

صلى الله عليه وسلم



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه قدرت

طراحی و شبیه سازی مبدل های مورد نیاز در ترانسفورماتور های هوشمند

دانشجو : سید حامد سیف الله پور لداری

استاد راهنما :

دکتر علی دستفان

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

بهمن ۱۳۹۲



## تقدیر و تشکر:

حمد و سپاس خداوند بزرگ را که توفیق کسب علم و دانش را به ما اعطا نموده است. اکنون که به یاری خداوند در این موقعیت قرار گرفته‌ام برخورد لازم می‌دانم از تمامی عزیزانی که در این پایان نامه از راهنماییها و مساعدتهای ایشان بهره برده‌ام، قدردانی نمایم.

سپاس ویژه از دو ستاره همیشه جاودان و درخشان زندگی‌ام پدر و مادرم که همیشه من را در شرایط دشوار زندگی‌ام یاری نموده‌اند. هر چند این سپاس نمی‌تواند حتی ذره‌ای از محبتهای آنها را جبران کند.

سپاس فروان از زحمات بی دریغ کلیه اساتید گرانقدرم که در تمام مراحل همواره پشتیبان بنده بوده‌اند. به ویژه استاد عزیز و ارجمندم جناب آقای دکتر علی دستفان کمال تقدیر و تشکر را دارم.

## چکیده:

امروزه با گسترش شبکه های هوشمند و بحث تنظیم دقیق و هوشمند ولتاژ در این شبکه ها، استفاده از ترانسفورماتورهای هوشمند با تپ چنجرهای مناسب را ضروری می سازد. مسلماً در این ترانسفورماتورها قادر به استفاده از تپ چنجرهای مکانیکی مرسوم نیستیم. به دلیل مشکلات تپ چنجرهای مکانیکی از جمله کندی ذاتی، دقت پایین و داشتن هزینه نگه داری و تعمیرات بالای آنها، از اینرو تپ چنجرهای مبتنی بر کلیدهای قدرت پیشنهاد می شود، که البته کنترل این کلیدها نیاز به طراحی یک کنترلر سریع، دقیق و هوشمند دارد.

بنابراین در این پایان نامه طراحی یک تپ چنجر پایه IGBT و چگونگی کنترل آن مورد بررسی قرار می گیرد. ابتدا یک ترانسفورماتور توزیع که به صورت سه سیم پیچه سیم بندی شده انتخاب می شود، سپس برای تغییر تپ آن از یک برشگر AC استفاده می شود، عناصر کلیدی یک تپ چنجر پایه IGBT همراه با فیلتر به تفصیل معرفی، طراحی و محاسبه می شوند، سپس براساس مقادیر این عناصر از طریق روش مدل میانگین یک کنترلر مناسب، دقیق و سریع طراحی و در سیستم به کار برده می شود. شبیه سازی های انجام شده تنظیم دقیق و سریع ولتاژ خروجی و عملکرد خوب تپ چنجر با توجه به تغییرات بار و ولتاژ ورودی شبکه را نشان می دهد.

## کلمات کلیدی:

تپ چنجر، IGBT، تریستور، کنترلر، روش مدل میانگین، ترانسفورماتور، فیلتر، کلید زنی، کلید قدرت

## فهرست مطالب

۱- مقدمه.....	۱
۲- سیستمهای تغیردهنده تپ.....	۵
۱-۲ مقدمه.....	۶
۲-۲ تپ چنجر زیر بار.....	۸
۱-۲-۲ تپ چنجرهای زیر بار راکتوری.....	۹
۲-۲-۲ تپ چنجر زیر بار مقاومتی.....	۱۲
۳-۲ محدودیت ها تپ چنجرهای زیر بار مکانیکی.....	۱۴
۴-۲ تپ چنجرهای زیر بار هیبریدی.....	۱۷
۵-۲ تپ چنجرهای تمام الکترونیکی.....	۳۱
۳- تپ چنجر پایه IGBT.....	۴۳
۱-۳ معرفی تپ چنجر پایه IGBT.....	۴۴
۲-۳ مقایسه تپ چنجرهای پایه IGBT و پایه ترستوری.....	۴۴
۳-۳ پیاده سازی برشگر AC.....	۴۵
۴-۳ عناصر کلیدی تپ چنجر IGBT.....	۴۹
۱-۴-۳ کلیدهای دو جهته.....	۵۰
۲-۴-۳ عناصر فیلتر.....	۵۱

