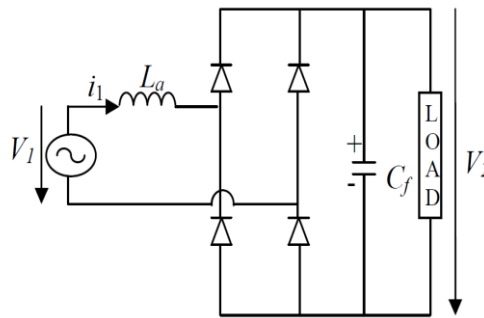


## ۲-۲ یکسو کننده با سلف طرف AC<sup>۱</sup>

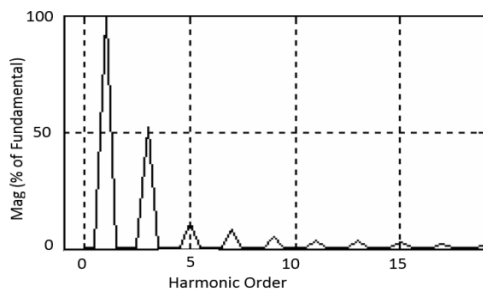
یکی از ساده ترین نوع PFC غیرفعال را می توان با اضافه کردن یک سلف سری بین منبع ورودی AC و پل دیودی مانند شکل (2-2 الف) تشکیل داد. در این روش زمانی که ولتاژ ورودی از صفر عبور می کند جریان هم صفر می باشد [6, PP.91-94]. حداکثر ضریب توانی که بدست می آید در حدود 0/78 می باشد. از نتایج شبیه سازی می توان دریافت که با افزایش سلف ( $L_a$ ) شکل موج جریان ورودی و THD بهتر شده و به دنبال آن ضریب اعوجاج و ضریب توان بهبود یافته است.



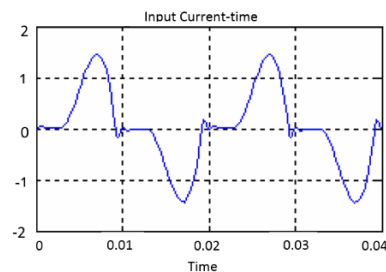
ب



الف



ت



پ

شکل ۲-۴: الف) شماتیک یکسو کننده با سلف طرف DC - ب) ولتاژ ورودی و خروجی با  $F=50\text{Hz}$ ,  $C=470\mu\text{f}$ ,  $L=130\mu\text{f}$  و  $R=500$  - پ) شکل موج جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان خط

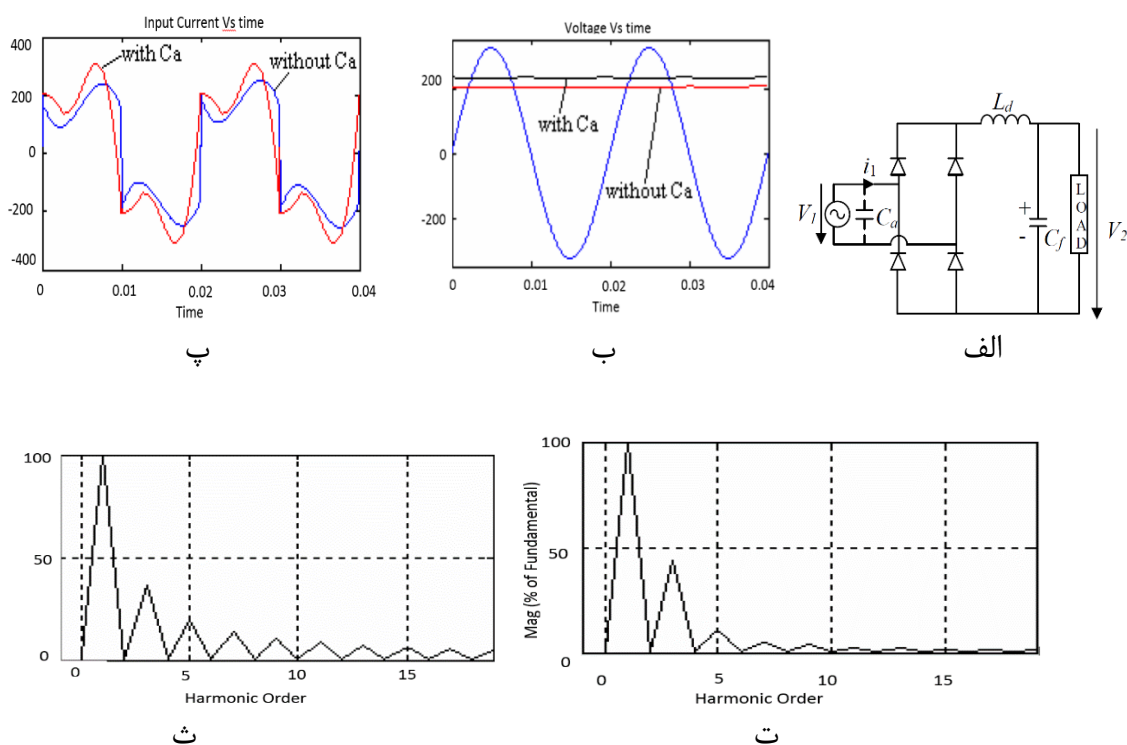
## ۲-۳ یکسو کننده با سلف طرف DC<sup>۲</sup>

سلف را می توان همچنین در طرف DC یکسو کننده، بین پل دیودی و خازن خروجی مانند شکل (2-۳)

<sup>۱</sup>Rectifire with AC side inductor

<sup>۲</sup>Rectifire with DC side inductor

الف) قرار داد [29]. با در نظر گرفتن یک مقدار بزرگ برای سلف جریان سلف پیوسته خواهد بود. اما از لحاظ تئوری مقدار سلف باید بی نهایت باشد. در این روش شکل موج جریان ورودی به خود شکل مربعی می گیرد و ضریب توان در حدود ۷۸٪ می باشد، اما در این روش می توان از یک خازن (Ca) بین پل دیودی و منبع تغذیه برای افزایش ضریب توان در حدود ۹/۰ بهره گرفت، در واقع (Ca) فاکتور جابجایی  $\cos\phi$  را جبران سازی می نماید.



شکل ۴-۳: الف) یکسوکندنه با سلف طرف DC با  $R=500$  و  $L=275\mu H$ ,  $C=470\mu f$  (ب) ولتاژ ورودی - پ) شکل موج جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان خط با  $Ca=4/8 \mu f$  - ث) هارمونیک های جریان خط بدون خازن Ca

## ۲-۴ یکسوکندنه با مبدل رزونانسی میان گذر<sup>۱</sup>

در این روش یک مبدل میان گذر رزونانسی سری بین پل دیودی و منبع ولتاژ ورودی مانند شکل (۲-۴ الف) تعبیه می گردد. برای مثال فیلتر میان گذر از نوع رزونانسی سری شده که در فرکانس خط تنظیم شده است بین قسمت AC استفاده می شوند که شبیه سازی آن در شکل (۲-۴ ب) نشان داده شده است. [6, PP.488-489] برای شبکه های 50 Hz یا 60 مقادیر بزرگی از المان های راکتیو مورد نیاز است؛

<sup>1</sup> Rectifier with series-resonant band-pass filter

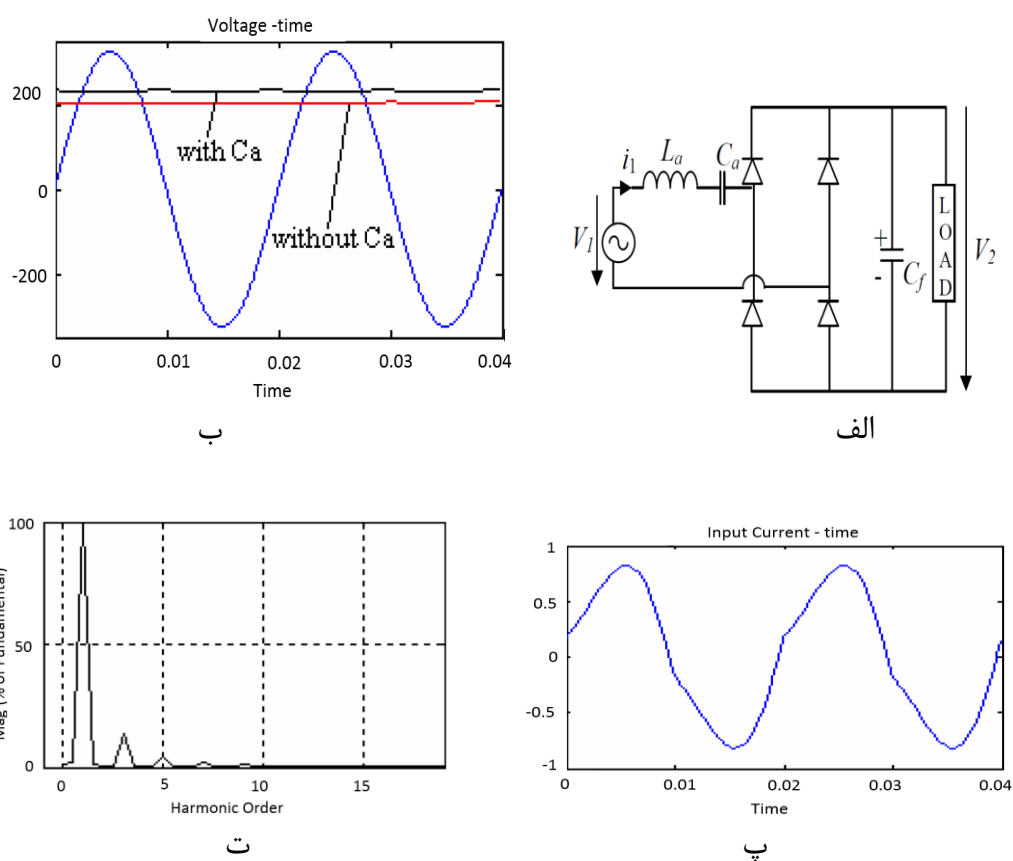
بنابراین این روش برای فرکانس‌های بالاتر مثل 400 Hz بخصوص شبکه‌های 20 KHz عملی‌تر خواهد بود.

این مبدل بر روی فرکانس خط با توجه به رابطه  $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_a C_a}}$  تنظیم می‌گردد و از ورود فرکانس‌های

ناخواسته به مدار جلوگیری می‌کند. در این روش می‌توان با در نظر گرفتن مقادیر بزرگ برای سلف و خازن

به ضریب توانی نزدیک یک دست پیدا کرد. از این روش بیشتر برای کاربردهای فرکانس بالا از 400 هرتز

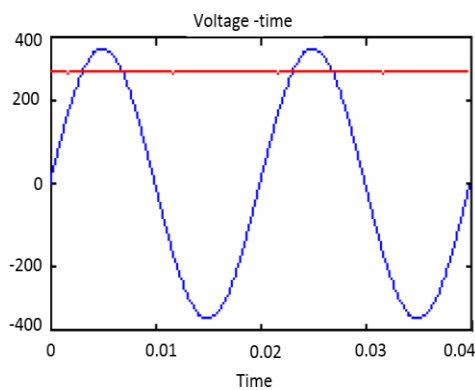
تا 20 کیلو هرتز استفاده می‌کنند.



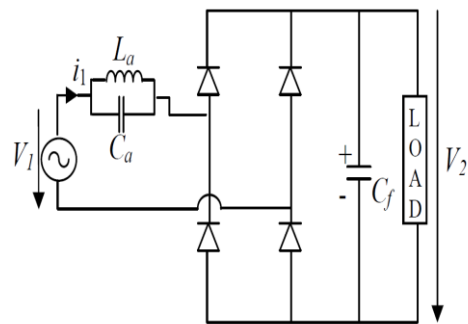
شکل ۴-۴ الف) شماتیک یکسوکننده تمام موج با مبدل میان گذ را مقدار المان های  $C_f=470\mu f$ ,  $C_a=6.75\mu f$ ,  $L_a=1.5\mu h$  (ب) ولتاژ ورودی ب، - پ) جریان ورودی - ت) هارمونیک‌های جریان خط

## ۲-۵ یکسوکننده با مبدل رزونانسی موازی میان گذر<sup>۱</sup>

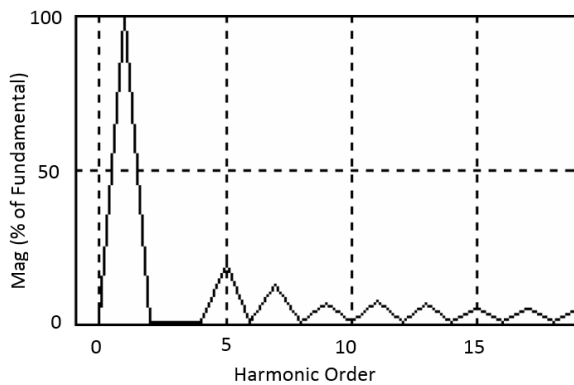
در این روش یک مبدل موازی رزونانسی میان گذر بین پل دیودی و منبع ورودی مانند شکل (۲-۵ الف) قرار می‌گیرد [6]. عملکرد این مبدل به این صورت است که بر روی یکی از هارمونیک‌ها تنظیم می‌گردد و از ورود این هارمونیک به مدار جلوگیری می‌کند. در این روش عناصر غیرفعال نسبت به روش قبلی کوچکتر می‌باشد.



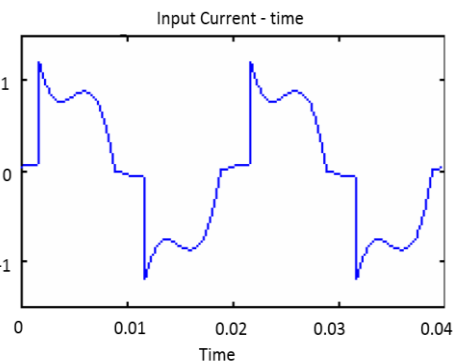
ب



الف



ث



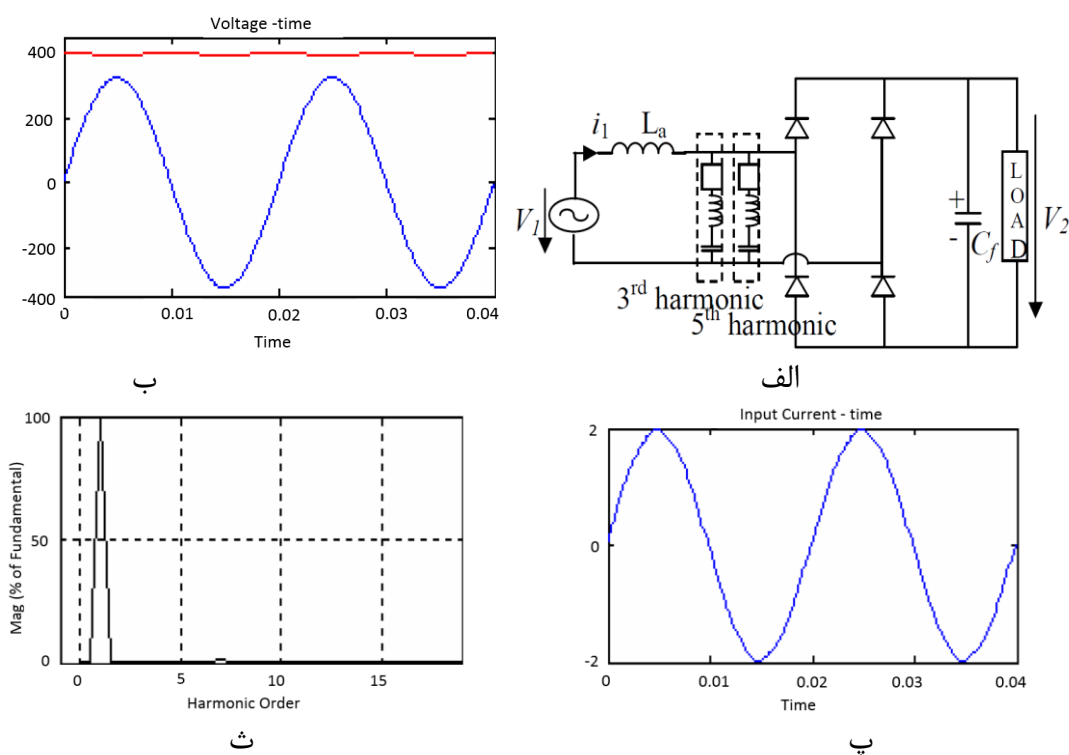
ت

شکل ۴-۵ الف) یکسو کننده با مبدل میان گذر با  $C=470\mu\text{f}$ ,  $C_p=470\mu\text{f}$ ,  $L_p=240\text{mH}$  و  $R=500$  (ب) ولتاژ ورودی - (پ) شکل موج جریان ورودی - (ث) هارمونیک‌های جریان خط

<sup>1</sup>Rectifier with parallel-resonant band-stop filter

## ۲-۶ یکسو کننده با مبدل تله هارمونیک<sup>۱</sup>

روش دیگری که ممکنه استفاده شود، تله مبدل هارمونیکی می باشد [30, pp. 575-582]. تله هارمونیکی تشکیل شده است از یک شبکه رزونانس سری که به صورت موازی با منبع AC ورودی قرار می گیرد و بر روی هارمونیک هایی که باید کاهش پیدا کند تنظیم می گردد. مبدل نشان داده شده در شکل (2-6 الف) تشکیل شده از دو شبکه رزونانسی سری که بر روی هارمونیک های اول و پنجم تنظیم شده است. همانطور که در شکل (2-6 ب) می بینید جریان خط خیلی بهبود یافته است. مبدل تله هارمونیکی را می توان همچنین با یک شبکه راکتیو از قبیل مبدل پایین نگذر استفاده نمود.



شکل ۶-۴ الف) یکسو کننده با تله هارمونیکی  $C_3=5.6\mu\text{f}, L_5=100\mu\text{H}, L_3=200\mu\text{H}, C_5=4.04\mu\text{f}$  و  $C_f=470\mu\text{f}$  - پ) ولتاژ ورودی و خروجی ب - پ) شکل موج جریان ورودی - ث) هارمونیک های جریان خط

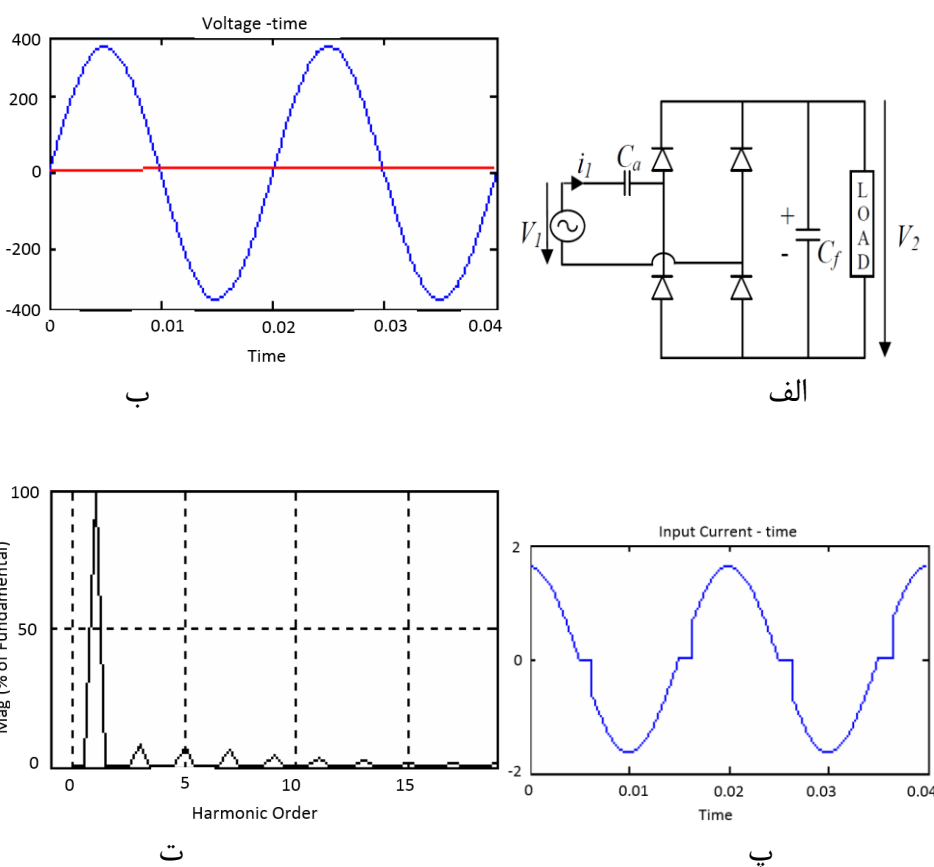
## ۲-۷ خازن تغذیه یکسو کننده<sup>۲</sup>

روش خازن تغذیه کننده در مرجع [31] بررسی شده است، شماتیک مداری این روش همراه با شکل موج

<sup>1</sup> Rectifier with harmonic trap filter

<sup>2</sup> Capacitor-fed rectifier

هایش در شکل (7-2) نمایش داده شده است. پیاده سازی این روش بسیار ساده می باشد که تضمین می کند با استاندارد IEC-1000-3-2 در توان ۲۵۰ وات در ولتاژ خط با مقدار ۲۳۰ ولت برآورده کند. نسبت تبدیل در این فانکشن به صورت  $\frac{X_a}{R}$  می باشد، که  $X_a = \frac{1}{\omega LC_a}$  می باشد. بنابراین ممکنه خروجی بدست آمده خیلی پایین تر از ولتاژ خط ورودی و شدیداً وابسته به بار باشد. علارغم اینکه هارمونیک های جریان کاهش پیدا می کند ولی ضریب توان به صورت زیادی افت می کند که دلیلش خازن سری استفاده شده می باشد. این خازن باعث عقب ماندگی ضریب جابجایی  $\cos\phi$  می شود.



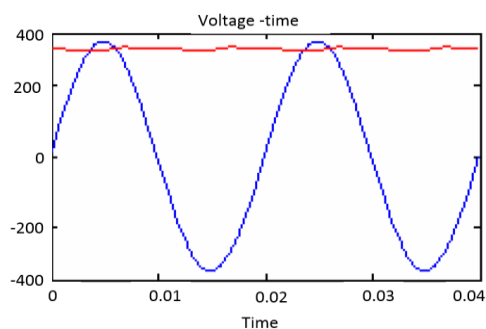
شکل ۴-۷: الف) یکسوکننده با خازن تغذیه یکسوکننده با  $C_a=16\mu f, C_f=4700\mu f$  - ب) ولتاژ ورودی و خروجی - پ) شکل موج جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان خط

## ۲-۸ یکسوکننده با یک سلف، خازن و دیود اضافی<sup>۱</sup>

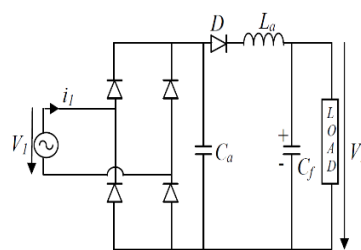
یکسوکننده با یک سلف، خازن و دیود اضافی (LCD-rectified) در مرجع [32] تحلیل شده است. مدار

<sup>۱</sup>Rectifier with an additional inductor, capacitor and diode (LCD)

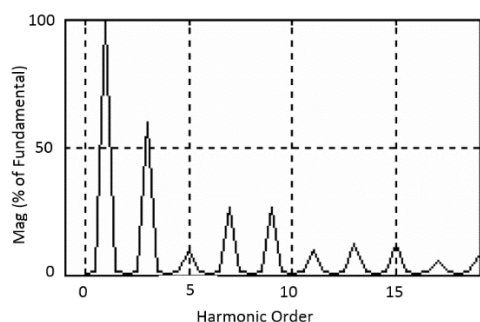
آن همراه با شکل موج های این روش در شکل (2-8 الف) نشان داده شده است. این مدار شکل موج جریان ورودی را تغییر می دهد که در واقع هارمونیک ها به صورت محدودی می توانند کاهش یابند. این پیکره را می توان برای توانی هایی تا حدود ۳۰۰ وات استفاده نمود، سلف اضافه شده مقدار پایینی را به خود تخصیص می دهد این ایده مرتبط است با استاندارد IEC-1000-3-2 که در کلاس D موجود می باشد.