- ۵۲..... ۳-۴-۳ خازن اسنابر
- ۵۳..... ۴-۴-۳ ترانسفورماتور
- ۵۴..... ۵-۳ رویه کلید زنی
- ۵۷..... ۶-۳ روش کنترلی
- ۵۸..... ۷-۳ تحلیل جزئیات مبدل
- ۵۹..... ۱-۷-۳ تجزیه و تحلیل برای جریان سلفی مثبت
- ۶۴..... ۲-۷-۳ تجزیه و تحلیل برای جریان سلفی منفی
- ۶۸..... ۸-۳ محاسبه اندوکتانس نشستی سیم پیچ تپ ترانسفورماتور
- ۷۰..... ۹-۳ طراحی و محاسبه عناصر فیلتر
- ۷۴..... ۱۰-۳ طراحی و محاسبه خازن اسنابر
- ۸۰..... ۴ - طراحی کنترلر مورد نیاز مبدل
- ۸۱..... ۱-۴ طراحی کنترلر ولتاژ
- ۸۲..... ۱-۱-۴ بدست آوردن تابع تبدیل
- ۸۷..... ۲-۱-۴ طراحی جبران‌ساز
- ۹۲..... ۵ - شبیه سازی و نتایج
- ۹۴..... ۱-۱-۵ شبیه سازی رویه کلید زنی
- ۹۵..... ۲-۱-۵ نتایج شبیه سازی برای مقدار  $V_{ref} = 220v$
- ۹۷..... ۳-۱-۵ نتایج شبیه سازی برای مقدار  $V_{ref} = 226v$

- ۱۰۰.....Vref =214v برای مقدار ۴-۱-۵ نتایج شبیه سازی برای مقدار
- ۱۰۲..... Vref =220v به همراه تغییر ناگهانی بار ۵-۱-۵ نتایج شبیه سازی برای مقدار
- ۱۰۲..... ۱-۵-۱-۵ تغییر ناگهانی بار از ۳۰ کیلو ولت آمپر به ۶۰ کیلو ولت آمپر
- ۱۰۴..... ۲-۵-۱-۵ تغییر ناگهانی بار از ۶۰ کیلو ولت آمپر به ۳۰ کیلو ولت آمپر
- ۱۰۶..... Vref =220v برای تغییر ناگهانی ولتاژ سمت اولیه ترانسفورماتور ۶-۱-۵ نتایج شبیه سازی برای مقدار
- ۱۰۶..... ۱-۶-۱-۵ تغییر ناگهانی ولتاژ سمت اولیه ترانسفورماتور از 20KV به 21KV
- ۱۰۸..... ۲-۶-۱-۵ تغییر ناگهانی ولتاژ سمت اولیه ترانسفورماتور از 20KV به 19KV
- ۱۱۰..... ۷-۱-۵ تحلیل هارمونیکی سیستم
- ۱۱۵..... ۶- نتیجه گیری و پیشنهادات
- ۱۱۸..... مراجع



## فهرست شکلها

- شکل ۱-۲ ساختار یک تپ چنجر بدون بار [۶]..... ۷
- شکل ۲-۲ ساده ترین شکل یک تپ چنجر زیر بار راکتوری [2] ..... ۱۰
- شکل ۳-۲ تپ چنجر زیر بار راکتوری با دو کلید زیر بار [۲] ..... ۱۲
- شکل ۴-۲ چیدمانهای مختلف کلیدهای تپ چنجر مقاومتی [۱۱]..... ۱۳
- شکل ۵-۲ مراحل تغییر تپ از تپ شماره ۱ به تپ شماره ۲ در چیدمان (شکل ۴-۲ الف) [۱۱]..... ۱۴
- شکل ۶-۲ مراحل تغییر تپ در (شکل ۴-۲ د) [۲]..... ۱۵
- شکل ۷-۲ ساختارهای مختلف برای کلیدهای سلکتوری در تپ چنجر زیر بار مقاومتی [۱۰]..... ۱۶
- شکل ۸-۲ اولین مدار پیشنهادی برای تپ چنجر هیبریدی [۱۷]..... ۱۸
- شکل ۹-۲ ساختار تپ چنجر هیبریدی [۱۸]..... ۲۰
- شکل ۱۰-۲ موقعیت کنتاکتها در تپ چنجر پیشنهادی شکل ۹-۲..... ۲۰
- شکل ۱۱-۲ تپ چنجر هیبریدی جایگزین [۱۹]..... ۲۳
- شکل ۱۲-۲ اتصال جفت تریستورها به کلیدهای مکانیکی برای ترمینال AB [۱۹]..... ۲۳
- شکل ۱۳-۲ ساختار کامل تپ چنجر با دو جفت تریستور کمکی [۱۹]..... ۲۶
- شکل ۱۴-۲ پیکره بندی یک تپ چنجر هیبریدی [۲۰]..... ۲۷
- شکل ۱۵-۲ یک تپ چنجر هیبریدی دیگر..... ۳۰
- شکل ۱۶-۲ مراحل تغییر تپ در تپ چنجر هیبریدی شکل ۱۵-۲ [۱۳]..... ۳۰
- شکل ۱۷-۲ ساختار یک تپ چنجر پایه تریستوری با امیدانس گذر دهنده [۲۴]..... ۳۴
- شکل ۱۸-۲ یک تپ چنجر پایه تریستوری بدون مقاومت گذر دهنده [۲۴]..... ۳۵
- شکل ۱۹-۲ مدل مداری برای ثانویه ترانسفورماتور (شکل ۱۸-۲) [۲۴]..... ۳۵