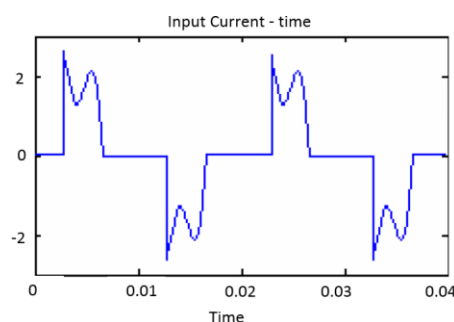
ب



الف



ت



ت

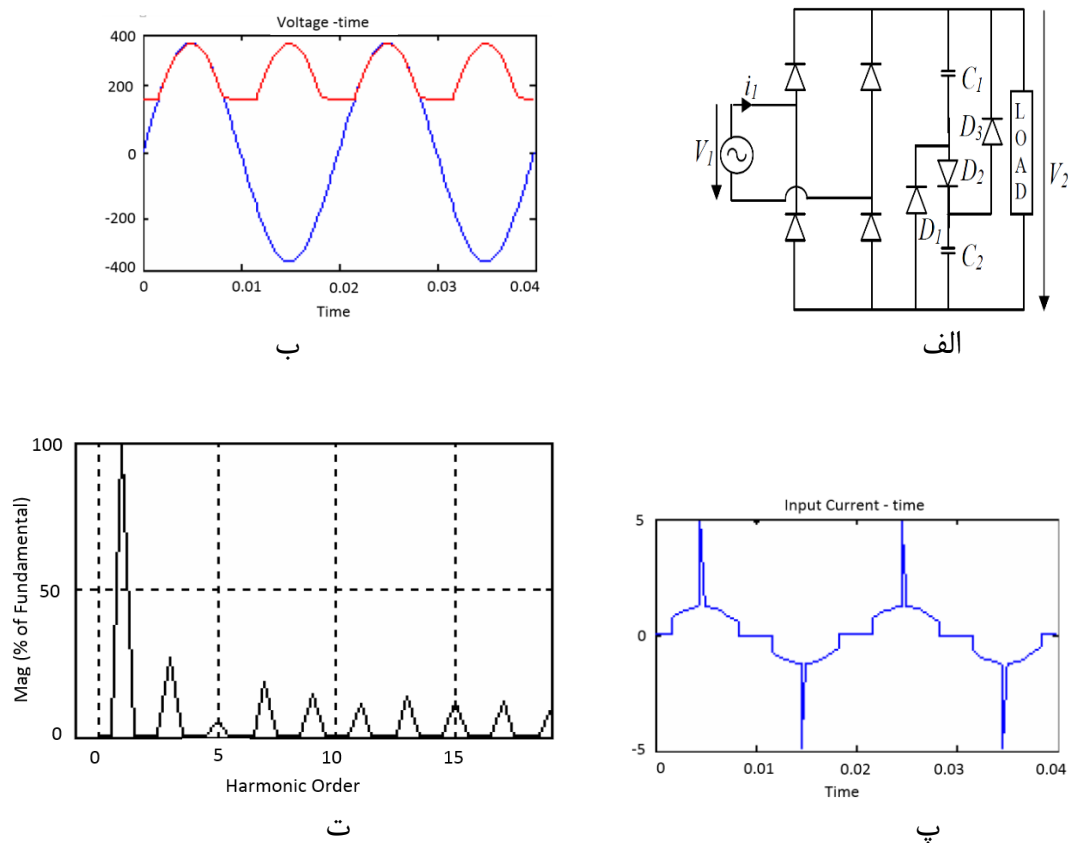
شکل 4-8الف) یکسوکننده با دیود و سلف اضافی ولتاژ ورودی با  $C_f=470\mu f$ ,  $C_a=40\mu f$  و  $L_a=10mH$  (ب - شکل موج ولتاژ ورودی و خروجی - ت) جریان ورودی - ث) هارمونیک های جریان خط

## ۲-۹ یکسو کننده دره پر<sup>۱</sup>

این یکسو کننده در مرجع [33] همراه با شکل موج هایش نشان داده شده است، بیشترین انحراف جریان ورودی به خاطر ناپیوستگی جریان می باشد، این ناپیوستگی زمانی ایجاد می گردد که جریان از منفی به مثبت و مثبت به منفی در هر سیکل عبور می کند. این ناپیوستگی مقدار قابل توجهی هارمونیک در شکل موج جریان ورودی معرفی می کند. اگر این اعوجاج تقاطعی بتواند کاهش یابد بنابراین با این مدار می توان

<sup>1</sup> Valley-fill rectifier

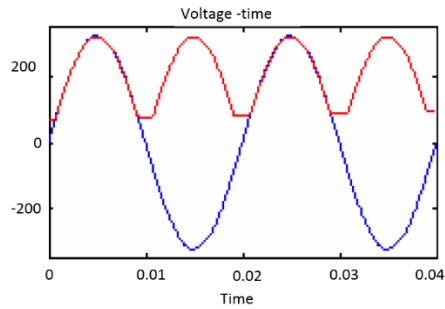
به مشخصات بهتری از IEC دست یافت. برای نگهداری جریان ورودی از یک دوبل کننده ولتاژ در مدار valley-fill در مرجع [34]. معرفی شده است. پاسخ جریان را می توان با قرار دادن مقاومت  $R_{11}$  بهبود بخشید، این مقاوت تغییرات سوزنی مانند را در نقطه عبور از صفر حذف می کند و کیفیت جریان ورودی را بالا می برد.



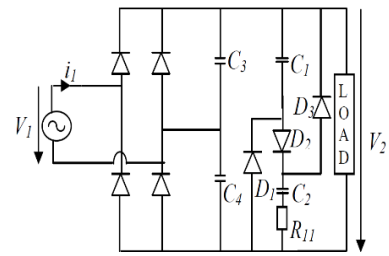
شکل ۴-۹: الف) یکسوکننده تمام موج ب دره پر با  $C_1=C_2=470\mu\text{f}$  - ب) ولتاژ ورودی و خروجی - پ) شکل موج جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان

یکسوکننده valley-fill با دوبل کننده ولتاژ و مقاومت  $R_{11}$  همراه باشکل موج های شبیه سازی شده در شکل (2-10) نشان داده شده است. این مدار مقدار هارمونیک های جریان خط را کاهش می دهد، اما ولتاژ خروجی دارای تغییرات ولتاژ می باشد که بار باید توان تحمل آن را داشته باشد.

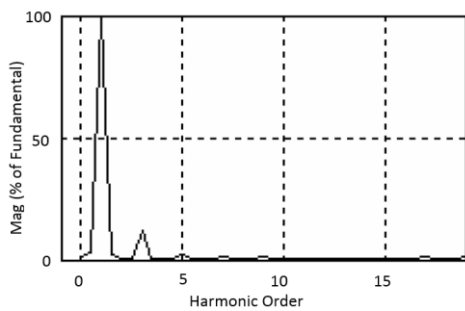




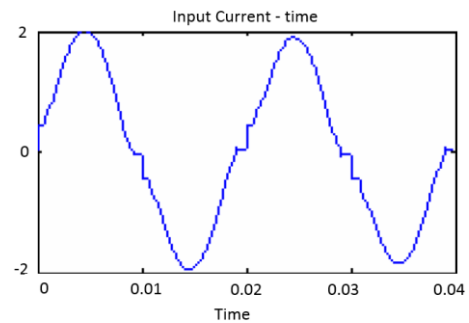
ب



الف



ت



پ

شکل ۴-۱۰: الف) یکسوکننده تمام موج با دو بلر ولتاژ و مقاومت  $R_{L1}$  با  $C_1=C_2=470\mu f$  - ب) ولتاژ ورودی - پ) شکل موج جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان خط

## ۲-۱۰ مزیت های $PFC$ غیر فعال

- ۱- قابل اعتماد
- ۲- عدم حساسیت به نویز
- ۳- عدم تولید تداخل های مغناطیسی (EMI) فرکانس بالا
- ۴- نداشتن تلفات سوئیچینگ فرکانس بالا

## ۲-۱۱ معایب

- ۱- استفاده از عناصر راکتیو حجیم و سنگین
- ۲- پاسخ دینامیکی ضعیف
- ۳- فقدان تنظیم ولتاژ و وابستگی شکل دهی جریان ورودی به بار

۴- کاهش هارمونیک های جریان به خاطر استفاده از عناصر راکتیو که باعث شیفت فازی جریان و در نتیجه کاهش ضریب توان می گردد

۵- رزونانس موازی در فرکانس های متفاوت رخ می دهد که ممکن است هارمونیک های دیگر را تقویت کند.

## ۲-۱۲ خلاصه

در این بخش برخی از تکنیک های بهبود ضریب توان غیرفعال در یکسوسازهای مختلف بررسی شد. روش های بهبود ضریب توان غیرفعال با استفاده از اجزای فیلتر فرکانس پایین برای کاهش هارمونیک ها به کار گرفته شد. آن ها به طور معمول در مقایسه با توپولوژی فعال ضریب توان کمتری دارند و در بیشتر توپولوژی های بالاتر از 150W نیاز به یک مدار دابلر ولتاژ دارند. ویژگی های بهتر را می توان با استفاده از "بهبود ضریب توان فعال"، که در فصل های بعدی مورد بحث قرار خواهد گرفت می توان به دست آورد.



## فصل سوم:

بهبود ضریب توان فعال

### ۳-۱ مقدمه

PFC فعال یک سیستم الکترونیک قدرت است که میزان انرژی کشیده شده توسط یک بار را به منظور به دست آوردن ضریب توان نزدیک به یک کنترل می نماید. در اکثر کاربردها شکل موج جریان ورودی متناسب با شکل موج ولتاژ اصلی می باشد (سینوسی شکل). سوئیچ فعال در اتصال با عناصر راکتیو به منظور افزایش اثربخشی شکل گیری جریان خط و به دست آوردن کنترل ولتاژ خروجی استفاده می شود. PFC فعال براساس فرکانس سوئیچینگ به دو کلاس زیر تقسیم می گردد:

#### PFC فعال با فرکانس پایین (Low-Frequency Power Factor Correction)

سوئیچینگ، مکانی در هارمونیک پایین رتبه را در فرکانس خط می گیرد و آن با ولتاژ خط همزمان سازی می گردد.

#### PFC فعال با فرکانس بالا (High-Frequency Power Factor Correction)

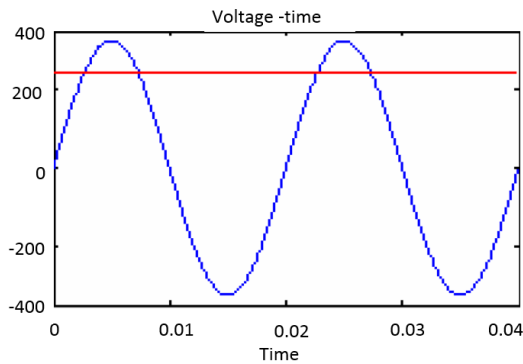
در این نوع کنترل، فرکانس سوئیچینگ بیشتر از فرکانس خط می باشد.

روش PFC فعال فرکانس پایین را می توان برای توان هایی در حدود ۱۰۰۰ وات راه اندازی نمود که در قسمت بعدی سه نمایش از PFC فعال فرکانس پایین را با مبدل های پایه ای بررسی می شود.

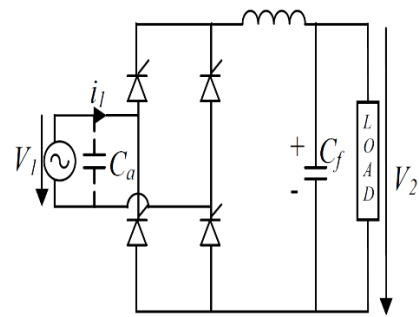
### ۳-۲ PFC فعال با فرکانس پایین

این یکسوکننده در شکل (۳-۱ الف) نشان داده شده است و سیگنال کنترل آن در شکل (۳-۱ ب) نشان داده شده است. این شکل یکسوکننده با سلف طرف DC را نشان می دهد، در اینجا ترისტورها جایگزین دیودها شده است. در این روش بسته به اندوکتانس  $L_a$  و زاویه آتش  $(\alpha)$ ، ضریب خلوص  $(K_p)$  و یا ضریب جابجایی  $(\cos \Phi)$  بدست می آید [35]. در این روش به طور کلی ضریب توان (PF) همیشه کوچکتر از 0/8 می باشد، اما با اضافه کردن یک خازن بین منبع ولتاژ و یکسوکننده پل می توان ضریب توان را به بالاتر از 0/8 افزایش

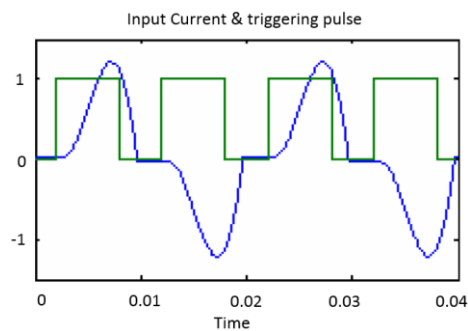
داد، اما این روش باعث بالا رفتن هارمونیک های خط و غیرسینوسی شدن شکل موج ورودی می شود که این نکته در شکل (3-1) نشان داده شده است.



ب

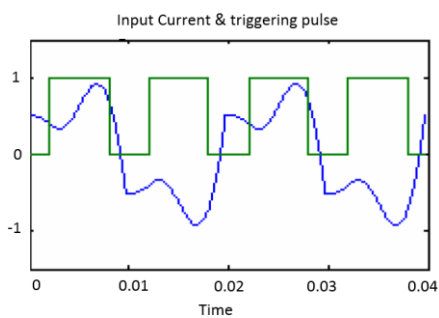


الف

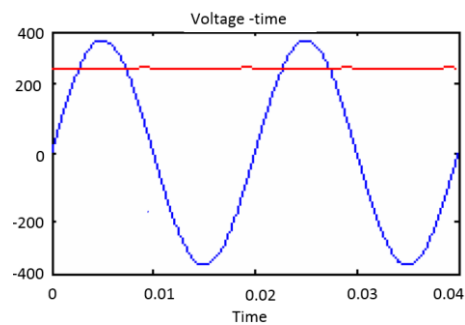


پ

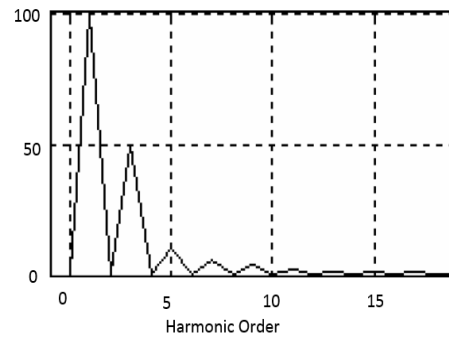
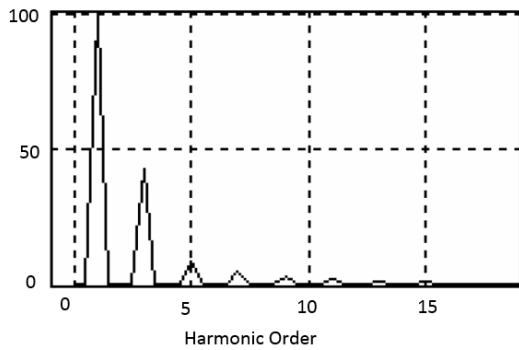
شکل ۱-۰ الف) یکسوکننده تمام موج تریستوری با سلف طرف DC با مقادیر  $f=50\text{Hz}$ ,  $L_a=200\text{mH}$ ,  $C_f=470\mu\text{f}$ ,  $R_L=500$  (ب) ولتاژ ورودی و خروجی، همراه جریان ورودی به همراه پالس تریگر ورودی [35]



ب



الف



ت

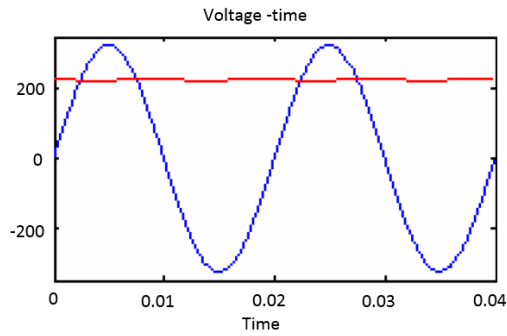
پ

شکل ۳-۲۰: الف) ولتاژ ورودی و خروجی با  $RL=500$ ,  $f=50\text{Hz}$ ,  $La=200\text{Mh}$ ,  $Cf=470\mu\text{f}$  (ب) جریان ورودی به همراه پالس تریگر همراه با خازن Ca - ت) هارمونیک های جریان خط بدون Ca - ت) هارمونیک های جریان خط با خازن Ca [35]

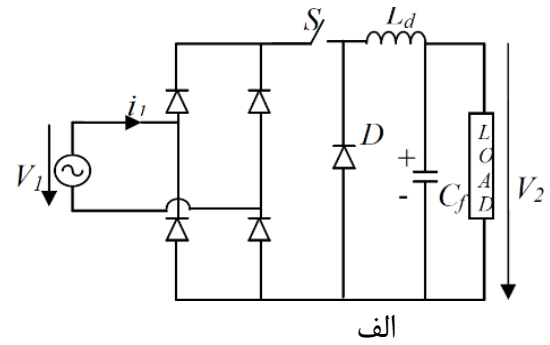
این روش یک راه حل برای کنترل ولتاژ خروجی ساده، قابل اعتماد و ارزان را ارائه می‌دهد در این روش اندوکتانس بالا نیاز می‌باشد. مبدل dc-dc پایه می‌تواند به عنوان PFC فعال استفاده شوند، همچنین ممکن است در سوئیچینگ فرکانس پایین استفاده شود که در بخش بعدی شرح داده می‌شود. در این طرح سوئیچ دوطرفه می‌باشد و در هر سیکل دوبار عمل می‌کند.

### ۳-۳ مبدل باک با سوئیچینگ فرکانس پایین

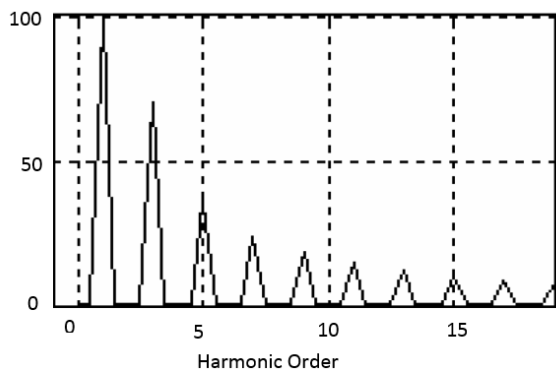
مبدل باک با سوئیچینگ فرکانس پایین نشان داده شده است. از لحاظ تئوری جریان سلف برای یک سلف نزدیک بی نهایت ثابت می‌باشد. سوئیچ برای حالت زمان Ton روشن می‌شود و در زمان متقارن جریان صفر می‌باشد که در شکل نشان داده شده است، در این راه حل ضریب توان به زاویه آتش و یا دیوتی سایکل سوئیچ فعال (S) وابسته می‌باشد. برای مقدار هارمونیک های پایین تر می‌توان از سوئیچ متعدد در هر سیکل استفاده نمود به هر حال در این روش باید از سلف بزرگ بهره گرفت.



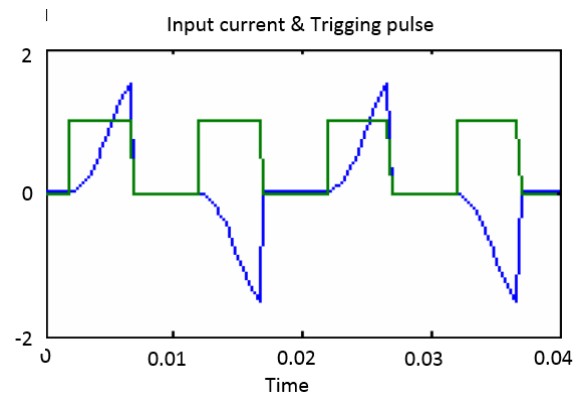
ب



الف



ت



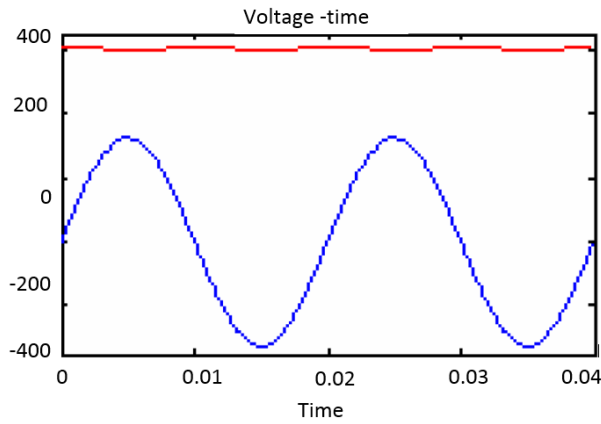
پ

شکل ۳-۰: الف) مبدل باک با سوئیچینگ فرکانس پایین - ب) ولتاژ ورودی و خروجی با  $C_f=470\mu f$ ،  $L_d=200Mh$  و  $RL=500$  (پ) جریان ورودی به همراه پالس تریگر - ت) هارمونیک های جریان خط

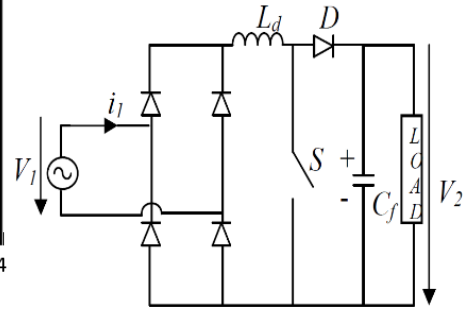
### ۳-۴ مبدل بوست با سوئیچینگ فرکانس پایین

مبدل بوست با فرکانس پایین در شکل نشان داده شده است. سوئیچ فعال برای حالت زمان  $T_{on}$  روشن می-گردد و زمان هدایت دیودها بزرگتر می-شود، همچنین ممکن است برای بهبود جریان خط، سوئیچینگ متعدد فرکانس کم در هر نیم سیکل داشته باشد. با این حال ریپل دار شدن جریان خط قابل توجه می-باشد.

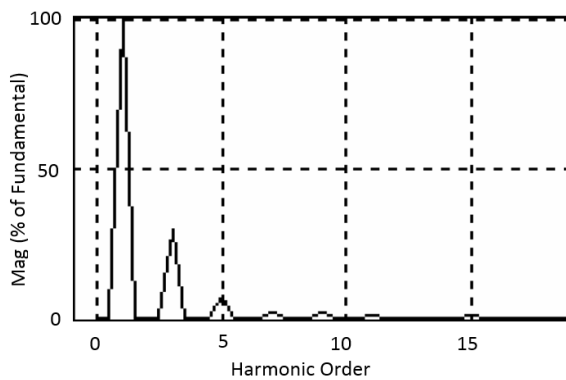




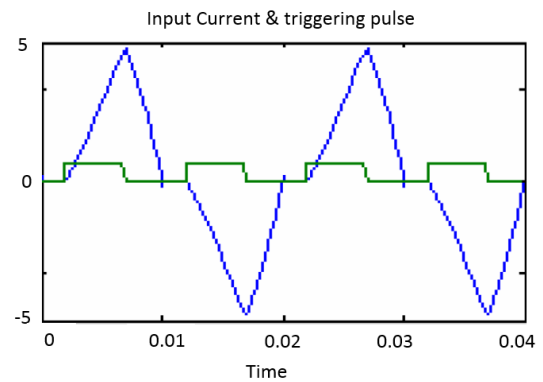
ب



الف



ت

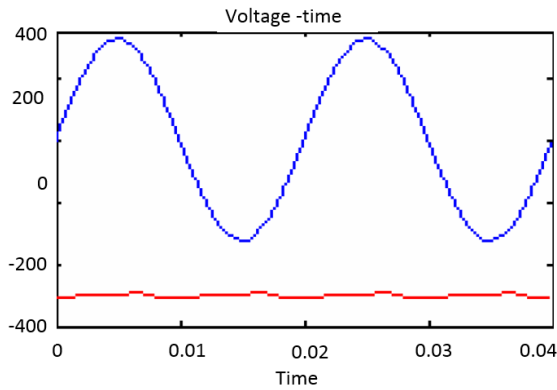


پ

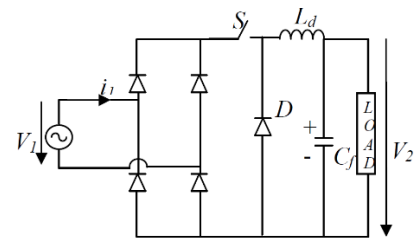
شکل ۴-۰: الف) مبدل بوست با سوئیچینگ فرکانس پایین - ب) ولتاژ ورودی و خروجی با  $C_f=470\mu\text{f}$  و  $L_d=200\text{mH}$  و  $R_L=500$  - پ) جریان ورودی به همراه پالس تریگر - ت) هارمونیک های جریان خط

### ۳-۵ مبدل باک-بوست با سوئیچینگ فرکانس پایین

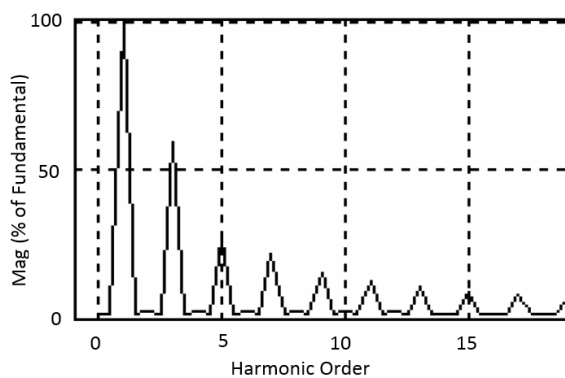
این مبدل در شکل نشان داده شده است. سوئیچ S برای حالت زمان  $T_{on}$  روشن می‌گردد، در این مبدل حالت زمان هدایت دیودها بزرگتر می‌باشد همچنین ممکن است برای بهبود شکل موج جریان خط از سوئیچینگ فرکانس کم در هر نیم سیکل استفاده شود با این حال ریپل دار شدن جریان خط قابل توجه می‌باشد. PFC سوئیچینگ فرکانس پایین امکان کنترل ولتاژ خروجی را در حد معینی ارائه می‌دهد، در چنین مداراتی تلفات سوئیچینگ فرکانس بالا و EMI قابل اغماض می‌باشد. با این حال عناصر راکتیو بزرگ می‌باشند و تنظیم ولتاژ خروجی آهسته می‌باشد.



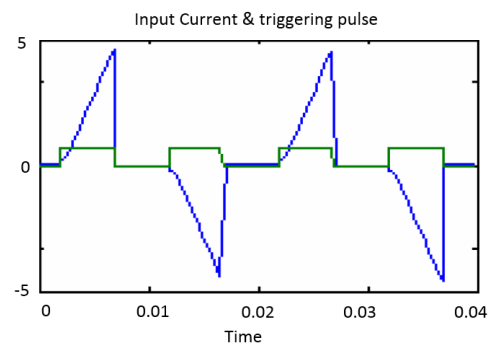
ب



الف



ت

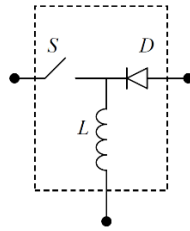


پ

شکل ۵-۰: الف) مبدل باک - بوست با سوئیچینگ فرکانس پایین - ب) ولتاژ ورودی و خروجی - با  $C_f=470\mu f$ ،  $L_d=200mH$  و  $RL=500$  - پ) جریان ورودی به همراه پالس تریگر - ت) هارمونیک های جریان خط

### ۳-۶ سوئیچینگ فرکانس بالا

یک سلول سوئیچینگ مرتبه یک در شکل (۳-۶) نشان داده شده است. سوئیچ  $S$  به وسیله یک سیگنال خارجی کنترل می شود در عمل سوئیچ می تواند بوسیله IGBT یا Mosfet راه اندازی شود و سوئیچ دوم دیود  $D$  می باشد که به صورت غیر مستقیم بوسیله سوئیچ  $S$  فعال و دیگر شرایط مدار کنترل می شود. قسمت دیگر این سلول را عنصر ذخیره کننده  $L$  تشکیل می دهد مبدل پایه ای باک، بوست و باک- بوست بوسیله این سلول سوئیچینگ تولید می شود و همچنین با توجه به خازن مبدل خروجی این مدارات را می توان مرتبه دو در نظر گرفت.



شکل ۶-۰: سلول سوئیچ مرتبه یک

ابتدا اجازه دهید سه ویژگی مهم که در عملکرد PFC مربوط به توپولوژی های خاصی می باشند را شرح دهیم. در یک کاربرد PFC ولتاژ ورودی یک ولتاژ یکسوسده ولتاژ خط به فرم زیر می باشد

$$v_1 = V_r |\sin(\omega_L)| \quad (4-0-1)$$

و  $v_2$  ولتاژ خروجی ثابت فرض می شود. اولین ویژگی ضریب تبدیل می باشد که رابطه بین ولتاژ خروجی  $v_2$  و ولتاژ ورودی سینوسی  $v_1$  را مشخص می کند. دومین مشخصه اشاره به مبدل جریان ورودی (فرکانس خط) دارد. اگر مبدل بتواند در سرتاسر سیکل خط عملکرد داشته باشد می توان یک جریان سینوسی بدست آورد در غیر این صورت جریان خط در محل هایی که ولتاژ خط از صفر عبور می کند دارای اعوجاج می شود زیرا مبدل نمی تواند عملکردی داشته باشد. سومین مشخصه محتوای فرکانس بالا در جریان ورودی می باشد. ما در نظر می گیریم که اگر در جریان ورودی وقفه ای بوسیله سوئیچ (S) ایجاد نشود این جریان پیوسته می باشد و این به این معنی می باشد که اگر سلف به صورت سری در ورودی قرار داده شده است، بنابراین ریپل جریان سلف معین کننده محتوای فرکانس بالا می باشد، در مقابل اگر وقفه هایی در سوئیچینگ فعال از طریق سوئیچ حاصل شود محتوای فرکانس بالا در ورودی ظاهر می گردد. در بخش بعدی به بررسی اجمالی مبدل های پایه ای می پردازیم.

### ۳-۷ مبدل باک

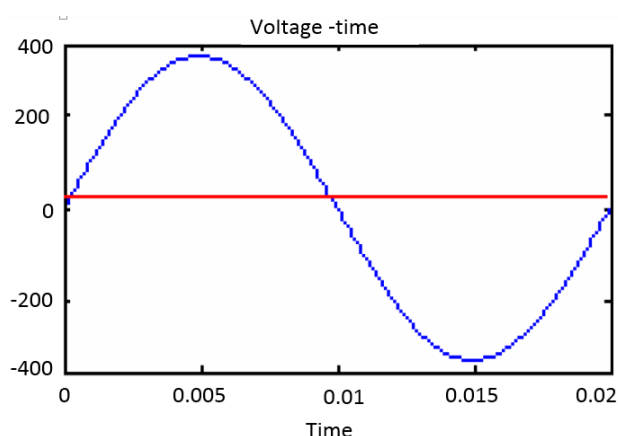
این مبدل به همراه شکل موج های ورودی اش در شکل نشان داده شده است. در این مبدل ولتاژ خروجی  $v_2$  از ولتاژ ورودی آنی می باشد، در واقع این مبدل زمانی می تواند عمل کند که ولتاژ ورودی  $v_1$  بزرگتر از ولتاژ

خروجی  $v_2$  باشد به عنوان مثال فقط در بازه ی زمانی  $\omega_L t \in (\alpha \text{ و } \pi - \alpha)$  مبدل عمل می کند که

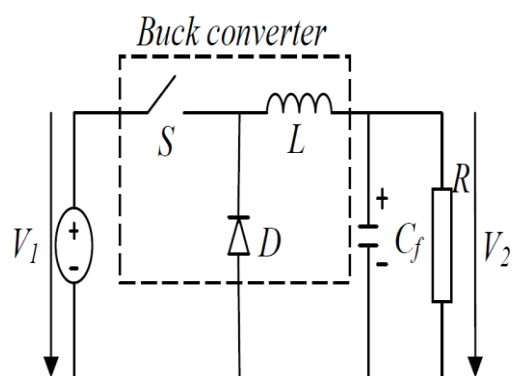
$$\alpha = \text{Sin}^{-1}\left(\frac{v_2}{v_1}\right)$$

می باشد از این رو ضریب توان جریان خط براساس مبدل باک دارای یک اعوجاج تقاطعی

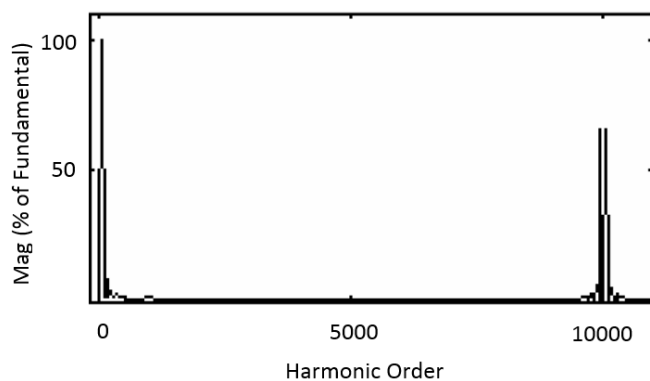
(عبور از صفر) می باشد. علاوه براین جریان ورودی این مبدل گسسته می باشد.



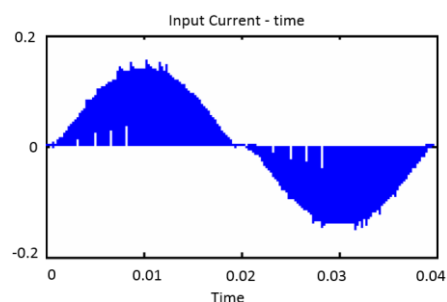
ب



الف



ت



پ

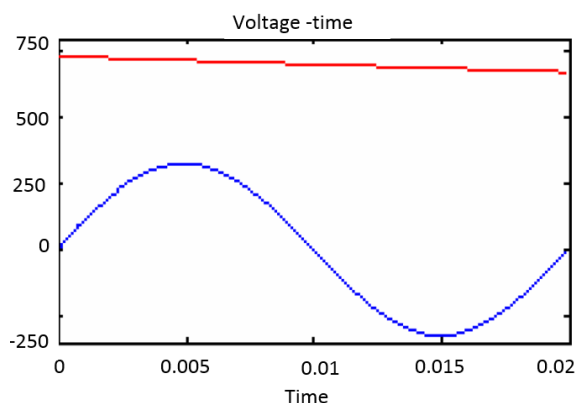
شکل ۷-۰ الف) مبدل باک با سوئیچینگ فرکانس بالا با  $L=200\mu\text{H}$  و  $D=90\%$ ،  $F=10\text{kHz}$ ،  $R=500$ ،  $C_f=470\mu\text{f}$  -  
 ب) ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی (پ) جریان ورودی - ت) هارمونیک جریان ورودی

### ۳-۸ مبدل بوست

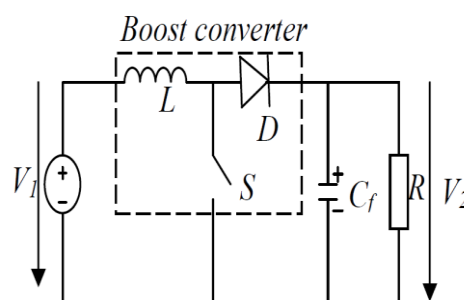
این مبدل در شکل نشان داده شده است. این مبدل دارای نسبت تبدیل گام به بالا می باشد از این رو ولتاژ

$v_2$  همیشه بزرگتر از دامنه  $v_1$  که ولتاژ ورودی می باشد هست. عملکرد در سراسر خط امکان پذیر می باشد، به

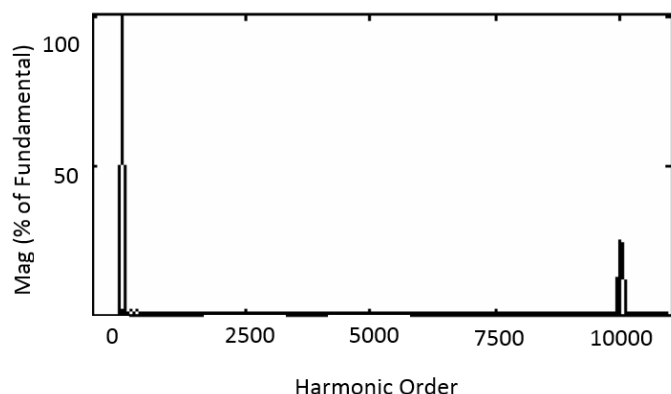
همین دلیل جریان خط دارای اعوجاج تقاطعی نمی‌باشد که این مهم در شکل نشان داده شده است. جریان ورودی به دلیل قرار گرفتن سلف با ورودی پیوسته می‌باشد از این رو جریان ورودی را می‌توان با کاهش محتوای فرکانس بالا البته زمانی که مبدل در حالت پیوسته عمل نماید بدست آورد و به خاطر این دلایل از مبدل بوست استفاده وسیعتری می‌شود.



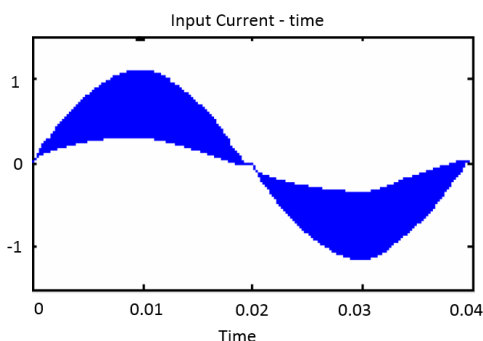
ب



الف



ت



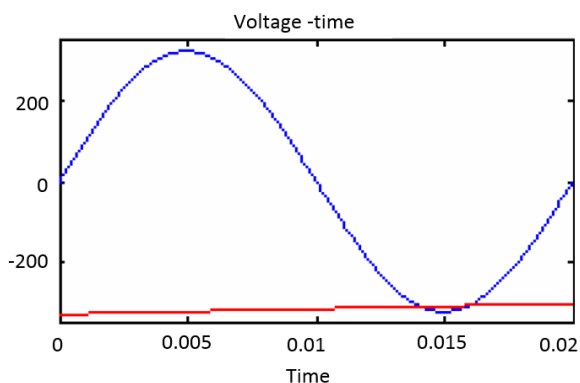
پ

شکل ۸-۰: الف) مبدل بوست با سوئیچینگ فرکانس بالا با  $L=20\text{mH}$  و  $D=50\%$ ،  $F_s=10\text{kHz}$ ،  $R=500$ ،  $C_f=470\mu\text{f}$  - ب) ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی - پ) جریان ورودی - ت) هارمونیک های جریان خط

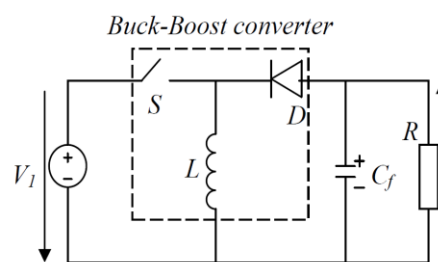
### ۳-۸-۱ مبدل باک - بوست

این مبدل در شکل نشان داده شده است. این مبدل هم می‌تواند ضریب تبدیل گام به بالا و یا گام به پایین را ایفا نماید و یا به طور کلی می‌توان گفت که یک مبدل افزایشنده-کاهنده می‌باشد و این به این معنی که ولتاژ  $V_2$  می‌تواند بزرگتر یا کوچکتر از ولتاژ ورودی  $V_1$  می‌باشد و ولتاژ خروجی می‌تواند از لحاظ تنظیم آزاد می-

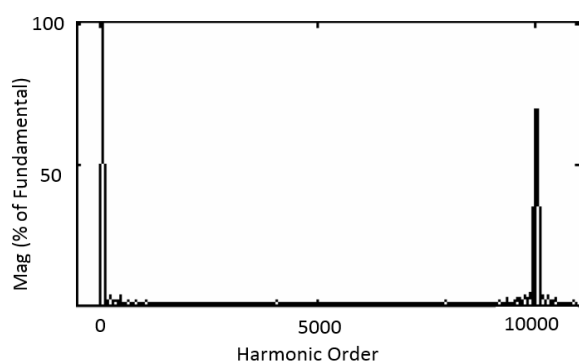
باشد. این مبدل همانند مبدل بوست در سرتاسر سیکل خط عملکرد داشته باشد و جریان سینوسی تحویل می‌دهد. به هر حال این مبدل ولتاژ خروجی‌اش بالعکس می‌باشد که به معنای استرس ولتاژ بالا برای سوئیچ می‌باشد. جریان ورودی در این مبدل همانند مبدل باک گسسته و حاوی محتوای فرکانس بالا می‌باشد. مشخصات و ویژگی‌های این مبدل‌ها در جدول (۱-۳) خلاصه شده است.



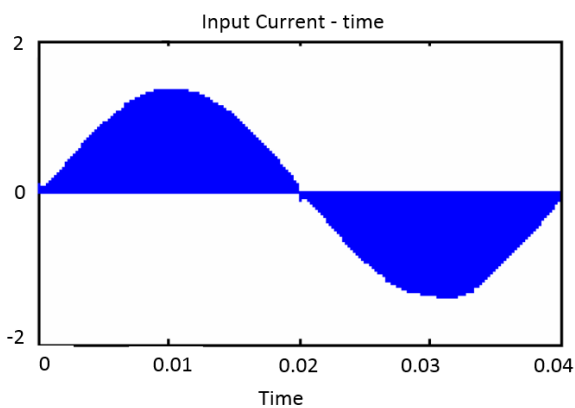
ب



الف



ت



پ

شکل ۹-۰: الف) مبدل باک - بوست با سوئیچینگ فرکانس بالا |  $L=20\text{mH}$  و  $D=50\%$ ,  $F_s=10\text{kHz}$ ,  $R=500$ ,  $C_f=470\mu\text{f}$   
 - ب) ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی - پ) هارمونیک‌های جریان خط

جدول ۱-۰: ویژگی مبدا های پایه ای

کانورتر	مشخصه تبدیل	اعوجاج عبوری	جریان ورودی
کانورتر باک	$V_1 > V_2$ ضریب تبدیل باگام پایین	دارد، زمانی که $\omega_L t \in (\alpha, \pi - \alpha)$ $\alpha = \text{Sin}^{-1}\left(\frac{v_2}{v_1}\right)$	گسسته
کانورتر بوست	$V_1 < V_2$ ضریب تبدیل با گام بالا	ندارد	پیوسته
کانورتر بوست	ضریب تبدیل با گام بالا و پایین	ندارد	گسسته

مبدل می توانند در دو حالت پیوسته یا گسسته عمل کنند. در حالت پیوسته جریان سلف در طول یک دوره سوئیچینگ به صفر نمی رسد و یا در حالت گسسته جریان سلف در یک دوره سوئیچینگ به صفر می رسد که در بخش بعدی در این مورد بحث می کنیم

### ۳-۹ خلاصه

PFC فعال در مدارات برای بهبود ضریب توان استفاده می شود. این روش قادر است PF را تا 0/95 ارتقا دهد. PFC فعال همچنین می تواند به میزان قابل توجهی هارمونیک های ناخوسته (THD) را کاهش دهد و قابلیت کارکرد در رنج وسیعی از ولتاژ ورودی را قادر می باشد. از آنجایی که PFC فعال یک روش بهبود ضریب توان پیچیده می باشد که باعث گران تر شدن این روش شده است.

روش راه اندازی PFC فعال با فرکانس پایین در این بخش شرح داده شد. یک رویکرد PFC فعال فرکانس پایین را می توان برای توانی در حدود ۱۰۰۰ وات راه اندازی نمود. در این مدارات ضریب توان در حدود

۰/۹۵ را می‌توان با PFC فعال فرکانس پایین بدست آورد و برای جمع آوری، در این مدارات فرکانس پایین ولتاژ خروجی را تا حد معینی می‌توان کنترل نمود و تلفات سوئیچینگ و EMI را می‌توان از آن‌ها صرف نظر کرد به هر حال در این مدارات عنصر راکتیو بسیار بزرگ می‌باشد و ولتاژ خروجی به آهستگی تنظیم می‌گردد. اما ضریب نزدیک یک را می‌توان با PFC فرکانس بالا همراه با یک روش کنترلی مناسب بدست آورد. با توجه به اینکه مبدل‌ها توانایی کارکرد در دو حالت پیوسته و گسسته را دارند در بخش‌های بعدی ابتدا به بررسی PFC فرکانس بالا در حالت گسسته و سپس به PFC فرکانس بالا در حالت پیوسته می‌پردازیم.





## فصل چهارم

عملکرد جریان سلف در حالت گسسته با  
هدف بهبود ضریب توان خودکار

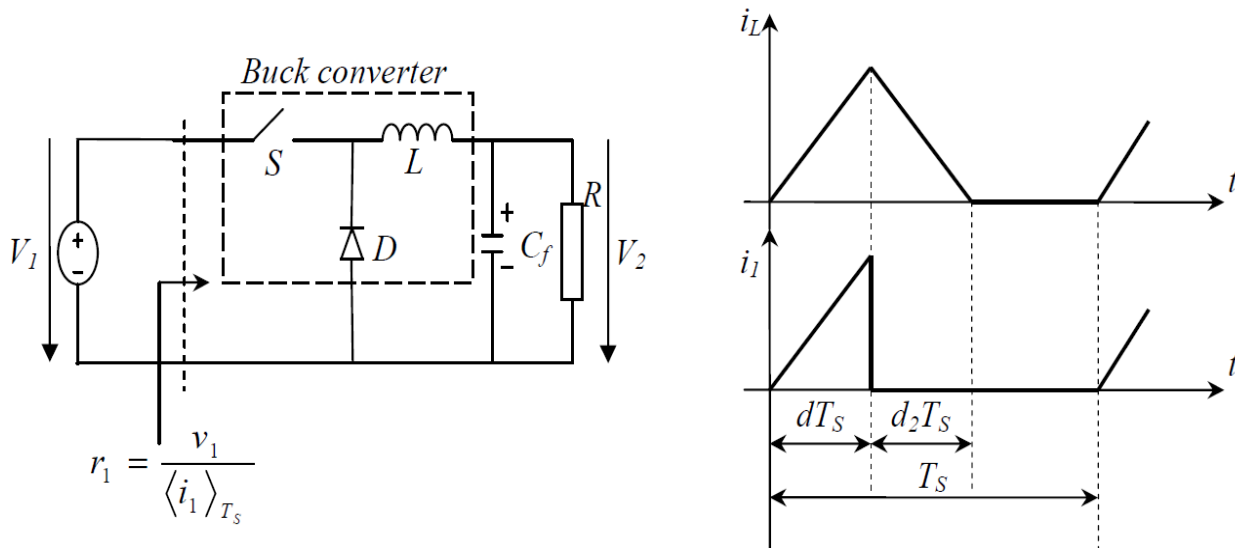
#### ۴-۱) مقدمه

اساساً وقتی مبدل DC/DC در حالت گسسته (DICM) عمل می‌کنند دارای خاصیت بهبود ضریب توان (PFC) می‌باشند. اگر این مبدل‌ها به یکسوکننده‌های خط AC متصل شوند، قابلیت فراهم نمودن تصحیح ضریب را دارا می‌باشند، زیرا این مبدل‌ها زمانی که در حالت گسسته عمل می‌کنند به صورت ذاتی ضریب توان را ارتقا می‌بخشند. وقتی که این مبدل‌ها در حالت گسسته با هدف تصحیح ضریب توان مورد استفاده قرار بگیرند، دیگر نیازی به فیدبک گرفتن از جریان ورودی نمی‌باشد. در این بخش اساس مبدل‌های DC/DC در حالت گسسته با هدف بهبود ضریب توان مورد بررسی قرار می‌گیرد [36].

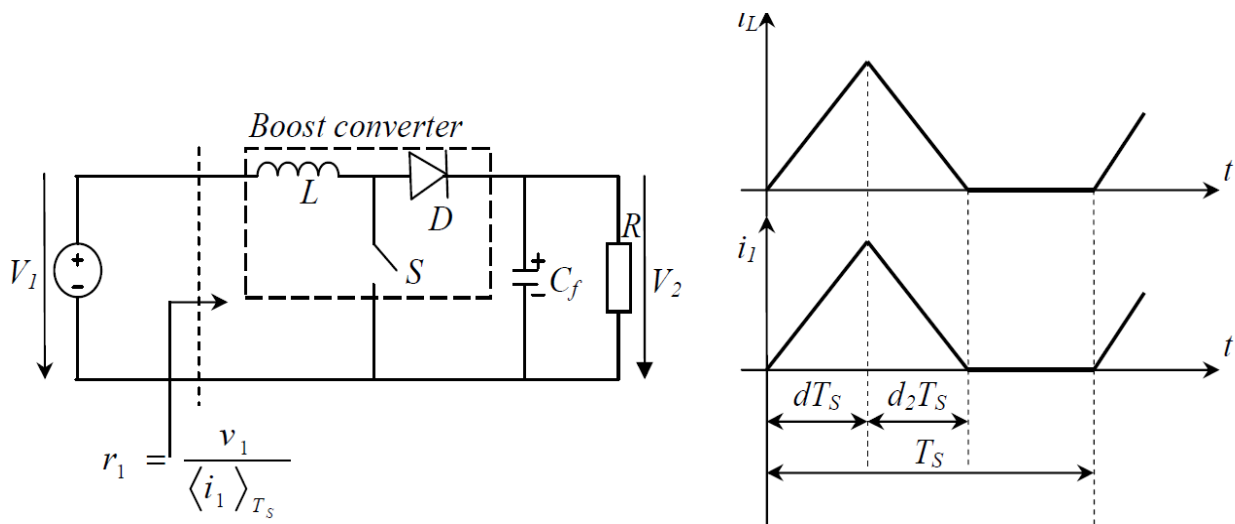
در حالت گسسته جریان سلف در یک متغیر حالت، طولانی نمی‌باشد و جریان سلف در یک دوره سوئیچینگ به مقدار قبلی سوئیچینگ خود وابستگی ندارد. پیک جریان سلف به صورت اتوماتیک از ولتاژ خط نمونه برداری می‌شود که این خصوصیت جریان ورودی در حالت گسسته (DICM) را بهبود ضریب توان ذاتی (Self Power Factor) می‌نامند، زیرا هیچ حلقه کنترلی از طرف ورودی لازم نمی‌باشد که این مهم یک مزیت اساسی نسبت به PFC در حالت پیوسته (CCIM) می‌باشد.

به هر حال زمانی که سلف ورودی در حالت DICM عمل می‌کند نمی‌تواند انرژی ذخیره شده را در خود به حالت زیادی تحمل کند چرا که سلف باید همه‌ی انرژی ذخیره شده‌ی خود را قبل از به پایان رسیدن هر دوره سوئیچینگ آزاد کند. بنابراین یک خازن بزرگ برای متعادل کردن، بین توان لحظه‌ای ورودی و خروجی لازم می‌باشد. علاوه بر این اگر جریان سلف در حالت گسسته اعمال شود، جریان ورودی به صورت دسته‌ای از پالس‌های مثلثی با نسبت زمان وظیفه یکسان می‌باشد که در این حالت باید از یک مبدل ورودی برای صاف کردن اشفتگی‌های ورودی به یک حالت مداوم بهره گرفت. عملکرد PFC به این صورت تضمین می‌شود که جریان متوسط تحریک شده باید بتواند ولتاژ ورودی را در فاز و شکلش دنبال کند.

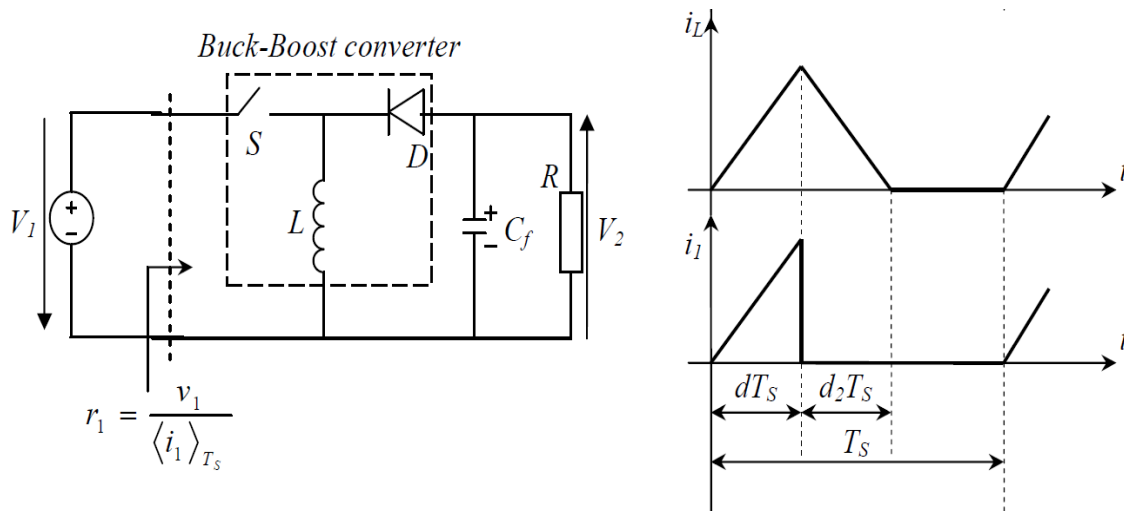
عملکرد مبدل مرتبه دو در حالت گسسته در شکل (1-4) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که جریان سلف ( $i_L$ ) از صفر تا ماکزیمم و از ماکزیمم تا صفر تغییر می‌کند که این مطلب در شکل (1-4) به وضوح دیده می‌شود.



شکل ۱-۵: سوئیچینگ مرتبه دو در مبدل باک، شکل موج جریان سلف و جریان ورودی زمانی که در حالت گسسته عمل می‌کند [6]



شکل ۲-۵: سوئیچینگ مرتبه دو در مبدل باک - بوست، شکل موج جریان سلف و جریان ورودی زمانی که در حالت گسسته عمل می‌کند [6]



شکل ۳-۵: سوئیچینگ مرتبه دو در مبدل بوست، شکل موج جریان سلف و جریان ورودی زمانی که در حالت گسسته عمل می کند [6]

#### ۴-۲ مقاومت متوسط ورودی

به منظور بررسی قابلیت self-pfc در مبدل پایه ای، می توان از اصطلاح مقاومت ورودی استفاده نمود که به عنوان مقاومت متوسط ورودی معرفی و محاسبه می گردد. این نسبت مقاومت بین ولتاژ ورودی و جریان ورودی را در یک دوره سوئیچینگ معین می کند.

ولتاژ  $V_1$  را می توان دوره ی ثابتی از یک دوره ی سوئیچینگ  $T_s$  در نظر گرفت، زیرا فرکانس سوئیچینگ بسیار بیشتر از فرکانس خط می باشد که در شکل (4-1) نشان داده شده است.

مقاومت ورودی به منظور آنالیز مبدل به صورت زیر تعریف می شود:

$$r_1(t) = \frac{v_1(t)}{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}} \quad 1-5$$

اینجا  $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$  متوسط جریان ورودی  $r_1$  در بیش از یک دوره سوئیچینگ می باشد [25-370-381]. عملکرد مبدل به همراه شکل موج هایش در شکل ۴-۱ نشان داده شده است. محاسبه سریع  $r_1$  در جدول ۴-۱ نشان داده شده است.

جدول ۵-۱: مشخصه PFC ذاتی در در حالت پیوسته کانورتر سوئیچینگ مرتبه دو

کانورتر	مقاومت ورودی $r_1(t)$	ضریب توان ذاتی (Inherent PFC)
باک	$r_1(t) = \frac{2L}{d^2 T_s} \left[ \frac{1}{1 - \frac{V_2}{V \sin \omega_L t_1}} \right], \omega_L t \in (\alpha, \pi - \alpha)$	ضعیف، زمانی که نسبت $\frac{V_2}{V_1}$ کاهش پیدا کند PFC بهتر می شود
بوست	$r_1(t) = \frac{2L}{d^2 T_s} \left[ 1 - \frac{V_1 \sin \omega_L t}{V_2} \right], \omega_L t \in (0, \pi)$	متوسط، زمانی که نسبت $\frac{V_2}{V_1}$ افزایش پیدا کند PFC بهتر می شود
باک - بوست	$r_1(t) = \frac{2L}{d^2 T_s}, \omega_L t \in (0, \pi)$	عالی

#### ۳-۴ مشخصات جریان و ولتاژ ورودی در ساختار مبدل های پایه ای

به منظور بررسی قابلیت self-Pfc در مبدل های پایه ای ابتدا باید مشخصه ورودی آن را بدست آوریم، زیرا جریان این مبدل ها هنگامی که در حالت *DICM* عمل می کنند گسسته می باشند و فقط جریان ورودی متوسط در نظر گرفته می شود. از آنجایی که فرکانس سوئیچینگ بسیار بیشتر از فرکانس خط می باشد می توان ولتاژ خط را در یک دوره سوئیچینگ ثابت در نظر گرفت. در حالت دائم ولتاژ خروجی تقریباً ثابت و تغییرات نسبت زمان وظیفه ناچیز می باشد و بنابراین دیوتی سایل را به عنوان ویژگی ورودی در نظر گرفته

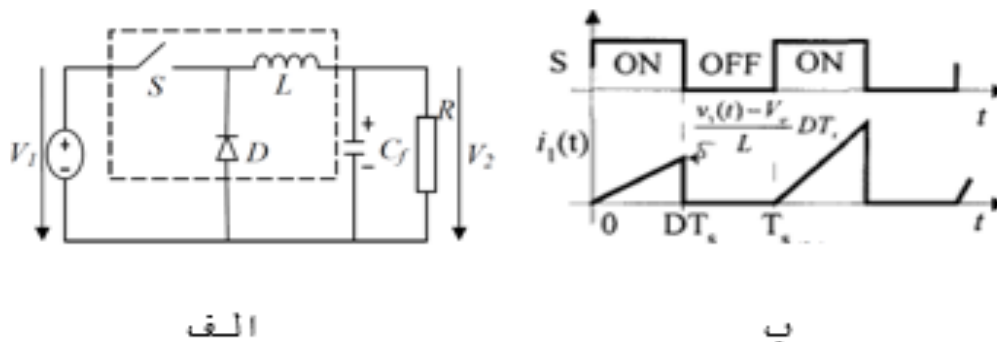
می‌شود.

#### ۴-۴ مبدل باک:

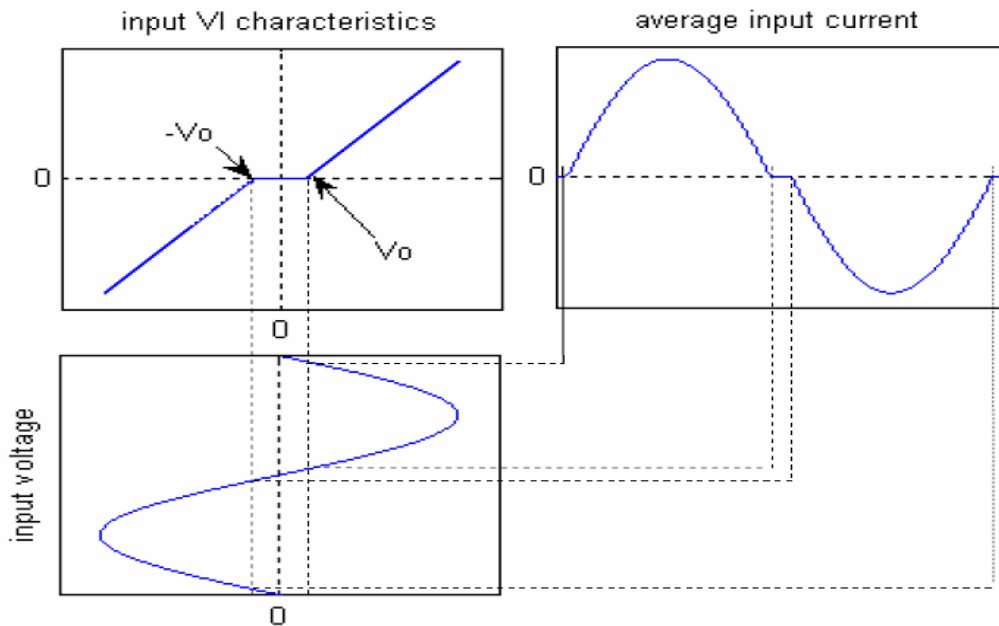
ساختار این مبدل به همراه شکل موج های زمانی‌اش در حالت گسسته در شکل (۴-۴) نشان داده شده

است. می‌توان نشان داد که جریان متوسط ورودی از رابطه زیر حاصل می‌شود.

$$i_{1,avg}(t) = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{1}{2} DT_s \frac{V_1(t) - V_o}{L} DT_s \right] = \frac{D^2 T_s}{2L} V_1(t) - \frac{D^2 T_s}{2L} V_o \quad ۲-۵$$



شکل ۴-۵: سوئیچینگ مرتبه دو در مبدل بوست، شکل موج جریان سلف و جریان ورودی زمانی که در حالت گسسته عمل می‌کند [36]



شکل ۵-۵: منحنی مشخصه ولتاژ و جریان مبدل باک [36]

شکل (۴-۵) منحنی مشخصه ولتاژ و جریان ورودی را که یک خط مستقیم می‌باشد را نشان می‌دهد. زمانی که ولتاژ یکسوسوده  $V_1(t)$  کمتر از ولتاژ خروجی  $V_2$  باشد جریان منفی ورودی اتفاق می‌افتد. جریان، زمانی که ولتاژ از صفر عبور می‌کند مقدار صفر را به خود تخصیص می‌دهد و این به دلیل می‌باشد که جریان منفی نمی‌تواند از یکسوساز عبور نماید که این مطلب در شکل (۴-۵) نشان داده شده است.

در واقع جریان سلف به سادگی دارای اعوجاج می‌باشد، زیرا مبدل باک فقط زمانی می‌تواند فعالیت داشته باشد که ولتاژ ورودی بزرگتر از ولتاژ خروجی باشد. به عنوان مثال می‌توان در جدول (۴-۱) دید که تفاوت ورودی مبدل باک در برابر یک سیکل خط ثابت نمی‌باشد به هر حال برای کاهش این تغییرات و بهبود PFC داتی موجود در حالت گسسته با استفاده از مبدل باک باید نسبت  $\frac{V_2}{V_1}$  کاهش پیدا کند. همانطور که قبلاً توضیح داده شد جریان خط دارای تحریف متقاطع بیش از حد می‌باشد که این تحریف زمانی بهبود پیدا می‌نماید که ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ ورودی کمتر باشد. بنابراین مبدل باک انتخاب خوبی برای PFC در حالت گسسته نمی‌باشد.

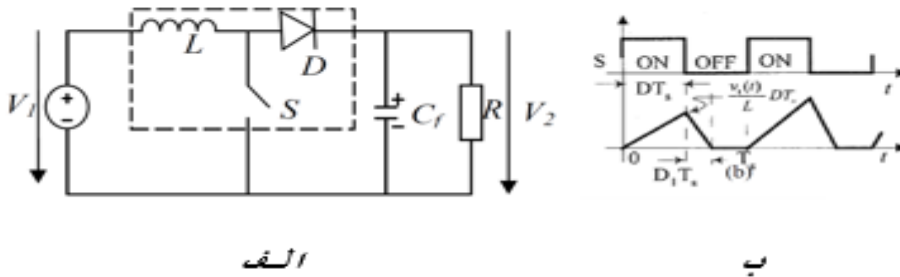


#### ۴-۵ مبدل بوست

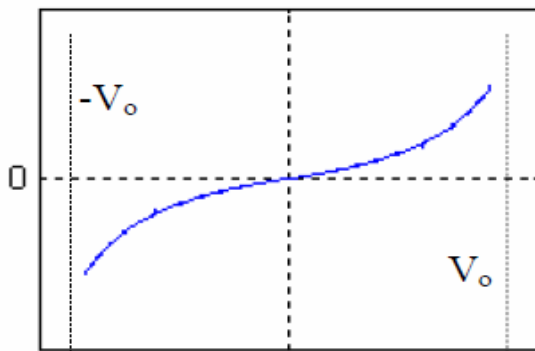
مبدل بوست به همراه شکل موج هایش به ترتیب در اشکال (۳-۴ الف) و (۳-۴ ب) نمایش داده شده است.

مشخصه ولتاژ و جریان ورودی را می‌توان از معادله زیر دنبال نمود

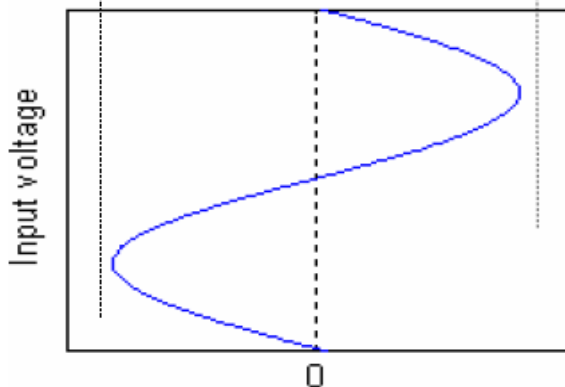
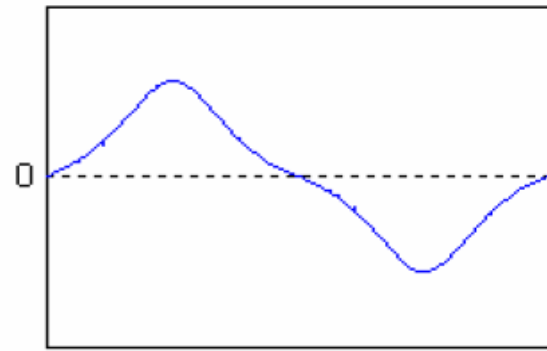
$$i_{1,avg}(t) = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{1}{2} (D + D_1) T_s \frac{V_1(t)}{L} D T_s \right] = \frac{D^2 T_s}{2L} \frac{V_1(t) V_o}{V_o - V_1(t)} \quad ۳-۵$$



Input  $V_1$  characteristics



Input average current



شکل ۵-۶: الف) شماتیک مبدل شکل ۵-۷: منحنی مشخصه ولتاژ و جریان مبدل بوست در حالت گسسته [36]

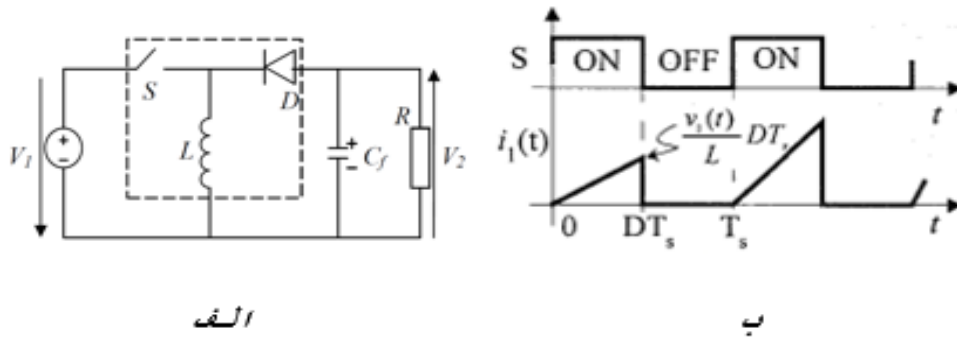
بوسیله معادلات (۳-۴) مشخصه ولتاژ و جریان ورودی مانند یک منحنی می‌باشد که در شکل (۴-۷) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که ولتاژ خروجی به حالت طولانی ای بزرگتر از پیک ولتاژ ورودی در یک اندازه معین می‌باشد (وابسته به  $D_1$  می‌باشد). نسبت بین  $V_1(t)$  و  $i_{1,avg}(t)$  تقریباً خطی می‌باشد. زمانی که مبدل بوست به شبکه وصل می‌گردد تمایل دارد که جریان متوسط ورودی سینوسی مانند شکل (۴-۷) از خط بکشد، اما با توجه به معادلات (۴-۷) دلیل غیر خطی بودن  $D_1$  این مشخصه وجود می‌باشد. در حالت ایده آل اگر  $D_1 = 0$  باشد مشخصه V-I خطی خواهد شد با استفاده از پیکره بندی مداراتی می‌توان دوره ی دشارژ  $D_1$  را کاهش داد.

مبدل بوست دارای یک خصوصیت ناقص PFC ذاتی می باشد، مقاومت ورودی در سراسر سیکل خط مانند باک تغییر می‌کند. اما با افزایش نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی تغییرات کاهش و PFC ذاتی بهبود پیدا می‌کند و با توجه به اینکه جریان خط دارای اعوجاج عبور از صفر نمی‌باشد می‌توان به استانداردهای موجود به راحتی دست یافت.

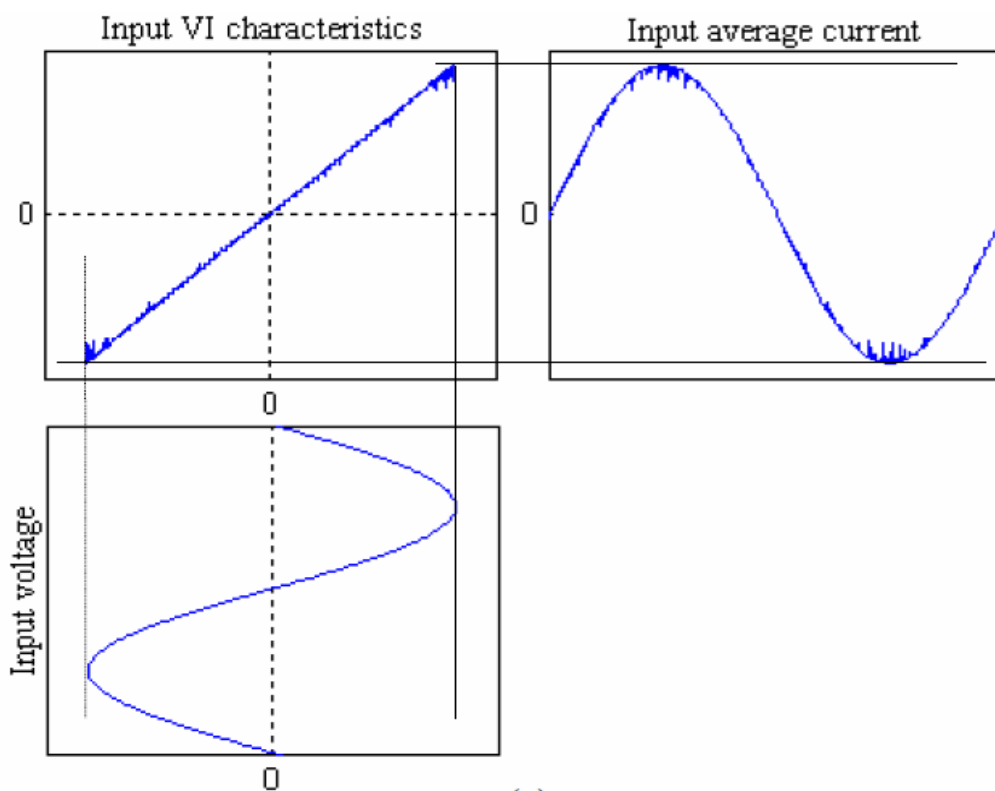
مبدل بوست زمانی که به عنوان PFC مورد استفاده قرار می‌گیرند برتری بیشتری نسبت به دیگر مبدل‌ها دارا می‌باشند (۳۷-۳۹). به هر حال این مبدل زمانی می‌تواند عملکرد صحیحی داشته باشد که ولتاژ خروجی از ولتاژ ورودی بزرگتر باشد و در مواقعی که ولتاژ DC کمی احتیاج باشد می‌توان از یک Step-down بهره گرفت.

#### ۴-۶ مبدل باک - بوست

شکل (۴-۴) مبدل پایه ای باک-بوست را نشان می‌دهد. متوسط جریان ورودی را می‌توان با توجه به شکل موج جریان ورودی آن یافت که در شکل (۴-۴ ب) نشان داده شده است.



شکل ۸-۵: شماتیک مبدل باک - بوست، (ب) پالس تریگر و جریان ورودی در حالت گسسته [6]



شکل ۹-۵: منحنی مشخصه ولتاژ و جریان مبدل باک - بوست در حالت گسسته [36]

$$i_{1,avg} = \frac{D^2 T_s}{2L} V_1(t) \quad ۴-۵$$

معادله (۴-۵) یک نسبت خطی خوب بین  $V_1(t)$  و  $i_{1,avg}(t)$  را مشخص می‌کند. این معادله ثابت می‌کند که باک - بوست از خصوصیت Self-Pfc بالایی برخوردار می‌باشد که به دلیل مرتبط نبودن جریان ورودی مبدل باک - بوست به زمان دشارژ  $D_1$  می‌باشد.

مشخصه ولتاژ و جریان ورودی در شکل (۴-۵) نشان داده شده است. مقاومت ورودی مبدل باک-بوست در

جدول (۴-۱) نشان داد شده است، مقاومت ورودی این مبدل به سلف و دیوتی سایکل دوره‌ی زمان تناوب (Ts) وابسته می‌باشد. اگر این مبدل در سراسر سیکل فعالیت داشته باشد و D ثابت نگه داشته شود بنابراین مقدار مقاومت ورودی  $r_1$  ثابت می‌شود.

به عنوان یک نتیجه می‌توان بیان نمود که جریان متوسط ورودی  $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$  شکل ولتاژ ورودی را دنبال می‌کند و مبدل یک خاصیت PFC ذاتی دارد. برخلاف عملکرد در CCIM در DICM نیازی به کنترل کننده برای تنظیم نسبت زمان وظیفه (دیوتی سایکل) برای انجام PFC نیست و علاوه بر این ولتاژ خروجی مبدل باک-بوست را می‌توان بزرگتر یا کوچکتر از ولتاژ ورودی انتخاب نمود. این مبدل در حالت DICM یک تکنیک محلی برای PFC شرح می‌دهد. بنابراین تئوری مبدل باک بوست یک کاندید خوب می‌باشد اما متأسفانه این ساختار دارای دو عیب می‌باشد که عبارتند از:

۱- پلاریته‌ی ولتاژ خروجی برعکس ولتاژ ورودی می‌باشد. به طور مثال ولتاژ خروجی و ولتاژ ورودی نمی‌تواند یک زمین مشترک داشته باشد

۲- یک درایور شناور برای سوئیچ قدرت نیاز می‌باشد، محدودیت اول فراگیرتر می‌باشد و باعث شده است که از این مبدل به صورت وسیعی استفاده نشود.

برتری اساسی استفاده در حالت گسسته نسبت به حالت پیوسته کنترل ساده این روش می‌باشد. در این روش نیازی به تنظیم مداوم نسبت نظام وظیفه برای انجام PFC نیست، بلکه یک حلقه ولتاژ برای تنظیم ولتاژ در سرتاسر خازن ذخیره ساز نیاز می‌باشد که این خازن را برای مبدل کردن ریپل خروجی در دوبرابر فرکانس خط استفاده می‌کنند. کنترل مبدل با PFC ذاتی بسیار ساده می‌باشد که می‌توان برای کاربردهای هزینه پایین در نظر گرفت.

اما عیب اصلی این مبدل‌ها در حالت DICM به منظور PFC این است که جریان ورودی معمولاً از پالس هاس مثلثی با نسبت زمان وظیفه یکسان می‌باشد، به صورتی که در فرکانس هاس بالا EMI بسیار بالا

می‌رود که برای رفع این عیب می‌توان از یک فیلتر در ورودی برای صاف کردن و پیوسته نمودن جریان ورودی استفاده نمود.

#### ۴-۷ خلاصه

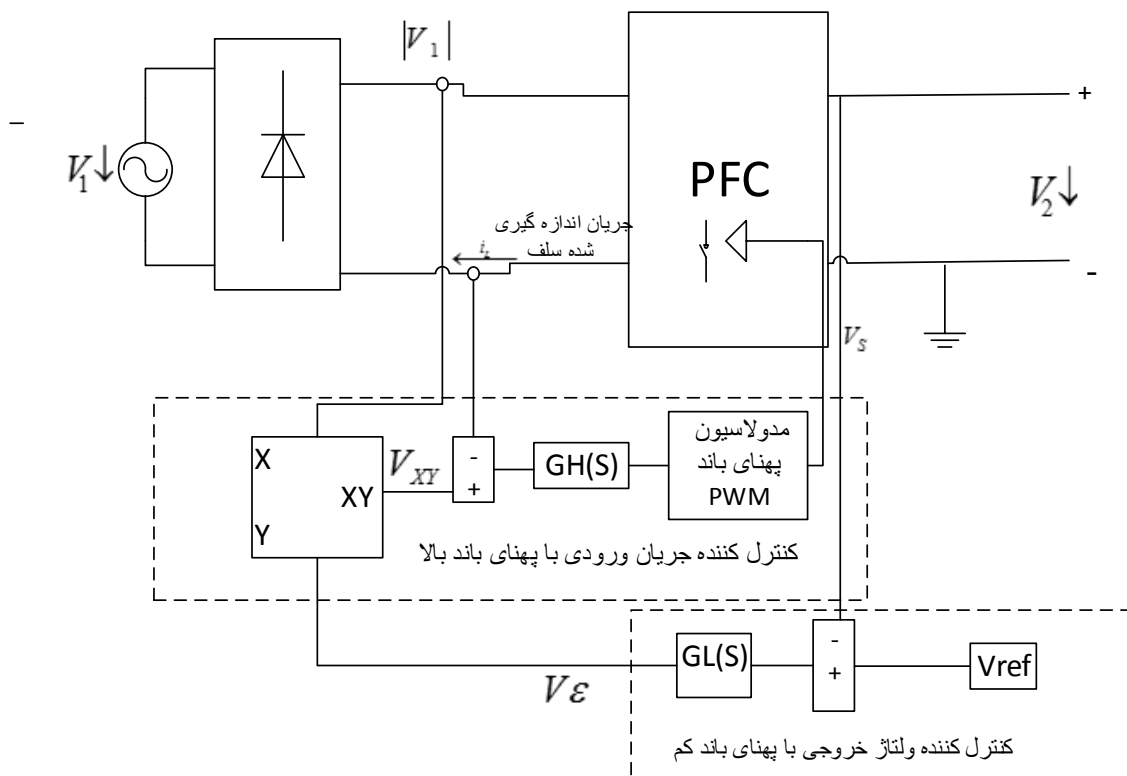
با توجه به بررسی‌هایی که در این بخش صورت گرفت می‌توان به این استنباط رسید که مبدل بوست و باک بوست دارای Self-Pfc بالایی می‌باشند که در بین آن‌ها مبدل بوست انتخاب مناسبی برای PFC در حالت گسسته یا DICM می‌باشد. از این رو طراحان این مبدل را بیشتر برای کاربردهای PFC حالت نظر قرار می‌دهند و همچنین ممکن است از مبدل‌هایی که مشخصه ولتاژ و جریان‌شان خطی باشند، و یا زمانی که سلف در حالت پیوسته خود عمل استفاده نمایند. که در قسمت بعدی عملکرد سلف در حالت پیوسته بررسی می‌شود. علاوه بر این، اگر جریان حالت گسسته به سلف اعمال شود، جریان ورودی از سلسله‌ای از پالس‌های مثلثی با نسبت زمان وظیفه تقریباً یکسان تشکیل می‌شود که برای رفع این عیب باید از یک مبدل برای صاف نمودن جریان ضربان دار به جریان پیوسته در ورودی استفاده نمود.

## فصل پنجم

عملکرد جریان سلف در حالت پیوسته  
با هدف بهبود ضریب توان فعال  
فرکانس بالا با حلقه کنترل جریان

## ۵-۱-مقدمه

در این حالت جریان سلف در یک دوره سوئیچینگ هرگز به صفر نمی رسد و انرژی ذخیره شده هرگز به صفر نمیرسد و انرژی ذخیره شده همیشه در سلف وجود دارد. یک طرح از کنترل حالت پیوسته با هدف PFC در شکل (۱-۶) نشان داده شده است.



شکل ۱-۶: بلوک دیاگرام PFC فعال در حالت پیوسته

حلقه بیرونی با  $GL(s)$  مشخص شده است که دارای پهنای باند پایین می باشد، این حلقه برای ثابت نگه داشتن ولتاژ خروجی PFC بر روی یک مقدار ثابت استفاده شده است که در واقع سیگنال خطای ولتاژ  $V_{\epsilon}$  را تولید می نماید. حلقه درونی که با  $GH(s)$  مشخص شده است با پهنای باند بالا برای کنترل جریان ورودی تعیین گردیده است. یک ضرب کننده برای فراهم نمودن  $V_{XY}$  تعیین گردیده است،  $V_{XY}$  در واقع متناسب با مرجع سیگنال خطای  $V_{\epsilon}$  می باشد که یک سیگنال مدوله شده با شکل دهی مطلوب برای جریان ورودی

تشکیل می‌دهد. شکل (5-1) یک وضعیت رایج از PFC با مبدل فعال را نشان می‌دهد که سیگنال مدوله شده، ولتاژ یکسوسوده سینوسی ورودی می‌باشد.

مدار کنترل را می‌توان با حذف ضرب کننده و اندازه‌گیری ولتاژ ساده تر نمود. در این حالت سیگنال مدوله شده برابر با سیگنال خطا می‌شود ( $V_{XY} = V_E$ )، از آنجایی که این سیگنال اساساً از ولتاژ خروجی با پهنای باند کم مهیا می‌شود، لذا در طول سیکل خط ثابت می‌باشد بنابراین جریان ورودی متناسب با سیگنال  $V_E$  کلمپ<sup>1</sup> داده می‌شود که باعث تشکیل یک شکل موج شبیه موج مربعی می‌شود. ساده تر کردن مدار باعث اعوجاج جریان ورودی می‌شود اما مطابق با استانداردها می‌توان به توانی حدود ۵۰۰ وات برای ورودی ۲۳۰ ولت بدست آورد.

راه های مختلفی برای پیاده سازی حلقه درونی پهنای باند بالا (حلقه جریان) وجود دارد [25, pp. 636-639] و [40],[41] که برخی از آن ها عبارتند از:

کنترل جریان پیک<sup>۲</sup>

کنترل جریان متوسط<sup>۳</sup>

کنترل هیستریزیس<sup>۴</sup>

کنترل مرزی<sup>۵</sup>

همه‌ی این روش ها ی کنترلی را می‌توان برای همه ی مبدل‌های DC/DC استفاده نمود که در این پایان‌نامه فقط مبدل بوست به دلیل داشتن جریان پیوسته ورودی مورد مطالعه و بررسی قرار می‌گیرد.

---

<sup>1</sup> Clamp

<sup>2</sup> Peak Current Control

<sup>3</sup> Average Current Control

<sup>4</sup> Hysteresis Current Control

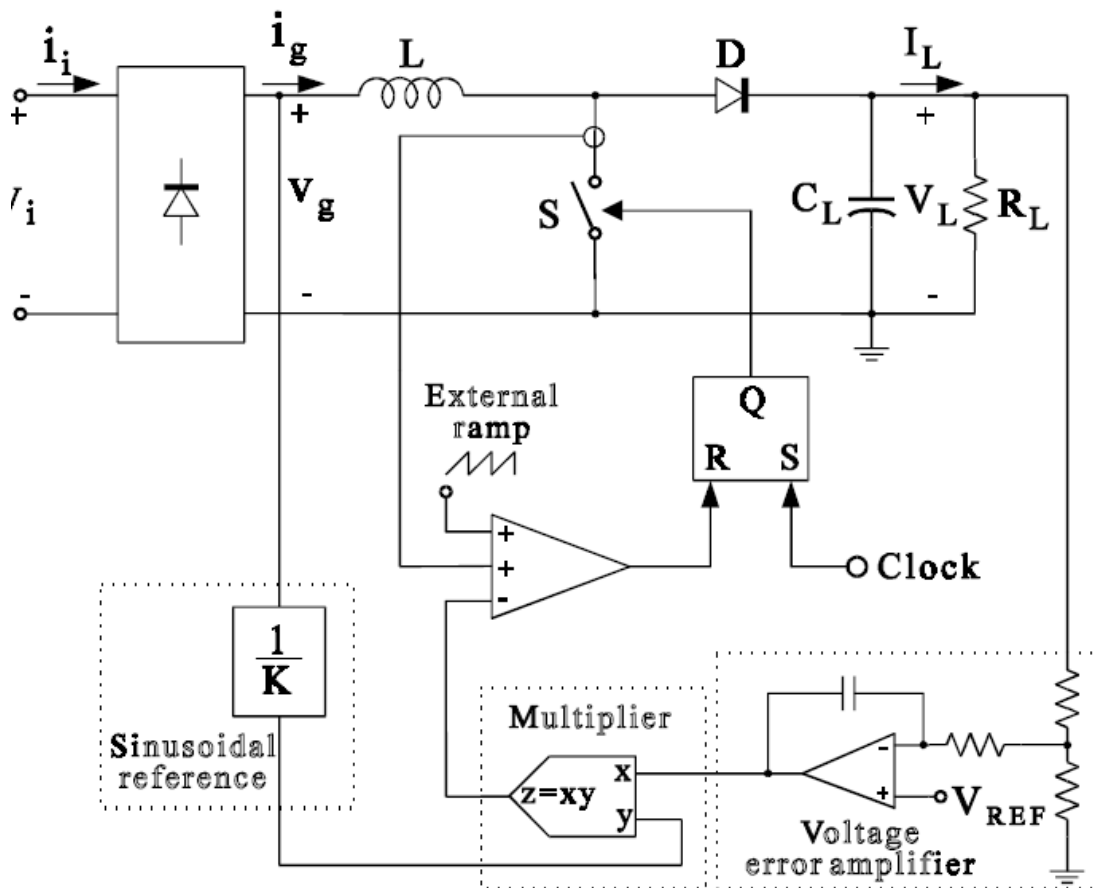
<sup>5</sup> Borderline Current Control



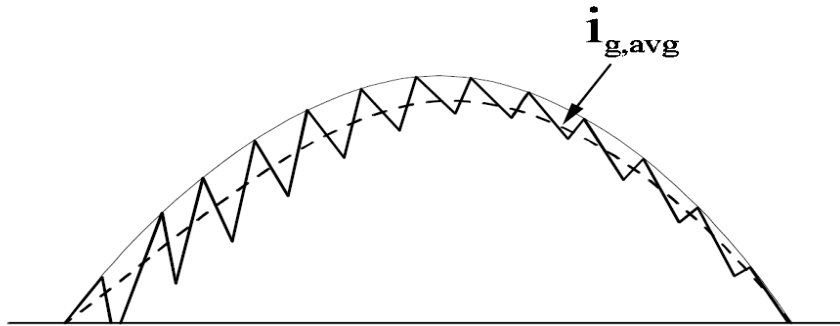
## ۵-۲ جریان پیک

در این کنترل سویچ با فرکانس سوئیچینگ ثابت روشن می شود و زمانی که شیب جریان سلف به دامنه سطح تعیین شده بوسیله حلقه خارجی برسد سوئیچ خاموش می شود. این کنترل از جریان بیش از حد سوئیچ حفاظت می کند ولی کنترل را بسیار حساس به نویز می کند. علاوه بر این کنترل جریان پیک در نسبت زمان وظیفه بالاتر از 0/5 ذاتاً ناپایدار می باشد [42]. برای حل این مشکل باید جبران ساز رمپ (شیب) به سطح شیب سلف اعمال شود.

طرح اولیه از کنترل جریان پیک در شکل (2-5) به همراه شکل موج جریان ورودی نشان داده شده است.



الف



ب

شکل ۶-۲: شماتیک PFC فعال با کنترل حلقه جریان پیک (ب) جریان سلف با کنترل جریان پیک [42]

همان طور که می بینیم، سوئیچ در یک فرکانس ثابت بوسیله ی یک کلاک پالس روشن می گردد و زمانی خاموش می شود که جمع شیب مثبت جریان سلف (جریان سوئیچ) و شیب خروجی (جبران ساز شیب) به مرجع جریان سینوسی برسد. این مرجع معمولاً از ضرب مقیاس کوچکی از ولتاژ یکسوشده ی ورودی ( $V_g$ ) و تقویت شده ی ولتاژ خروجی بدست می آید. در این روش سیگنال مرجع جریان همیشه به صورت طبیعی و متناسب با ولتاژ خط همگام می گردد تا بتواند شرایط را برای بدست آوردن ضریب توان نزدیک به یک مهیا کند.

شکل (۵-۲) نشان می دهد که مبدل در حالت پیوسته خود عمل می کند و این به این معنی است که برای کاهش تنش های جریان ورودی نیاز به یک مبدل می باشد. از سوی دیگر سخت خاموش شدن دیود هرزگرد باعث افزایش تلفات سوئیچینگ می گردد که نیاز به یک دستگاه سریع را مبرم می سازد.

اعوجاج جریان ورودی را می توان بوسیله تغییر شکل جریان ورودی کاهش داد، مثلاً می توان با معرفی یک دی سی آفست<sup>۱</sup> و یا بوسیله معرفی یک سافت کلمپ<sup>۲</sup> در مراجع [42],[43] برای رفع این مشکل بحث شده است. مثلاً در مرجع [44] نشان داده شده است که با جریان مرجع ثابت شکل موج جریان ورودی خوبی

<sup>1</sup> dcoffset  
<sup>2</sup> soft clamp

بدست می آید.

علاوه بر این اگر PFC برای عملکرد ورودی در نظر گرفته شود و یا نسبت زمان وظیفه را می توان کمتر از ۵۰ درصد نگه داشت و همچنین از جبران ساز سطح شیب دار اجتناب نمود.

## ۵-۲-۱-مزایا

- فرکانس سوئیچینگ ثابت است

- فقط جریان سوئیچ باید بوسیله یک ترانسفورمر جریان اندازه گیری شود که باعث می شود از تلفات مربوط به اندازه گیری جریان اجتناب شود.

- احتیاجی به تقویت خطای جریان نیست.

## ۵-۲-۲-معایب

- حضور نوسانات زیر هارمونیک در دیوتی سایکل بیش از ۵۰ درصد و احتیاج به جبران ساز شیب

- اعوجاج جریان ورودی در ولتاژ بالا و لامپ نوری افزایش می یابد [42-43].

- حساسیت کنترلی بیشتری نسبت به نویزهای سوئیچینگ.

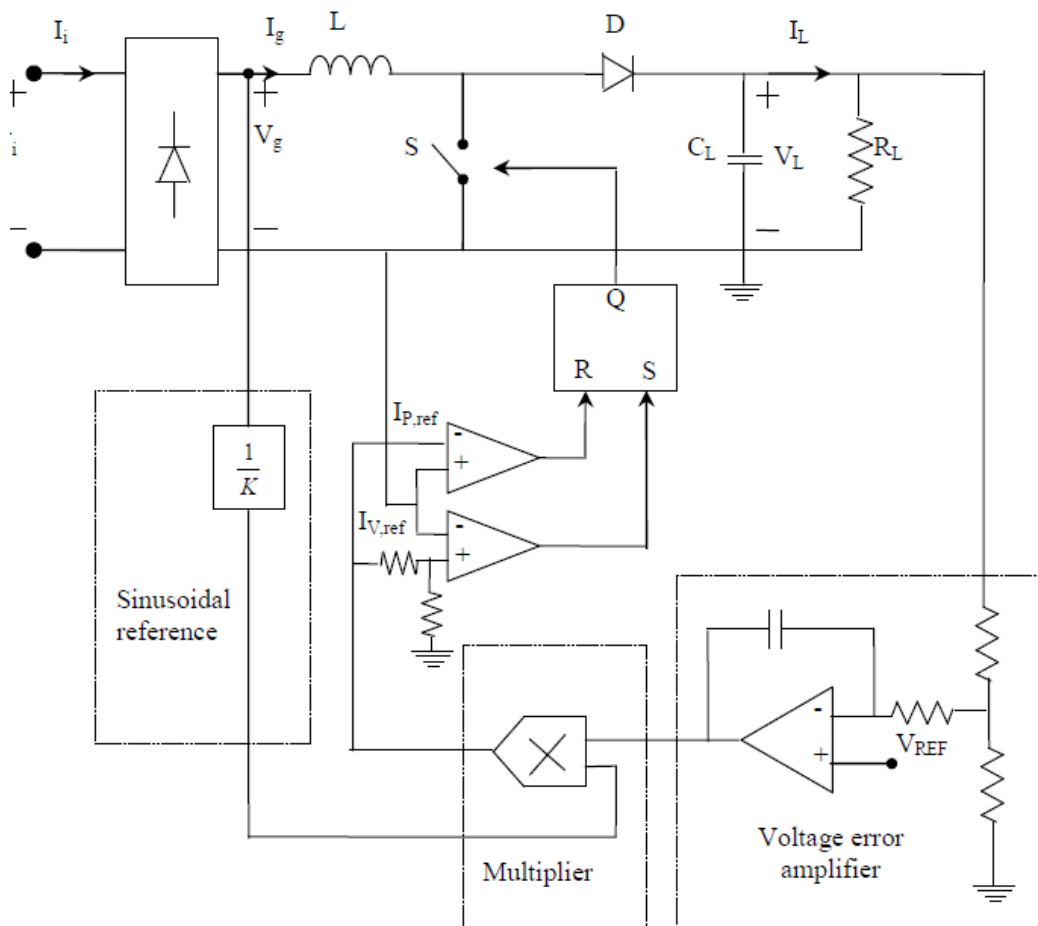
## ۵-۳-کنترل هیستریزیس

شماتیک الکتریکی و جریان سلف این روش کنترلی در شکل (5-3) نشان داده شده است. در این روش دو مرجع جریان سینوسی به نام های  $I_{p,ref}$  و  $I_{v,ref}$  تولید می شوند. یکی برای پیک جریان سلف و دیگری دره ی جریان سلف را تشکیل می دهد.

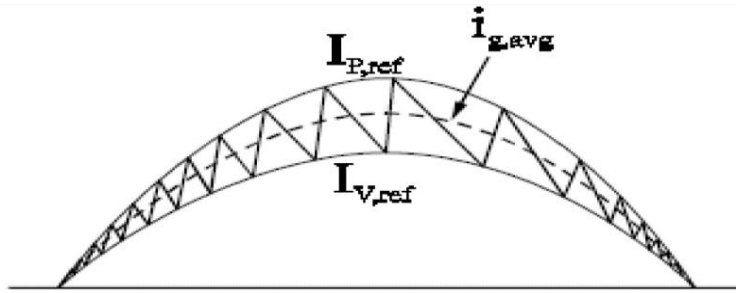
زمانی که جریان سلف به مقداری کمتر از  $I_{v,ref}$  برسد سوئیچ قدرت روشن می شود و هنگامی که جریان

سلف به مقداری بالاتر از  $I_{p,ref}$  برسد سوئیچ خاموش می گردد. [45],[46]

به منظور اجتناب از فرکانس بالای سوئیچینگ، سوئیچ را می‌توان جایی که ولتاژ خط از صفر عبور می‌کند باز نگه داشت که بدین منظور باید یک زمان مرده برای جریان تعریف می‌گردد، که آنالیز ضریب توان با در نظر گرفتن زمان مرده در مرجع [45] بررسی شده است.



الف



ب

شکل ۳-۶: شماتیک PFC فعال با کنترل حلقه جریان هیستریزیس، ب) جریان سلف با کنترل هیستریزیس [46]

### ۵-۳-۱-مزایا

- احتیاجی به جبران سازی رمپ نیست.
- اعوجاج کمی در جریان ورودی ظاهر می گردد.

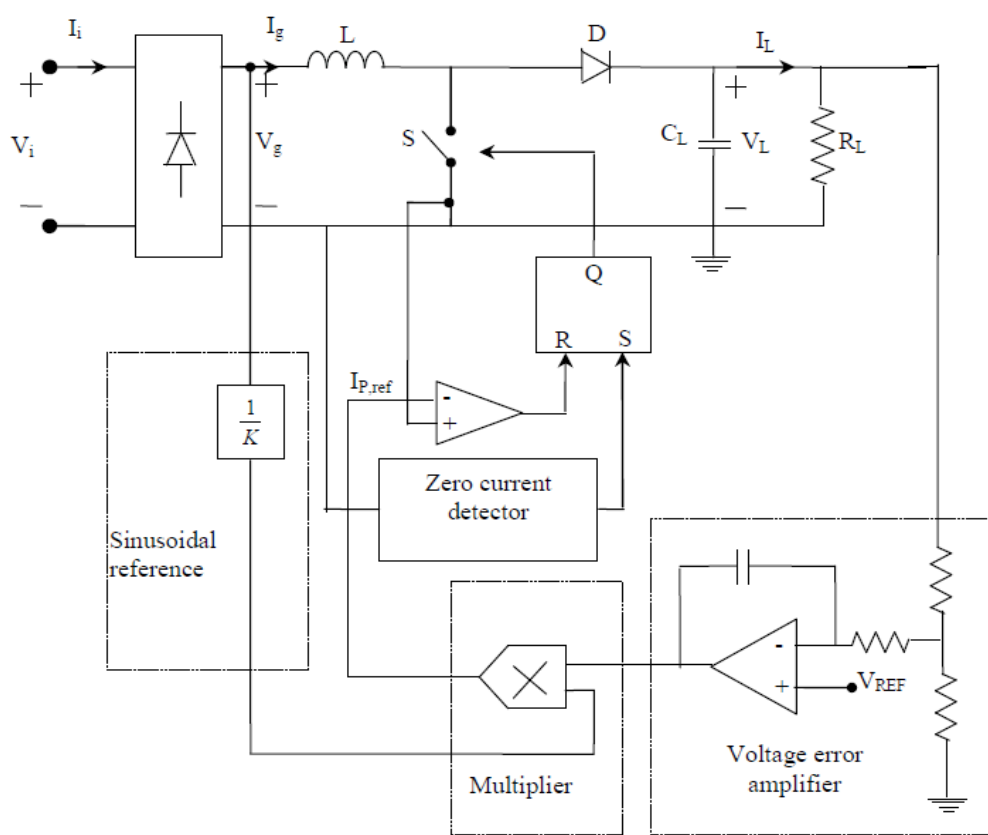
### ۵-۳-۲-معایب

- فرکانس سوئیچینگ متغیر است.
- جریان سلف باید اندازه گیری شود.
- حساسیت کنترل نسبت به نویز سوئیچینگ

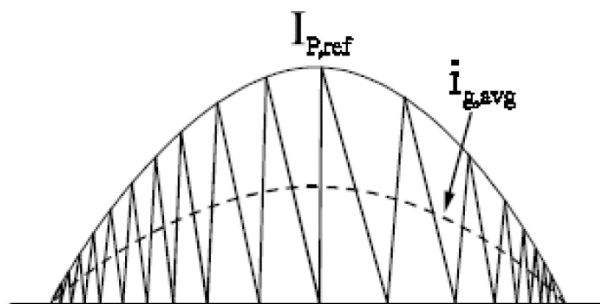
### ۵-۴-کنترل مرزی

در این روش کنترلی سوئیچ به حالت طولانی در طول سیکل خط ثابت نگه داشته می شود. زمانی که جریان سلف به صفر افت می کند سوئیچ روشن می شود و بنابراین مبدل در مرز بین جریان سلف حالت پیوسته و گسسته عمل می کند [47]. در این روش دیود هرزگزد به آرامی خاموش می گردد (بدون بازگشت تلفات) و سوئیچ در جریان صفر روشن می گردد، بنابراین تلفات سوئیچینگ کاهش می یابد. این نوع کنترل یک مورد خاص از کنترل پسماند (هیستریزیس) می باشد که جریان مرجع  $I_{v,ref}$  در هر نقطه صفر می باشد. طرح این

نوع کنترل در شکل (۴-۵) نشان داده شده است. جریان آنی ورودی از توالی و ترکیب موج مثلثی تشکیل شده است که پیک این امواج مثلثی متناسب با ولتاژ خط می باشد، بنابراین جریان متوسط ورودی متناسب با ولتاژ خط و بدون حالت مدولاسیون زمان وظیفه در طول سیکل خط بوجود می آید که این ویژگی کنترل به عنوان تکنیک شکل دهی اتوماتیک جریان نامیده می شود. و به دلیل نمونه گیری از جریان ورودی با هدف PFC، این روش (کنترل مرزی) در قسمت قبلی تعریف نشد، زیرا در بهبود ضریب توان ذاتی نمونه گیری ای از جریان نداشتیم و به صورت اتوماتیک این مهم را اجرا می نمود.



الف



ب

شکل ۴-۶: شماتیک PFC فعال با کنترل حلقه جریان مرزی، ب) جریان سلف با کنترل مرزی [47]

#### ۵-۴-۱ مزایا

- احتیاج نداشتن به جبران ساز رمپ

- احتیاج نداشتن به تقویت خطای جریان

- برای کنترل کننده هایی که از اندازه گیری جریان استفاده می کنند، محدودیت اندازه گیری جریان می تواند معرفی شود.

#### ۵-۴-۲ معایب

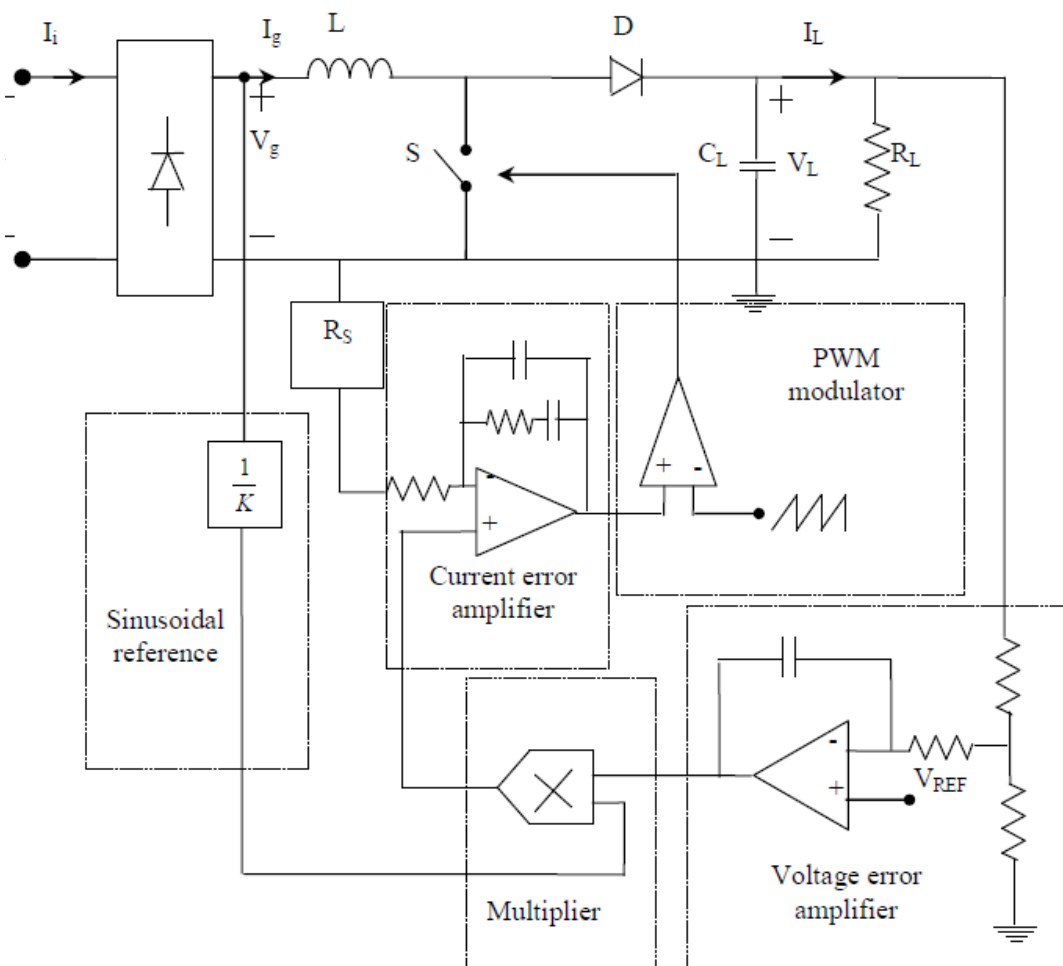
- فرکانس سوئیچینگ متغیر

- ولتاژ سلف باید به منظور آشکارسازی جریان صفر سلف اندازه گیری شود.

- برای کنترل کننده های که از اندازه گیری جریان سوئیچ استفاده می کنند، کنترل سوئیچینگ نسبت به نویز حساس می باشد.

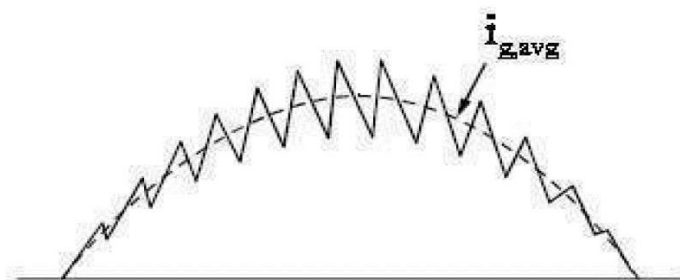
## ۵-۵ کنترل جریان متوسط

اما روش کنترلی دیگری که شکل موج جریان ورودی بهتری را فراهم می‌سازد کنترل جریان متوسط می‌باشد که در شکل (5-۵) نمایش داده شده است [45],[48-50]. اینجا جریان سلف اندازه‌گیری می‌شود و بوسیله‌ی تقویت خطای جریان مبدل می‌شود که در نهایت خروجی از حالت مدولاسیون پهنای باند ناشی می‌گردد. در این روش حلقه‌ی درونی منجر به حداقل رساندن خطا بین جریان متوسط ورودی  $i_g$  و مرجع آن می‌شود. تکنیک کنترل جریان متوسط می‌تواند بر مشکلات کنترل جریان پیک با معرفی یک بهره‌ی بالا و ادغام تقویت کننده جریان (CA) درون حلقه جریان غلبه کند، با توجه به ویژگی پهنای باند حلقه جریان می‌توان برای عملکرد مطلوب با جبران سازی حول CA طراحی کرد.



الف





ب

شکل ۵-۶: شماتیک PFC فعال با کنترل حلقه جریان متوسط، ب) جریان سلف با کنترل جریان متوسط [48]

جریان متوسط با درجه و دقت بالایی جریان برنامه ریزی شده را دنبال می کند. این مخصوصاً در پیش تنظیم کننده های ضریب توان بالا مهم می باشد که قادر می سازد اعوجاج هارمونیک از ۳ درصد را با سلف کوچکی را بدست آورد، در واقع عملکرد حالت جریان متوسط زمانی که از حالت مرزی به حالت پیوسته در سطح های جریان کم عبور می کند خوب می باشد، و ولتاژ خروجی بی اعتنا می باشد.

### ۵-۵-۵- مزایا

- جبران سازی سطح شیب نیازی نیست، اما یک محدودیت بهره حلقه در فرکانس سوئیچینگ به منظور بدست آوردن پایداری وجود دارد.

- مصونیت در برابر نویز بسیار عالی می باشد. وقتی که کلاک پالس سوئیچ را روشن می کند، اسیلاتور رمپ به مقداری کمتر از خودش افت می کند.

- روش کنترل جریان متوسط می تواند برای اندازه گیری و کنترل جریان در هر شاخه ای از مدار مورد استفاده قرار می گیرد. بنابراین می تواند با توپولوژی باک و فلائی بک جریان ورودی دقیقی می سازد و جریان

خروجی را می‌تواند با توپولوژی بوست و فلای بک کنترل نمود.

- فرکانس سوئیچینگ ثابت است

- احتیاج نداشتن به جبران ساز شیب

- حساسیت کنترل کمتری نسبت به نویزهای سوئیچینگ به علت فیلترینگ جریان، شکل موج جریان ورودی بهتری نسبت به کنترل جریان پیک در لحظه عبور از صفر ولتاژ خط که نسبت زمان وظیفه نزدیک یک می‌باشد.

### ۵-۵-۲ معایب

- جریان سلف باید اندازه‌گیری شود.

- خطای تقویت شده‌ی جریان مورد نیاز می‌باشد و طراحی جبران ساز شبکه باید بر اساس نقاط کار مختلف در طول سیکل خط انجام می‌گیرد.

### ۵-۶ تراشه های مجتمع تصحیح ضریب توان

برای انجام همه اعمال مورد نیاز برای تصحیح ضریب توان تعدادی از کارخانه های مهم تراشه هایی را عرضه نموده اند. این تراشه‌ها در واقع بک مبدل بوست (در حالت هدایت پیوسته یا مرز پیوسته و گسسته ) استفاده می‌کنند و همانطور که در مورد وظایف مبدل PFC در فصل های قبل توضیح داده شد اینجا نیز هرکدام از این تراشه ها، این وظایف را انجام می‌دهند

جدول ۶-۱: تراشه های مربوط به PFC اکتیو فرکانس بالا

Control technique	Control IC's available
Constant frequency peak current control	ML4812 (Micro Linear),TK84812 (Toko)
Constant frequency average current control	UC1854/A/B family (Unitrode),UC1855(), TK3854A (Unitrode),ML4821 (Toko),TDA4815 ,TDA4819 (siemens), TA8310 (Toshiba),L4981A/B (SGS-Thomson),LT1294 (Liner Tech)
Hysteresis control	CS3810 (Cherry Semic)
Borderline control	TDA4814,TDA4816,TDA4817,TDA4818 (Siemens),SG3561(Silicon General),UC1852 (Unitrod),MC33261,MC33262 (Motorola), L6560 (SGS-Thomson)

### ۵-۶-۱ تراشه UC1854 از شرکت یونیتروود

همانطور که گفته شد یک رگولاتور boost بهترین انتخاب برای طبقه قدرت یک PFC فعال می-باشد و این به خاطر پیوسته بودن جریان ورودی آن است که تقریباً بهترین شکل موج جریان ورودی را تولید می-کند. عیب رگولاتور بوست این است که ولتاژ خروجی باید بزرگتر از پیک ولتاژ ورودی باشد. برای تصحیح ضریب توان جریان ورودی، رگولاتور boost باید متناسب با شکل موج ولتاژ ورودی برنامه ریزی شود. برای کنترل جریان ورودی، فیدبک ضروری می-باشد و ممکن است از کنترل حالت جریان پیک

استفاده شود. که به دلیل حجیم شدن پایان نامه از شرح کارکرد این تراشه خودداری نموده و برای مطالعه می توان به مرجع [51] رجوع نمود، که در این مرجع هر دو تکنیک کنترل جریان پیک و کنترل جریان متوسط با تراشه UC3854 پیاده سازی شده است.

## ۵-۷ خلاصه

در این بخش چندین روش کنترلی خاص و توسعه یافته برای PFC با مبدل بوست به طور مجزا و با استفاده از تراشه های مدار مجتمع بررسی شد، برای هر استراتژی کنترل مزایا و معایبی مطرح شد.

اگرچه کنترل جریان پیک مشخصات بهتری را ارائه می دهد اما اشکالاتی از قبیل مصونیت نویز کم، نیاز به جبران ساز و خطای جریان متوسط پیک را دارا می باشد که این مشکلات می تواند با کنترل جریان متوسط با افزایش هزینه و پیچیده گی رفع شود.

در کنترل هیستریزیس و مرزی باید از فرکانس متغیر استفاده نمود که باعث ایجاد هارمونیک های فرعی می گردد. در کنترل مرزی (Bordline) به دلیل حضور ریپل های جریان بالا اعوجاج هارمونیک بالایی باشد از این روماکزیمم ضریب توان 0/87 می باشد.

از این رو جریان پیک و جریان متوسط نسبت به سایر تکنیک ها دارای مزیت بهتری می باشد.

این مبدل ها هنگامی که در حالت پیوسته عمل می کنند هارمونیک های خط را کاهش می دهد اما مشکلاتی از قبیل :

- افزایش EMI به موجب فرکانس بالای جریان ورودی

- معرفی تلفات اضافی در نتیجه کاهش راندمان

- افزایش پیچیدگی مدارات، تاثیرات منفی نسبت به تجهیزات مانند: سنگین بودن و گران بودن

فرکانس بالای EMI را می‌توان با مبدل بین منبع و پل دیودی حذف نمود، تلفات اضافی را می‌توان با استفاده از سوئیچینگ نرم از قبیل ZVS، ZCS و ZVI کاهش داد.

## فصل ششم: کنترل حالت لغزشی

## مقدمه

کنترل حالت لغزشی با ساختار متغیر اساساً یک کنترل تطبیقی است که عملکرد مقاوم را با تغییرات پارامتر و اغتشاش بار ایجاد می‌کند. این کنترل، یک کنترل غیرخطی می‌باشد که می‌توان آن را به پلنت خطی و غیرخطی اعمال نمود. در کنترل حالت لغزشی پاسخ سیستم بوسیله یک الگوریتم سوئیچ، یک مسیر از پیش تعیین شده یا حالت مرجع را صرف نظر از تغییرات پارامتری سیستم و اغتشاش بار در صفحه فاز دنبال می‌کند.

کنترل کننده انحراف مسیر واقعی را مشخص می‌نماید و به نسبت تغییرات با استراتژی سوئیچ، مسیر اصلی را دنبال می‌کند. عملکرد کنترل حالت لغزشی مقداری شبیه کنترل تطبیقی حالت مرجع (MRAC) می‌باشد اما طراحی و پیاده سازی آن نسبت به MRAC مقداری ساده تر می‌باشد. کنترل حالت لغزشی را می‌توان به سروو درایور با موتورهای DC، موتورهای سلفی و موتورهای سنکرون برای کاربردهایی نظیر: درایو روبات، کنترل ابزار ماشین اعمال نمود.

کنترل حالت لغزشی یکی از رویکردهای کنترل مقاوم می‌باشد که یک نوع خاص از کنترل ساختار متغیر (VSCs) می‌باشد. کنترل ساختار متغیر بوسیله قوانین بازخورد و قاعده تصمیم گیری (تابع سوئیچینگ نامیده می‌شود) شرح داده می‌شود که می‌تواند از ترکیب زیر سیستم هایی، که هر زیر سیستم دارای ساختار کنترل ثابت می‌باشد و برای ناحیه ی خاصی از رفتار سیستم اعتبار داده شود.

در کنترل حالت لغزشی کنترل ساختار متغیر طراحی می‌شود. در این روش حالت های سیستم در همسایگی تابع سوئیچینگ محدود نگاه داشته می‌شود که باعث دو مزیت می‌گردد: رفتار دینامیکی مناسب سیستم با انتخاب تابع سوئیچ ویژه می‌شود، و پاسخ حلقه بسته سیستم به عدم قطعیت ها غیرحساس می‌شود، لذا در بخش بعدی قصد داریم به طراحی کنترل کننده حالت لغزشی با هدف بهبود ضریب توان و تنظیم ولتاژ خروجی بر روی یکسوکننده تکفاز تمام موج پردازیم.

## ۶-۱ طراحی کنترل کننده حالت لغزشی

عملکرد این روش تقریباً شبیه بهبود ضریب توان فعال فرکانس بالا با کنترل حلقه جریان می باشد.

### ۶-۱-۱ تولید جریان مرجع جریان

جریان مرجع سلف از تقویت شده خطای ولتاژ خروجی به صورت زیر تهیه می شود:

$$i_{ref} = k(v_{ref} - \beta v_o) \quad (1-7)$$

$v_o$  و  $v_{ref}$  به ترتیب ولتاژ خروجی مرجع و ولتاژ اندازه گیری شده را نشان می دهد.  $\beta$  نسب فیدبک ولتاژ خروجی و  $k$  بهره ی تقویت خطای ولتاژ را نشان می دهد، اصولاً  $k$  را برای پاسخ دینامیکی سریع و مینیمم کردن خطای حالت دائم بزرگ می گیرند. جریان مرجع معادل با جریان حالت دائم سلف می باشد،  $i_{ref(ss)} = i_{l(ss)} = k(v_{ref} - \beta v_{o(ss)})$ ، با توجه باینکه  $v_{ref} - \beta v_o$  کاملاً صفر نمی شود، می توان برای تولید جریان مرجع بهینه از یک انتگرال اضافی که شامل خطای ولتاژ می باشد استفاده کرد. در واقع این انتگرال خطای حالت دائم ولتاژ را کاهش می دهد که به طبع آن جریان مرجع دقیق تری را ایجاد می کند. اما ما در این پژوهش برای تولید مرجع جریان از رابطه (۶-۱) استفاده می کنیم.

### ۶-۱-۲ سطح لغزش پیشنهادی

تابع سوئیچینگ را به صورت  $u = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(s))$  در نظر می گیریم،  $u$  در این جا نشان دهنده حالت منطقی سوئی (SW) می باشد. سطح لغزش پیشنهادی از ترکیب خطی سه متغیر حالت به صورت زیر تشکیل شده است:

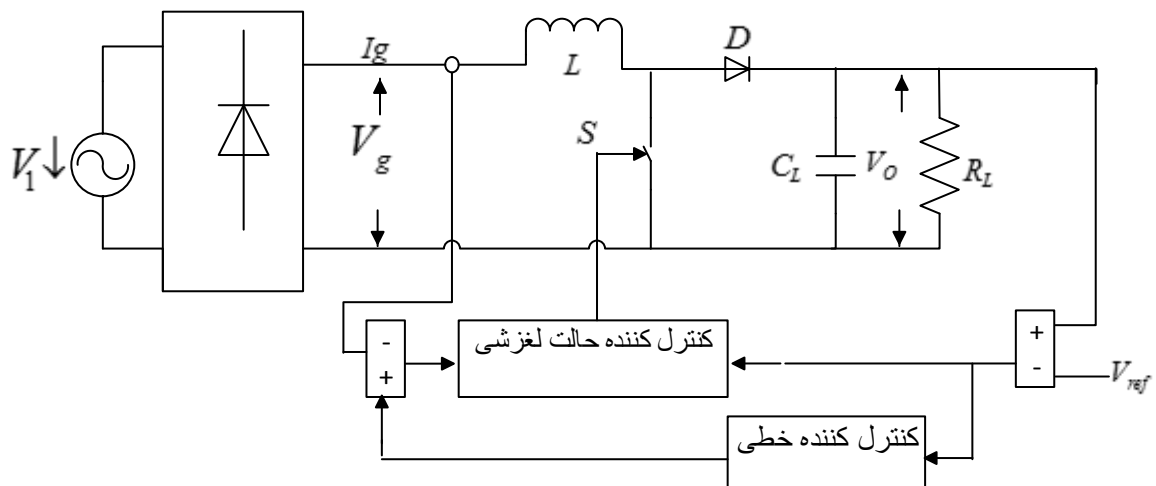
$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 \quad (2-7)$$

$\alpha_1, \alpha_2$  و  $\alpha_3$  ضرایب سطح لغزش می باشند. و متغیرهای حالت  $x_1, x_2$  و  $x_3$  به ترتیب خطای جریان سلف، خطای ولتاژ خروجی و انتگرال خطای جریان و ولتاژ خروجی می باشد که به صورت زیر می توان بیان نمود:



$$\begin{cases} x_1 = i_{ref} - i_L \\ x_2 = v_{ref} - \beta v_o \\ x_3 = \int x_1 + x_2 = \int i_{ref} - i_L + \int v_{ref} - \beta v_o \end{cases} \quad (3-7)$$

بلوک دیاگرام PFC با کنترل حالت لغزشی به صورت زیر می باشد:



شکل ۶-۱: بلوک دیاگرام PFC با کنترل حالت لغزشی

$i_L$  جریان اندازه گیری شده سلف را در هر لحظه نشان می دهد. کند در حالت ایده آل ، زمانی که سوئیچینگ فرکانس بی نهایت داریم تنها با تعریف سطح لغزش بر مبنای متغیرهای حالت  $x_1$  و  $x_2$  می توان کنترل کننده حالت لغزشی را به گونه ای طراحی نمود که این کنترل کننده بتواند ولتاژ خروجی و جریان سلف را تنظیم کند تا سرانجام بتواند مقدار مرجع خود را دنبال کند. اما کنترل کننده حالت لغزشی با دو متغیر حالت  $x_1$  و  $x_2$  در فرکانس بی نهایت یا ثابت به صورت خیلی دقیق نمی باشد و مقداری خطای دائم زمانی که به مقدار مرجعشان می رسند دارند، که نشانگر یک کنترل ناقص می باشد بنابراین برای رفع خطای موجود می توان یک ترم اضافی  $x_3$  که در واقع انتگرال خطای جریان و ولتاژ می باشد معرفی نمود. که معمولاً با آن کنترل حالت لغزشی انتگرالی هم می گویند.

### ۶-۱-۳- معادله دینامیکی کنترل کننده پیشنهادی و کنترل معادل

با در نظر گرفتن شرایط حالت پیوسته مبدل بوست و بوسیله مشتق گیری از معادله (۳-۶) معادله دینامیکی سیستم به صورت زیر می شود:

$$(۴-۷) \quad \begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d[i_{ref} - i'_g]}{dt} = \frac{\beta K}{C} - \frac{v_g - \bar{u}v_o}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{d[v_{ref} - \beta v_o]}{dt} = -\frac{\beta}{C} i_c \\ \dot{x}_3 = x_1 + x_2 = (i_{ref} - i'_g) + (v_{ref} - \beta v_o) = (K+1)[v_{ref} - \beta v_o] - i'_g \end{cases}$$

اینجا  $\bar{u} = 1 - u$ ، به عنوان معکوس منطقی  $u$ ، مقدار اندازه گیری شده (آنی) ولتاژ ورودی،  $i_c$  مقدار اندازه گیری شده جریان خازن،  $C$  و  $L$  مقدار ظرفیت خازنی و اندوکتانس سلفی در مبدل می باشند. و  $r_L$  و  $i_r$  به ترتیب مقاومت آنی بار و جریان بار می باشد. با حل معادله زیر سیگنال کنترل معادل بدست می آید:

$$(۵-۷) \quad \frac{ds}{dt} = \alpha_1 \dot{x}_1 + \alpha_2 \dot{x}_2 + \alpha_3 \dot{x}_3 = 0$$

$$(۶-۷) \quad u_{equivalent} = 1 - \frac{K_2}{v_o} i_c - \frac{v_g}{v_o} + \frac{K_1}{v_o} [v_{ref} - \beta v_o] - \frac{K_3}{v_o} i'_g$$

$$(۷-۷) \quad \begin{cases} K_1 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1} L(K+1) \\ K_2 = \frac{\beta}{LC} (K + \frac{\alpha_2}{\alpha_1}) \\ K_3 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1} L \end{cases}$$

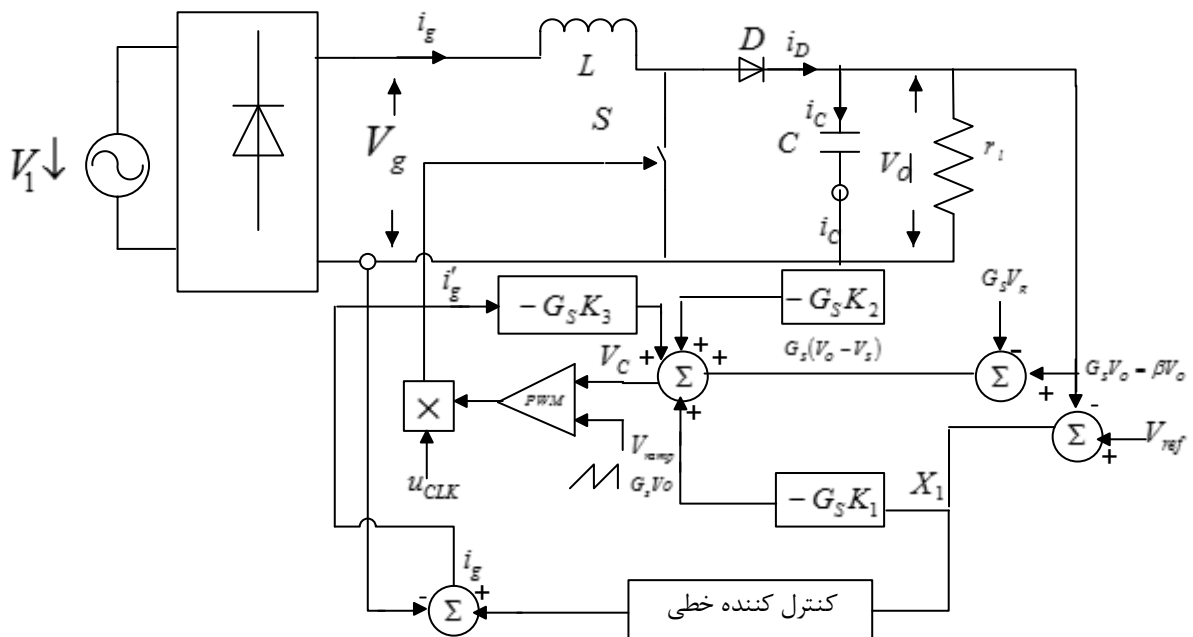
که  $K_1, K_2, K_3$  بهره ثابت متغیره ها می باشند و قانون کنترل معادل بوسیله ی صفر و یک، کراندار و پیوسته می باشد. با توجه به معادله (۶-۶) می توان کنترل معادل را بر اساس متغیرهای حالت  $x_1$  و  $x_2$  به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$u_{equivalent} = 1 - \frac{K_2 \frac{v_o}{r_L} - v_i + K_3 [v_{ref} - \beta v_o] - K_3 [i_{ref} - i'_g]}{K_2 i'_g - v_o} \quad (8-7)$$

معادلات بدست آمده برای راه اندازی قانون کنترل معادل پیچیده می باشد، که با استفاده از متغیرهای حالت  $i_c$  و  $i_L$  می توان فرم دیگری برای قانون کنترل معادل بیان نمود که پیچیدگی راه اندازی کنترل معادل را به حداقل برساند. از این رو می توان کنترل معادل را به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$\begin{cases} v_c = G_S K_1 [v_{ref} - \beta v_o] - G_S K i_c - G_S K_3 i'_g + G_S [v_o - v_g] \\ v_{ramp} = G_S v_o \end{cases} \quad (9-7)$$

که راه اندازی این کنترل معادل همراه با مبدل بوست در شکل (۶-۲) نشان داده شده است:



شکل ۷-۱: مدار الکتریکی PFC با کنترل حالت لغزشی

اینجا ضریب  $G_S$  مقداری بین  $[0,1]$  را می تواند اختیار کند، که این ضریب برای پایین آوردن مقیاس اندازه ولتاژ، برای راه اندازی تراشه ها مورد استفاده قرار گرفته می شود. علاوه بر این باید بیان نمود که سوئیچینگ سیگنال  $u$  موجود در مبدل بوست نباید نسبت زمان وظیفه ای برابر یک داشته باشد. که برای محافظت از

وقوع احتمال نسبت زمان وظیفه با مقدار یک می‌توان از یک حالت منطقی ساخته شده اند<sup>۱</sup> در شکل (۶-۲) بهره گرفت. طراحی کنترل کننده بر اساس (۶-۹) و با فرض  $G_s = \beta$  انجام می‌پذیرد و شکل (۶-۲) نمای کلی از راه اندازی این کنترل کننده را نشان می‌دهد.

#### ۶-۱-۴ پایداری

برای بررسی عملکرد صحیح و پایداری مبدل با کنترل کننده حالت لغزشی باید سه شرط رسیدن<sup>۲</sup>، شرط وجود<sup>۳</sup> و شرط پایداری<sup>۴</sup> بررسی شود.

شرط رسیدن را می‌توان با انتخاب مناسب تابع سوئیچینگ برآورده کرد، در واقع باید تابع سوئیچینگ را به دور از شرایط اولیه به گونه ای انتخاب کرد که مسیر های حالت ها همیشه به صورت مستقیم و روبه جلو به سمت سطح لغزش باشند. که تابع سوئیچینگ انتخابی به صورت زیر می‌باشد:

$$u = \begin{cases} 1 = ON & \text{when } s > 0 \\ 0 = OFF & \text{when } s < 0 \\ \text{unchanged} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7-10)$$

اما شرط وجود را می‌توان با بررسی شرایط قابل دسترسی محلی  $\dot{S}S < 0$  مهیا نمود. شرط وجود رامی‌توان در دو مرحله بررسی نمود: ۱- زمانی که  $S > 0$  (زمانی که سوئیچ یک است) که شرط وجود به صورت زیر می‌شود:

$$\alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{V_g}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K+1)[V_{ref} - \beta v_o] - i'_g) < 0 \quad (7-11)$$

۱- وقتی  $s < 0$  (زمانی که سوئیچ صفر است) شرط وجود مانند زیر می‌گردد:

<sup>1</sup> And

<sup>2</sup> hitting condition

<sup>3</sup> existence condition

<sup>4</sup> existence condition

$$\alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{V_g - V_o}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K+1)[V_{ref} - \beta v_o] - i'_g) > 0 \quad (12-7)$$

قانون کنترل و ضرایب بهره لغزش باید به گونه‌ای طراحی شود که شرایط پایداری را برآورده سازد. و این زمانی محقق می‌شود که مسیرها بوسیله سطح لغزش مستقیم باشد و همیشه در جهت نقطه تعادل پایدار باشد. اما بررسی شرط سوم پایداری نیاز به تامل بیشتری دارد. با توجه به این امر که سیستم‌هایی دارای فرم کانونیکال بوده را می‌توان سطح لغزششان را برابر صفر قرار داد و با معیار راث هرویتز به بررسی پایداری آن‌ها پرداخت، اما درمقابل سیستم‌هایی که دارای فرم کانونیکال نبوده را نمی‌توان با این روش به بررسی پایداری آن‌ها پرداخت، لذا می‌توان از روشی به نام دینامیک لغزشی ایده‌آل استفاده نمود، در این روش ابتدا سیستم را حول نقطه تعادل خطی سازی نموده و سپس مقادیر ویژه آن را بررسی می‌کنیم- [52, pp.11-13].

#### ۱-۴ دینامیک لغزش ایده آل<sup>۱</sup>

با جایگزین کردن  $u_{eq}$  به جای  $\bar{u}$  موجود در معادلات مبدل بوست تحت حالت پیوسته، سیستم گسسته داخل یک سیستم پیوسته حالت لغزشی ( $SM^{11}$ ) قرار می‌گیرد

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{l} - \frac{v_o}{l} u_{eq} \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} u_{eq} - \frac{v_o}{r_L C} \end{cases} \quad (13-7)$$

با جایگزینی معادله (8-6) در (13-6) می‌دهد

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_i}{L} - \frac{v_o}{l} \frac{K_2 \frac{v_o}{r_L} - v_i + K_3 [v_{ref} - \beta v_o] - K_3 [i_{ref} - i_L]}{K_2 i_L - v_o} \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} \frac{K_2 \frac{v_o}{r_L} - v_i + K_3 [v_{ref} - \beta v_o] - K_3 [i_{ref} - i_L]}{K_2 i_L - v_o} - \frac{v_o}{r_L C} \end{cases} \quad (14-7)$$

<sup>1</sup> Ideal Sliding Dynamics

معادله (۱۴-۶) دینامیک لغزش ایده آل می‌باشد که برای کنترل مبدل بوست به روش کنترل جریان حالت لغزشی می‌باشد.

#### ۴-۲- آنالیز نقطه تعادل:

فرض می‌کنیم که یک نقطه تعادل پایدار بر روی سطح لغزش وجود دارد که دینامیک لغزش ایده آل بر روی آن می‌ماند. نقطه تعادل، نقطه ای است که در آن دینامیک های سیستم هیچ حرکتی ندارند. اگر هیچ ورودی و اغتشاش باری در مدار نباشد معادلات (۱۴-۶) معادله زیر را نتیجه می‌دهد:

$$i_L = \frac{V_o^2}{ViR_L} \quad (۱۵-۷)$$

۴-۳- خطی سازی دینامیک لغزش ایده آل:

با خطی سازی معادلات دینامیک لغزش ایده آل (14-6) حول نقطه تعادل داریم:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = a_{11} \tilde{i}_L + a_{12} \tilde{v}_o \\ \frac{d\tilde{v}_o}{dt} = a_{21} \tilde{i}_L + a_{22} \tilde{v}_o \end{cases} \quad (۱۶-۷)$$

که

$$\begin{cases} a_{11} = \frac{K_3 V_i R_L}{K_2 L V_o - L V_i R_L} \\ a_{12} = \frac{K_1 \beta V_i R_L - 2K_2 V_i + \frac{V_i^2 R_L}{V_o}}{K_2 L V_o - L V_i R_L} \\ a_{21} = \frac{K_2 V_i - \frac{V_i^2 R_L}{V_o} - K_3 V_o}{K_2 V_o C - C V_i R_L} \\ a_{22} = \frac{\frac{K_2 V_o}{R_L} - K_1 \beta V_o}{\frac{1}{2} V_o C - C V_i R_L} - \frac{1}{R_L C} \end{cases} \quad (۱۷-۷)$$

و این خطی سازی زمانی انجام می پذیرد که شرایط ثابت نقطه تعادل که عبارتند از:  $R_L = r_L$ ،  $V_i = v_i$ ،  $V_{ref} - \beta V_o = 0$  و  $I_{ref} - I_L = 0$  باشد. علاوه بر این فرض می کنیم که  $I_L \gg \tilde{i}_L$  و  $V_o \gg \tilde{v}_o$  باشد. معادله مشخصه این سیستم خطی شده به فرم زیر می شود:

$$s^2 - (a_{11} + a_{22})s + a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = 0 \quad (18-7)$$

این سیستم زمانی پایدار خواهد بود که نامعادله های زیر برقرار باشند:

$$a_{11} + a_{22} < 0 \quad (19-7)$$

$$a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} > 0 \quad (20-7)$$

برای نشان دادن رابطه (19-6) شرط پایداری به صورت زیر می گردد:

$$\frac{K_3 CV_i R_L - K_1 L \beta + LV_i}{K_2 V_o - V_i R_L} < 0 \quad (21-7)$$

به صورت دیگر می توان بیان کرد که:

$$\begin{cases} K_3 \frac{V_i R_L C}{L \beta V_o} + \frac{V_i}{\beta V_o} < K_1 & \text{When } K_2 > \frac{V_i R_L}{V_o} \\ K_3 \frac{V_i R_L C}{L \beta V_o} + \frac{V_i}{\beta V_o} > K_1 & \text{When } K_2 < \frac{V_i R_L}{V_o} \end{cases} \quad (22-7)$$

و رابطه (20-6) را می توان به صورت زیر بازنویسی نمود:

$$2K_3 V_o^3 (K_2 - K_1 \beta R_L) + V_i V_o^2 K_2 (K_1 \beta R_L - 2K_2) + V_i^2 V_o R_L (3K_2 - K_1 \beta R_L) - V_i^3 R_L^3 > 0 \quad 23-7$$

## فصل هفتم

# تحليل نتايج شبیه سازی

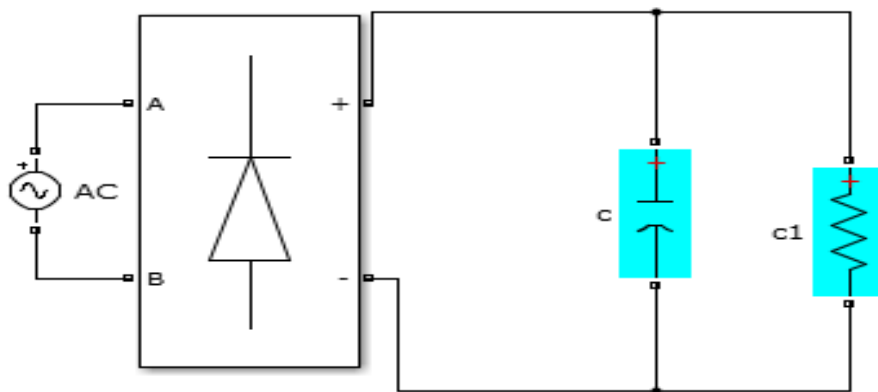


## مقدمه

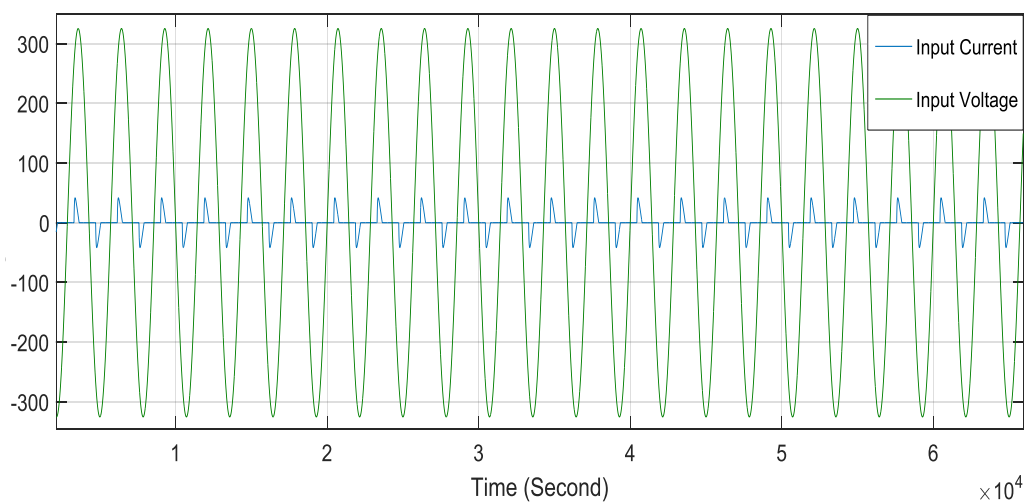
در این فصل در ابتدا به بررسی نتایج شبیه سازی در یکسوکننده تمام موج دیودی - خازنی می‌پردازیم و سپس نتایج شبیه سازی با مبدل فعال فرکانس بالا را همراه با کنترل کننده حلقه جریان تناسبی- انتگرالی (PI) بررسی می‌شود، و در قسمت آخر بهبود ضریب توان فعال فرکانس بالا با کنترل کننده حالت لغزشی برای اعتبار سنجی این پایان‌نامه مورد تحلیل قرار می‌گیرد.

## ۷-۱ یکسوکننده تکفاز تمام موج دیودی - خازنی

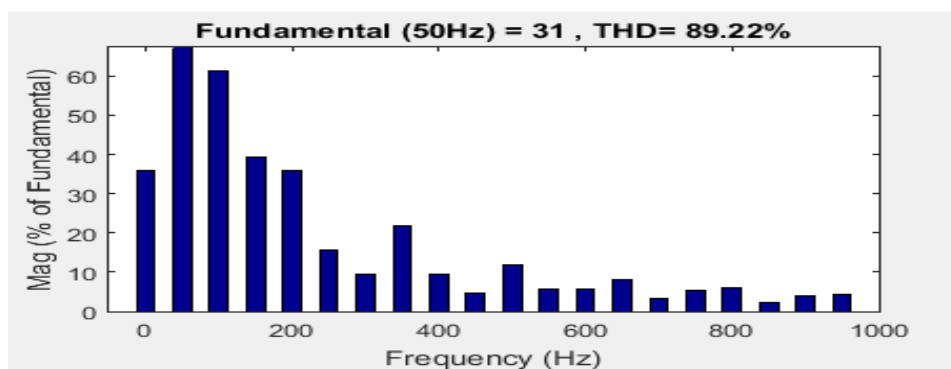
با توجه به تعریف ضریب توان برای یک سیستم غیرخطی که در فصل یک بیان شد، ضریب توان از دو پارامتر: ضریب جابجایی و ضریب خلوص تشکیل می‌شود، که ضریب جابجایی حاصل اختلاف فاز جریان و ولتاژ ورودی بود و ضریب خلوص که میزان سینوسی بودن و یا هارمونیکی بودن جریان را مشخص می‌نمود. در یک مدار غیر خطی زمانی ضریب توان قابل قبول است که ابتدا ضریب جابجایی نزدیک به یک و سپس THD جریان یک مقدار مشخصی با مطابق استانداردهای هارمونیکی تعیین شده را داشته باشد. مثلاً در IEC-555 استاندارد THD باید مقداری کمتر از ۰.۸٪ را به خود تخصیص دهد که در تحلیل نتایج شبیه سازی این پایان‌نامه ما از همین استاندارد هارمونیکی تبعیت می‌نماییم. در شکل (۷-۱ الف) شماتیک مداری یکسوکننده تمام موج تکفاز دیودی - خازنی نمایش داده شده است. و شکل (۷-۱ ب و ۷-۱ پ) ولتاژ و جریان ورودی و نمودار THD جریان ورودی را نشان می‌دهد. همانطور که در شکل مشاهده می‌کنید این مدار دارای ضریب جابجایی بسیار پایینی برابر ۰/۳ می‌باشد، همچنین دارای THD بسیار بالا می‌باشد، که ضریب توان این سیستم از فرمول (۷-۱) مقدار برابر ۰/۷۴ می‌شود.



الف



ب

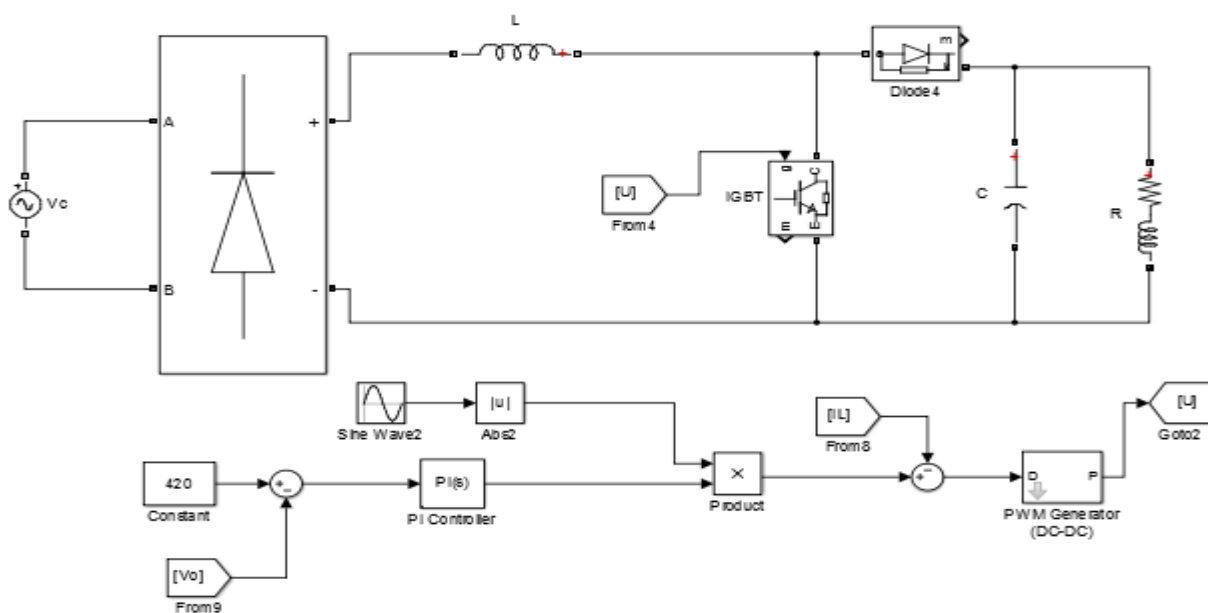


پ

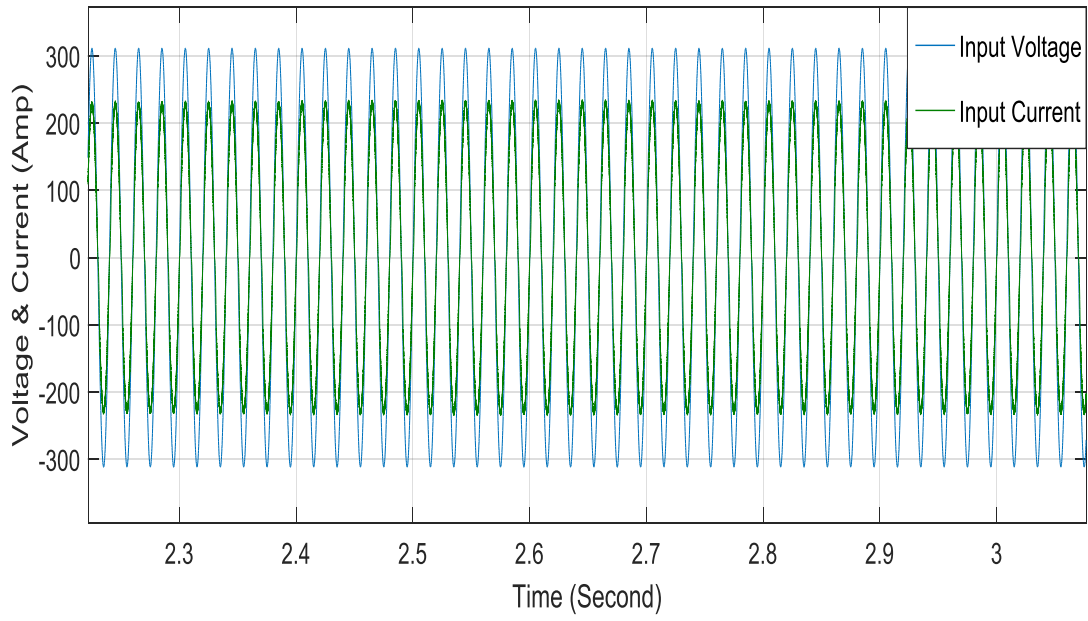
شکل ۸-۱: الف) شماتیک حالتار یکسو کننده دیودی - خازنی ب) جریان و ولتاژ ورودی پ) نمودار هارمونیک های جریان ورودی

## ۲-۷ بهبود ضریب توان فعال فرکانس بالا با کنترل کننده PI

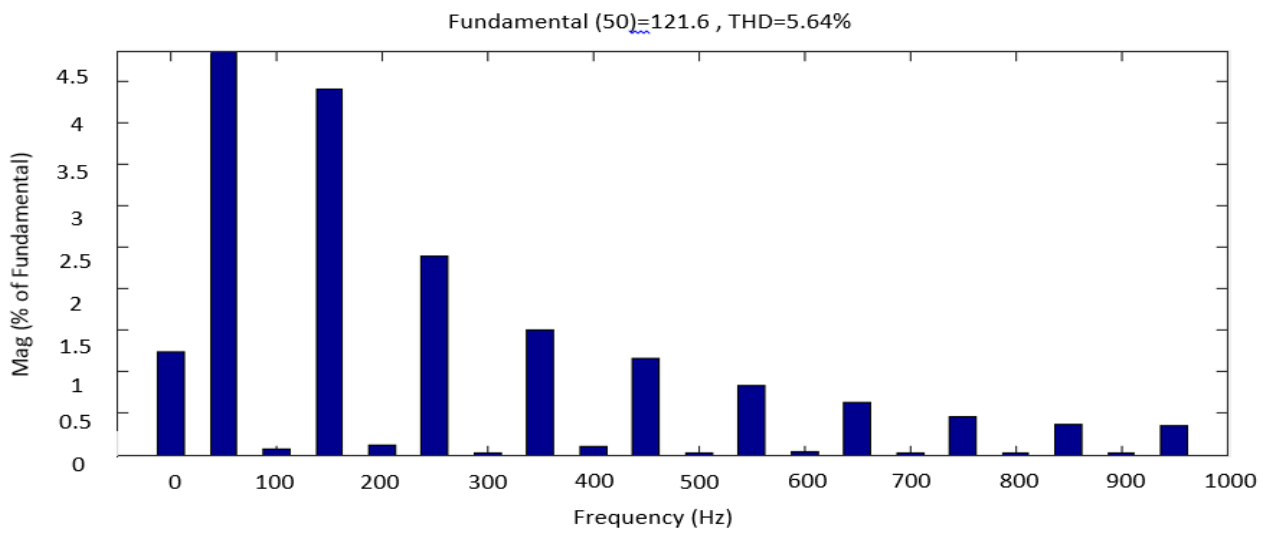
مدار الکتریکی این روش همراه با شکل موج های جریان و ولتاژ ورودی ، ولتاژ خروجی و نمودار THD آن در شکل (۲-۷) نشان داده شده است. همان گونه که در شکل مشاهده می شود ضریب جابجایی (DF) در این روش مقداری برابر 0/99 را به خود تخصیص داده که بسیار مطلوب می باشد و شکل (۲-۷ ب) نمودار THD جریان ورودی را نشان می دهد، که به مقدار 5/64٪ تنزل پیدا کرده است. با توجه به نتایج بدست آمده می توان گفت که تصحیح ضریب توان با این روش به خوبی انجام پذیرفته است و حدود 0/998 می باشد، اما شکل (۲-۷ ت) ولتاژ خروجی یکسوکننده را نشان می دهد که بعد از بالازدگی با ریبیل حدود ۳ ولت بر روی مقدار مطلوب خود که ۴۲۰ ولت می باشد تنظیم شده است.



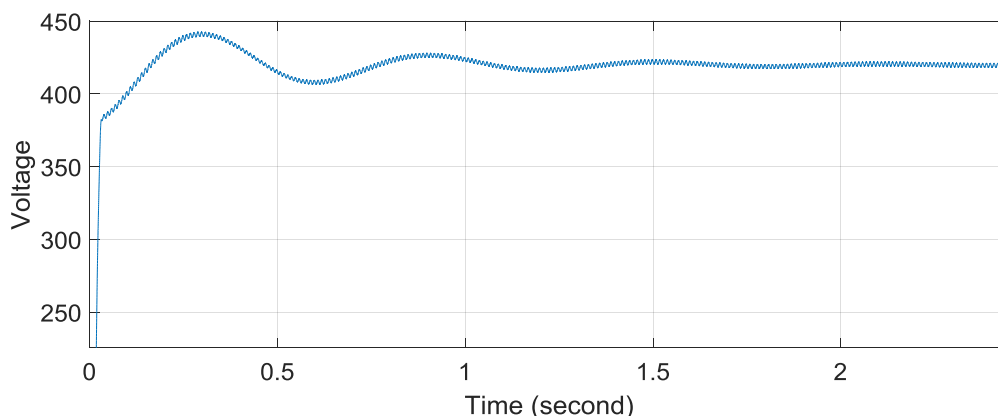
الف



ج



ج



ت

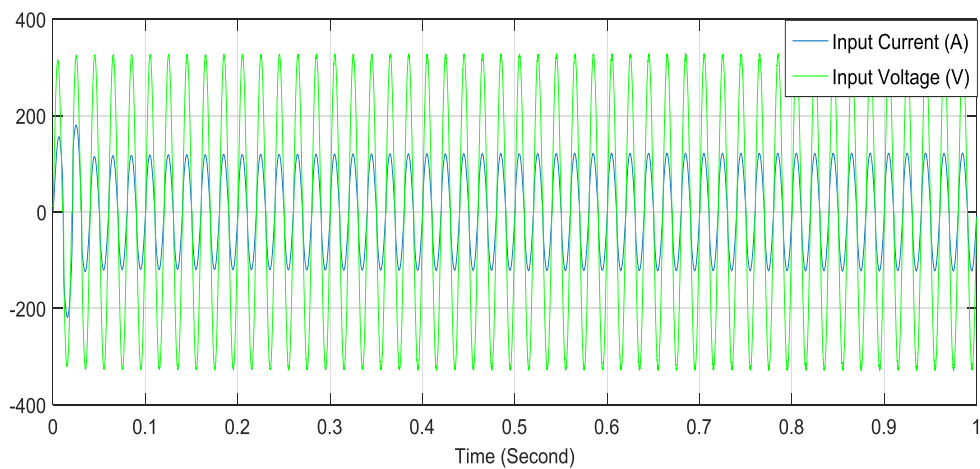
شکل ۸-۲: الف) شماتیک حالتاری PFC اکتیو فرکانس بالا با کنترل PI - ب) ولتاژ و جریان ورودی - پ) نمودار هارمونیک های جریان ورودی - ت) ولتاژ خروجی

۳-۷

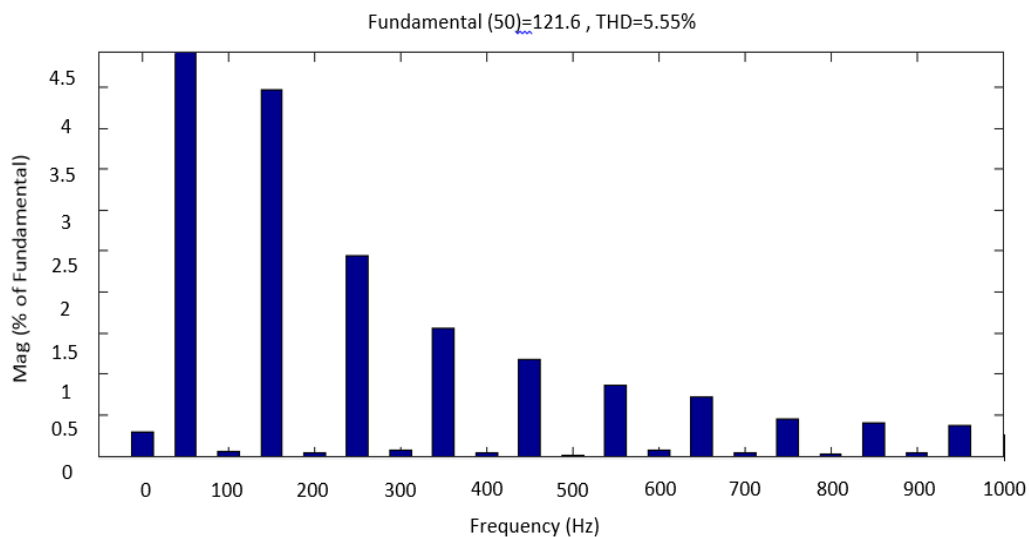
### بهبود ضریب توان در یکسو کننده تکفاز تمام موج با کنترل کننده حالت لغزشی

شماتیک الکتريکی این روش در فصل قبل، در شکل (۲-۶) نمایش داده شد. اما شکل موج های جریان و ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی، نمودار THD و سطح لغزش در شکل (۳-۷) نشان داده شده است. از شکل (۳-۸) الف) می توان دریافت که شکل موج جریان و ولتاژ ورودی همانند روش قبلی هم فاز می باشند (ضریب جابجایی حدود  $DF=0/99$  می باشد)، و مقدار THDها به مقدار  $5/56\%$  تنزل پیدا کرده است، که این دو نشانگر بهبود ضریب توان در این یکسو کننده تکفاز تمام موج می باشد ( $PF=0/998$ ). اما شکل موج ولتاژ خروجی بر خلاف روش قبلی بدون هیچ نوسان اضافی با رپیل ۳ ولت بر روی مقدار مطلوبش تنظیم شده است، که این مهم بیانگر سریع بودن پاسخ خروجی نسبت به روش قبلی می باشد. شکل (۳-۸) ت) قانون کنترل معادل که در واقع همان نسبت زمان وظیفه می باشد را نشان می دهد، که کنترل معادل با یک موج تکرار شونده که دامنه اش متناسب با دامنه ولتاژ خروجی می باشد جهت ساختن پالس اعمالی به سوئیچ مقایسه می گردد. سرانجام شکل (۳-۸) ت) سطح لغزش کنترل کننده حالت لغزشی را که در واقع شاکله ی اصلی این پایان نامه می باشد نشان می دهد. با توجه به تعریف سطح لغزش در فصل قبل، در صورتی که

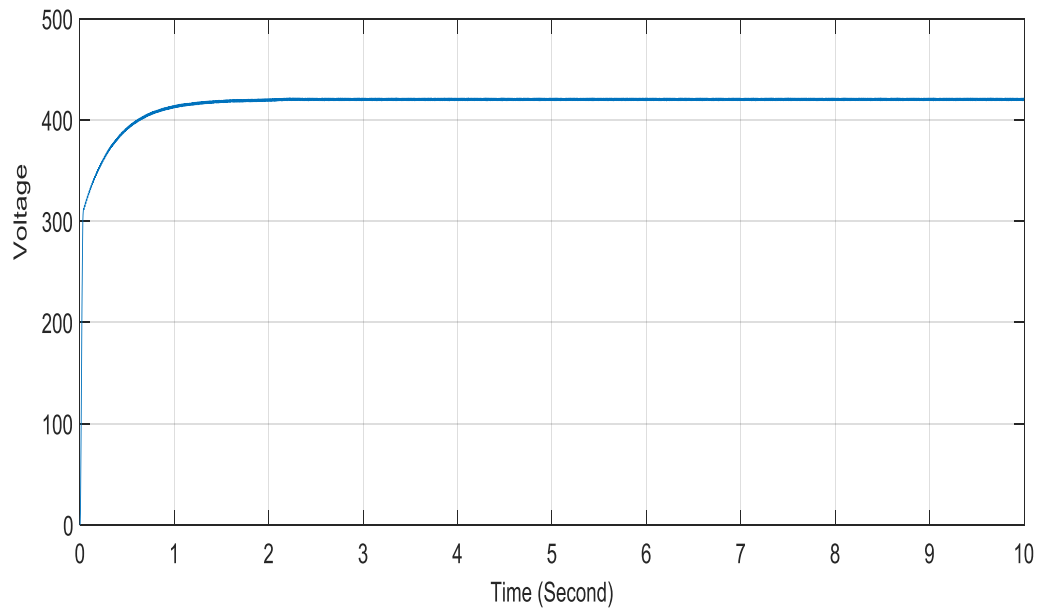
دینامیک خطای جریان و ولتاژ مقدار کمینه خود را بگیرند این سطح مجاناً به صفر میل می کند و این مهم زمانی انجام می پذیرد که ولتاژ و جریان به مقدار مطلوب خود میل کند. همان گونه که مشاهده می کنیم اشکال (3-7 الف) و (3-7 ب) بیانگر رسیدن ولتاژ خروجی و جریان ورودی به مقدار مطلوب خود می- باشند، که به دنبال این دو سطح لغزش مجاناً به صفر میل کرده است.



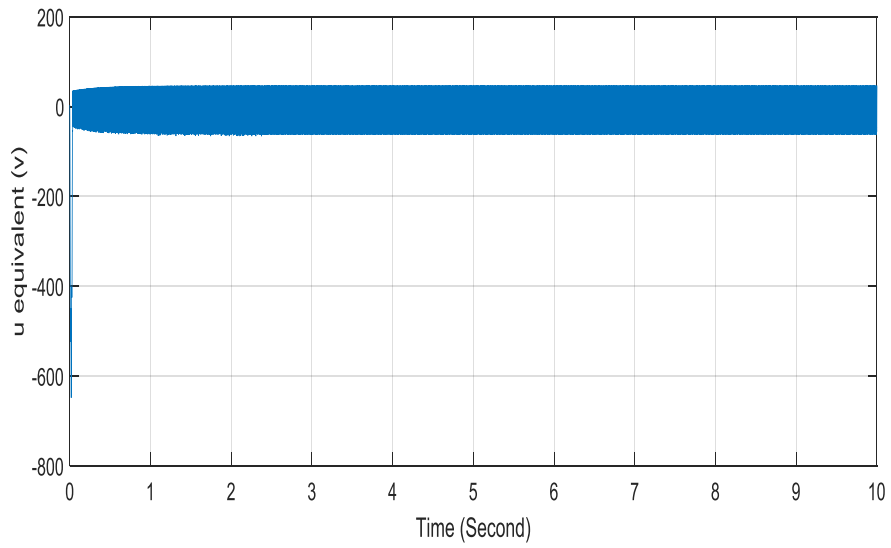
الف



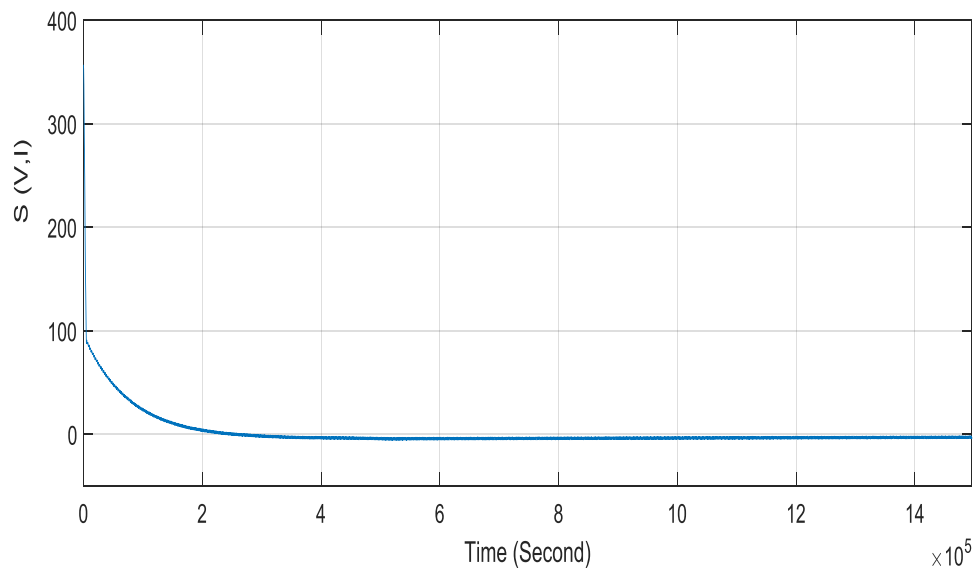
ب



ب



ب



ث

شکل ۸-۳: الف) جریان و ولتاژ ورودی - ب) نمودار هارمونیک های جریان ورودی پ) - ولتاژ خروجی ت) کنترل معادل ث) - سطح لغزش کنترل کننده حالت لغزشی

اما از نتایج شبیه سازی می توان به این استدال رسید که هر دو کنترل کننده لغزشی و تناسبی - انتگرالی توانایی مطلوبی در جهت افزایش ضریب توان و کاهش هارمونیک های ناخواسته (THD) را دارا می باشند، اما کنترل حالت لغزشی به دو دلیل : اثبات پایداری حلقه کنترل جریان و ولتاژ خروجی سریعتر نسبت به کنترل کننده تناسبی - انتگرالی مناسب تر می باشد.





# نتیجه گیری و پیشنهادات

## ۸- نتیجه گیری

استفاده از منابع تغذیه خطی مرسوم برای تامین انرژی مورد نیاز لوازم الکترونیکی معایبی مانند: حجیم بودن، عدم تنظیم ولتاژ خروجی و کاهش ضریب توان را ایجاد می‌کنند. با توجه به اینکه کاهش ضریب توان باعث مشکلاتی از قبیل: بالا بردن هزینه برق مصرفی، پایین آوردن کیفیت توان و تلفات را به دنبال دارد. می‌توان از منابع تغذیه سوئیچینگ با اندکی تغییر استفاده نمود و مشکلات ذکر شده را، به ویژه کاهش ضریب توان را بهبود بخشید. لذا ما در این پایان‌نامه ابتدا روش‌های بهبود ضریب توان غیرفعال بررسی شد. همانطور که مشاهده کردیم. اگرچه روش غیرفعال، روش ساده و راحتی برای تصحیح ضریب توان در یکسوکننده تک فاز تمام موج به شمار می‌آید، اما عیوبی مانند: توانایی کم در افزایش ضریب توان و کاهش هارمونیک‌های ناخواسته (THD)، حجیم بودن و قیمت بالای المان‌های غیر فعال باعث شده است که این روش در صف روش‌های تصحیح ضریب توان سنتی با کارایی پایین قرار بگیرد که این امر سبب شد به PFC فعال روی بیاوریم. در این پروژه روش‌های فعال در دو حوزه ی فرکانسی پایین و بالا بررسی گردید و با توجه به اینکه منابع تغذیه سوئیچینگ از فرکانس سوئیچینگ بالایی برخوردار هستند ما به تشریح کامل تری از روش PFC فعال فرکانس بالا پرداختیم. اگرچه روش فعال از توانایی بالایی در جهت افزایش ضریب توان و کاهش هارمونیک‌های ناخواسته برخوردار بودند، اما این روش‌ها، توانایی مبنی بر اثبات پایداری حلقه جریان خود نداشتند که این مهم یک عیب به شمار می‌آید. لذا با ارائه روشی به نام کنترل حالت لغزشی PFC فعال فرکانس بالا را در یکسوکننده تک فاز تمام موج تحلیل و طراحی نمودیم، که این روش کنترلی نسبت به روش‌های فعال قبلی دو مزیت را ایفا نمود: ابتدا عیب مربوط به مسئله پایداری رفع گردید و سپس سرعت پاسخ ولتاژ خروجی یکسوکننده نسبت به روش‌های قبلی بهبود بخشیده شد.

## ۸-۲ پیشنهادات

با توجه به اینکه مبنای کارکرد کنترل حالت لغزشی براساس دینامیک خطای تعریف شده می باشد، می توان PFC فعال فرکانس بالا را با کنترل تطبیقی مدل مرجع (MRAS) طراحی نمود.

می توان PFC فعال فرکانس بالا را با کنترل حالت لغزشی با در نظر گرفتن عدم قطعیت های ناشی از ورودی و تغییرات بار به انجام رساند.

# پیوست

## پیوست ۱

در این بخش سلف و خازن برای عملکرد در حالت پیوسته طراحی می شود. اگر  $V_i$  ولتاژ ورودی و  $V_o$  ولتاژ خروجی در نظر بگیریم،  $D^1$  که نسبت زمان وظیفه می باشد به صورت زیر حاصل می شود:

$$F = 20 \text{ KHz}$$

۱-۱۶

$$D = \frac{V_o - V_i}{V_o}$$

$$D = \frac{420 - 230\sqrt{2}}{420} = 0.23$$

۲-۱۶

$$L = \frac{D(1-D)R^2}{2F}$$

۳-۱۶

اندازه اندوکتانس رامی توان از رابطه زیر استخراج نمود:

$$L = \frac{0.23 \times 0.77 \times 2500}{2 \times 40000} = 11 \text{ mH}$$

۴-۱۶

$F$  فرکانس سوئیچینگ و  $R$  مقاومت بار می باشد. مقدار خازن به صورت زیر محاسبه می گردد:

$$C = \frac{D.V_o}{F.V_o.\Delta v}$$

۵-۱۶

---

<sup>1</sup> Duty cycle

$$C = \frac{0.23 \times 420}{20000 \times 420 \times 0.1} = 115 \mu F$$

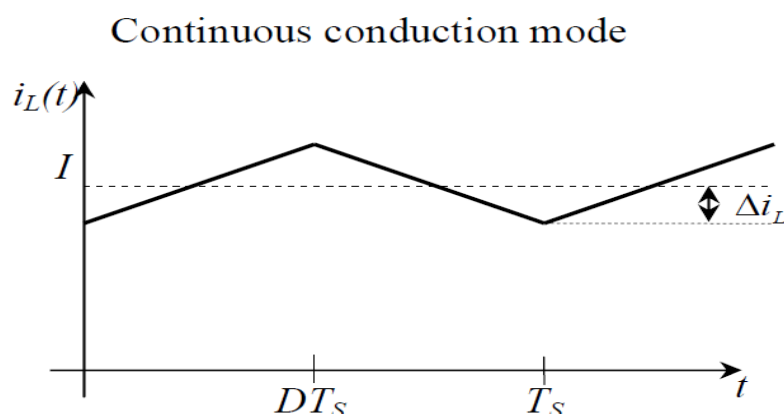
## پیوست ۲

در این قسمت شرح مختصری برای طراحی کانورتر باک جهت کارکرد در حالت گسسته تشریح می گردد،

که برای مطالعه دقیق تر می توان به مرجع [39-chapter 5] رجوع نمود

پروسه طراحی:

طراحی برای کانورتر باک:



شکل ۱-۱۶: جریان سلف در کانورتر dc-dc در حالت پیوسته

مینیمم جریان دیود  $I - \Delta i_L$

مولفه DC  $I = \frac{V}{R}$

۷-۱۶

ریپل جریان می شود

$$\Delta i_L = \frac{(V_g - V)}{2L} DT_S = \frac{V_g DD' T_S}{2L}$$

۸-۱۶

$$r_1(t) = \frac{v_1(t)}{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}} \quad 9-16$$

$$I > \Delta i_L(t) \quad 10-16$$

$$r_1(t) = \frac{v_1(t)}{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}} \quad 11-16$$

$$I < \Delta i_L(t) \quad 12-16$$

$$\frac{DV_g}{R} < \frac{DD'V_g T_s}{2L} \quad 13-16$$

$$\frac{2L}{RT_s} < D' \quad 14-16$$

$$K < K_{crit}(D) \quad 15-16$$

$$K = \frac{2L}{RT_s}, \quad K_{crit}(D) = D' \quad 16-16$$

$$R > R_{crit}(D) \quad 17-16$$

$$R_{crit}(D) = \frac{2L}{D'T_s} \quad 18-16$$

خلاصه حالت مرزی:

$$K > K_{crit}(D), \quad R < R_{crit}(D) \quad 19-16$$

$$R > R_{crit}(D), \quad K < K_{crit}(D) \quad 20-16$$

جدول ۱۶-۱: محاسبات حالت مرزی پیوسته- گسسته برای مبدل های باک، بوست و باک - بوست

کانورتر	$K_{Crit}$	Max ( $K_{Crit}$ ) $0 \leq D \leq 1$	$R_{Crit}$	Max ( $R_{Crit}$ ) $0 \leq D \leq 1$
باک	$(1-D)$	1	$\frac{2L}{(1-D)^2 T_s}$	$\frac{27}{2} \frac{L}{T_s}$
بوست	$D(1-D)^2$	4/27	$\frac{2L}{D(1-D)^2 T_s}$	$2 \frac{L}{T_s}$
باک-بوست	$(1-D)^2$	1	$\frac{2L}{(1-D)^2 T_s}$	$2 \frac{L}{T_s}$

### پیوست ۳

در این قسمت پارامترهای شبیه سازی برای یکسوکننده دیودی - خازنی، کنترل کننده PI و کنترل کننده حالت لغزشی نمایش داده می شود

جدول ۱۶-۲: پارامترهای مقادیر شبیه سازی برای یکسوکننده دیودی - خازنی

$V_{in}$	R	C	F
$230\sqrt{2}$	50 $\Omega$	0/08F	50Hz



جدول ۳-۱۶: پارامترهای مقادیر شبیه سازی برای یکسوکننده تکفاز تمام موج با کنترل کننده حالت لغزشی

$V_{in}$	desired	C	L	Fs	RL	F	Gs	K1	K2	K2
$230\sqrt{2}$	420v	0/08F	16mH	20 KHz	$50\Omega - 1mH$	50Hz	0/125	4	4	40/4

جدول ۴-۱۶: پارامترهای مقادیر شبیه سازی برای یکسوکننده تکفاز تمام موج با کنترل کننده PI

$V_{in}$	desired	C	L	Fs	RL	F	PI
$230\sqrt{2}$	420v	0/08F	16mH	20 KHz	$50\Omega - 1mH$	50Hz	1-5

- [1] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High-efficiency power conversion for lowpower fuel cell generation system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 847–856, Jul. 2005.
- [2] R. J. Wai, C. Y. Lin, and Y. R. Chang, "Novel maximum-power-extraction algorithm for PMSG wind generation system," *IET Elect. Power Appl.*, vol. 1, no. 2, pp. 275–283, Mar. 2007.
- [3] R. J. Wai, W. H. Wang, and C. Y. Lin, "High-performance stand-alone Photovoltaic generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 240–250, Jan. 2008.
- [4] Sum, K. Kit, "Improved valley-fill passive power factor correction current shaper approaches IEC specification limits" *PCIM Magazine*. (Feb. 1998): pp. 42-51.
- [5] Y. Zaohong, and P. C. Sen, "Recent developments in high power factor Switch-mode converters//, in *Proc. IEEE-Elect. & Computer Engg. Conf.*, vol. 2, 1998, pp. 477-480.
- [6] N. Mohan, et al. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. New York: NY, USA, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [7] Y. Zaohong, and P. C. Sen, "Recent developments in high power factor switch-mode converters//, in *Proc. IEEE-Elect. & Computer Engg. Conf.*, vol. 2, 1998, pp. 477-
- [8] O. Garcia, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, and J. Uceda, "Single phase power factor correction: A survey, // *IEEE Trans. Power electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 749-755,
- [9] C. Qiao, and K. M. Smedley, "A topology survey on single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper, // *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 3, pp. 360-368, May 2011.
- [10] K. Liu, and Y. Lin, "Current waveform distortion in power factor correction circuits Employing discontinuous-mode boost converters, // in *Proc. Power Electron. SpecConf. (PESC'89)*, 1989, pp. 533-540. May 2003.
- [11] Richard Redl, Brian P. Erisman "Reducing Distortion in Peak-Current-Controlled Boost Power-Factor Correctors" 0-7803-1456-5/94 \$4.00 © 1994 IEEE
- [12] Richard Redl, Brian P. Erisman "Reducing Distortion in Peak-Current-Controlled Boost Power-Factor Correctors" 0-7803-1456-5/94 . 1994 IEEE
- [13] Mitulkumar R. Dave<sup>1</sup>, K.C. Dave<sup>2</sup> "Analysis of Boost Converter Using PI Control

Algorithms” *International Journal of Engineering Trends and Technology- Volume3Issue2-2012*.

[14] V. Utkin, J. Guldner, and J. X. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. London, U.K.: Taylor & Francis, 1999.

[15] J. J. E. Slotine and W. Li, “Sliding control,” in *Applied Nonlinear Control*.

[16] A.; Sanz, A. & Lizarraga, I. / *Control of a Lightweight Flexible Robotic Arm Using Sliding Modes*, pp. 103- 110, *International Journal of Advanced Robotic Systems*, Volume 2, Number 2 (2005), ISSN 1729-8806

[17] Anthony J. Healey and David Lienard. Multivariable Sliding Mode Control for Autonomous Diving and Steering of Unmanned Underwater Vehicles. *IEEE JOURNAL OF OCEANIC ENGINEERING*, VOL. 18, NO. 3, JULY 1993

[18] Zhang Yan, Changxi Jin, and Vadim I. Utkin, *Senior Member, IEEE* Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 47, NO. 6, DECEMBER 2000

[19] V. I. Utkin, “Variable structure systems with sliding mode: a survey”. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. AC-22,

[20] Lopez, M., LG. Vicuna, M. Castilla, O. Lopez and J. Matas, 1999. sliding mode control strategy applied to parallel connected converters. European Power Electronics Conference (EPE’99).

[21] S. Chong Tan, , Y. M. Lai” indirect sliding mode control of power converters via double Integral Sliding Surface” 600 *IEEE Transaction On Power Electronics*, Vol. 23, No. 2, March 2008.

[22] A. Kessal and L. Rahmani” Analysis and design of sliding mode controller gains for boost power factor corrector” *ISA Transactions* 52 (2013) 638–643.

[24] J. G. Kasskian, M. F. Schlecht, G. C. Verghes, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, 1991.

[25] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Chapman & Hall, 1997

[26] C. Marxgut, F. Krismer , D. Bortis and J. Kolar. (2014). Ultraflat interleaved triangular current mode (TCM) single-phase PFC rectifier. *IEEE Trans. Power Electron*, 29(2), 873-882

[27] IEC, *Electromagnetic Compatibility, Part 3: Limits- Sect.2: Limits for Harmonic Current Emission*,” IEC1000-3-2, 1st ed., 1995.

[28] “Limits for harmonic current emissions (equipment input current <16A per phase).”

IEC1000/3/2 International Standard. (1995).

[29] "IEEE 519 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems." IEEE Industry Applications Society/ Power Engineering Society. (1993).

[29] Kelley, Arthur W, ET el. "Rectifier Design for Minimum Line Current Harmonics and Maximum Power Factor." IEEE Trans. on Power Electronics. vol. 7, no. 2,(Apr 1992):pp. 332-341.

[30] Prasad, Alluri Rama, et el. "A Novel Passive Wave shaping Method for Single-phase Diode Rectifiers." IEEE transactions on industrial electronics. vol. 31, no. 6, (December 1990): pp. 521-530.

[31] Sokal, Nathan O, ET el. "A Capacitor-Fed, Voltage-Step-Down, Single-phase, Non Isolated Rectifier." Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC'98. (1998): pp. 208-215.

[32] Redl, Richard, "An Economical Single-phase Passive Power-Factor-Corrected Rectifier: Topology, Operation, Extensions, and Design for Compliance." Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC'98. (1998): pp. 454-460.

[33] Spangler, Jim, "Electronic fluorescent ballast using a power factor correction technique for loads greater than 300 watts." Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC'91. (1991): pp. 393-399.

[34] Sum, K. Kit, "Improved valley-fill passive power factor correction current shaper Approaches IEC specification limits." PCIM Magazine. (Feb. 1998): pp. 42-51.

[35] Kelley, Arthur W, et el. "Near-unity-power-factor single-phase ac-to-dc converter using a phase-controlled rectifier." Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'91. (1991): pp. 387-392..

[36] Wei, Huai, "Comparison of Basic Converter Topologies for Power Factor Correction." Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC'98. (1998): pp. 348-353.

[25] R. W. Erickson, Fundamentals of power electronics. New York, NY, USA, Chapman Hall, 1997.

[37] Kornetzky, Peter, et el. "A single-Switch Ac/Dc Converter with Power Factor Correction." Electronics Letters. vol. 33, no. 25, (Dec. 1997): pp. 2084-2085.

[38]. Qian, Jinrong, "Analysis and Design of A Clamp-Mode Isolated Zero - Voltage Switching Boost Converter." Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC'95. (1995): pp. 1201-1206.

[39]. Redl, Richard, "Reducing Distortion in Boost Rectifiers with Automatic Control." Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC'97. (1997): pp. 74-80.

[40] Kelley, Arthur W, et el. "Rectifier Design for Minimum Line Current Harmonics and

Maximum Power Factor.” IEEE Trans. on Power Electronics. vol. 7, no. 2,(Apr 1992):pp. 332-341. (1997): pp. 74-80.

[41] Rossetto, L., et al. “Control techniques for power factor correction converters.”

[42] Redl, Richard, “Reducing distortion in peak-current-controlled boost power factor Correctors.” Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC’94. (1994):pp.576-583.

[43] Zhou, C., et al. “Design Trade-offs in Continuous Current-mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits.” HFPC Conf. proc. (1992): pp. 209-220.

[44] Maksimovic, Dragan, “Design of the Clamped-Current High-Power-Factor Boost Rectifier.” Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC’94. (1994): pp.

[45] Zhou, Chen, et al. “Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit.” PESC Conf. Proc. (1990): pp. 800-807.

[46] Canesin, C. A., “A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using a Single Switch.” in Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC’91. (1991): pp. 430-436.

[47] Lai, J. S., “Design consideration for Power Factor Correction Boost converter operating At the Boundary of Continuous Conduction mode and Discontinuous Conduction mode.” Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC’93. (1993): pp. 267-273.

[48] Redl, Richard, ET el. “RMS, DC, Peak, and Harmonic Currents in High-Frequency Power-Factor Correctors with Capacitive Energy Storage.” Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC’92. (1992), pp. 533-540.

[49] Redl, Richard, ET el. “Power-Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode.” Proc. of IEEE Applied Power ElectronicsConference, APEC’93. (1993): pp.168-174.

[50] Andreyckak, B., “Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correction Applications.” Unitorde, Products & Applications Handbook. (1993/94.)

[51] Crigore, v .and kyyva, j. Input Filter Design for Power Factor Correction Converters Opearating in Discuntinuous conduction mode’ electero magneters opearating compability, 1993 IEEE Transaction, vol.1, pp 145-150, 1996

[52] S .Chang Tan, Yuk- Ming Lai and Chi- Kong Tse. ”Sliding mode control of switching power converter”. 2012

## **Abstract**

In this thesis, Methods we of Power Factor Correction (PFC) in single-phase full-wave rectifier to examine. Since we are looking for a place with minimum ripple voltage, we use capacitors with high-capacity. Because of Its sim simplicity and inexpensivity. Not only then high-capasitivity capacitors smooth the output voltage, but also reduce diode conduction time. The diode conduction time reduction cause the phase diffrence between current non-sinusidalinput voltage and input current. This two problems cause reduce power factor and increace total harmonic distotion (THD). At first, the power factor improvement is checked by a passive method and the we analyze the power factor improvement by active method. In this method, first we consider the power factor improvement at low frequency then this method analyzed by both continues and discontinues mode using high frequency. At the end we want to design controller using sliding mode control to ply to rules: first, the power factor correction in boost converter at continues mode and adjust output voltage to value greater than input voltage reference.

**Key words:** Power Factor Correcti (PFC), Filter (converter) Active, Sliding Mode Control (SMC)



**Shahrood University**

**Faculty of Electrical and Robotic Engineering**

**Power Factor Correction (PFC) of single- phase  
fullwave rectifier by sliding mode control**

**Farzad Farzandi Talkhonche**

**Supervisor:**

**Dr Ali Karami Molaee**

**2015**