شکل ۲-۲۰ کموتاسیون جریان کلیدها در طی تغییر تپ A به B با در نظر گرفتن اندوکتانس نشستی [۲۴]... ۳۶

شکل ۲-۲۱ فواصل زمانی کلید زنی مجاز برای عدم وجود جریان گردش الف) ضریب قدرت سلفی ب) ضریب قدرت خازنی [۲۴]..... ۳۷

شکل ۲-۲۲ یک ساختار تپ چنجر پایه تریستوری برای کاهش ولتاژ کلیدها [۲۴]..... ۳۹

شکل ۲-۲۳ یک ساختار تپ چنجر پایه تریستوری جهت کاهش تعداد کلیدها و تپها [۲۴]..... ۴۰

شکل ۳-۱ شکل مداری برشگر AC [۲۷]..... ۴۷

شکل ۳-۲ شکل مداری که نشان می دهد که چگونه یگ برشگر AC بر روی یک ترانسفورماتور نصب میشود الف) برشگر AC به صورت مستقیم به ترمینالهای منبع وصل شده ب) برشگر AC بین ورودی و تپ خروجی ترانسفورماتور وصل شده است [۲۶]..... ۴۸

شکل ۳-۳ شکل مداری تمام عناصر استفاده شده در یک تپ چنجر پایه IGBT..... ۴۹

شکل ۳-۴ پخش جریان در کلیدهای دوجهته الف) IGBTهای  $T_1$  و  $T_2$  جریان خروجی مثبت را هدایت میکنند ب) IGBTهای  $T_1$  و  $T_2$  جریان خروجی منفی را هدایت میکنند ج) IGBTهای  $T_3$  و  $T_4$  جریان خروجی مثبت را هدایت میکنند د) IGBTهای  $T_3$  و  $T_4$  جریان خروجی منفی را هدایت میکنند [۲۶]..... ۵۱

شکل ۳-۵ مسیر ریپل جریان عبوری از سلف  $L_0$  الف) ریپل جریان عبوری از کلیدهای دوجهته بالای ب) ریپل جریان عبوری از کلیدهای دوجهته پایینی [۲۶]..... ۵۲

شکل ۳-۶ مسیر ریپل جریان برای هر دو شرایط الف) جریان سلفی مثبت ب) جریان سلفی منفی [۲۶]..... ۵۳

استفاده از کلیدهای معکوس کننده به سیم پیچی سری اجازه میدهد هم به صورت کاهنده و هم به صورت افزایشنده ، بسته به اتصالات وصل شود. اتصال ولتاژ ثانویه  $V_2$  به ترمینال پایینی سیم پیچ ثالثیه ترانسفورماتور را به صورت افزایشنده پیکره بنده میکند. این پیکره بندی در شکل ۳-۷ الف آمده است. اتصال ولتاژ ثانویه  $V_2$  به ترمینال بالایی سیم پیچ ثالثیه ترانسفورماتور را به صورت کاهنده پیکره بنده میکند. این پیکره بندی در شکل ۳-۷ ب آمده است. شکل ۳-۷ پیکره بندیهای ترانسفورماتور الف) پیکره بندی افزایشنده ب) پیکره بندی کاهنده

- ۵۳.....
- شکل ۸-۳ سیگنالهای گیت برای کلیدهای دوجتهه بالایی و پایینی با  $T_s$  بعنوان پریود فرکانس کلید زنی الف)
- ۵۵..... [۲۶] درصد ۹۰ چرخه کاری ۵۰ درصد ج) چرخه کاری ۱۰ درصد ب) چرخه کاری ۵۰ درصد ج) چرخه کاری ۹۰ درصد [۲۶].....
- ۵۶..... IGBT[28] پنجر پایه شکل ۹-۳ رویه کلید زنی برشگر AC مورد استفاده تپ پنجر پایه IGBT[28].....
- شکل ۱۰-۳ شکل موجهای بدون فیلتر مورد انتظار که توسط رویه کلید زنی تولید میشوند الف) ولتاژ خروجی بدون فیلتر اندازه گرفته شده بین IGBTهای  $T_2$  و  $T_3$  الف) جریان سلفی  $i_{Lo}$ [28].....
- ۵۷.....
- شکل ۱۱-۳ طرح نمادین کنترلر فیدبک مورد استفاده در تپ پنجر.....
- ۵۷.....
- شکل ۱۲-۳ نقطه زمانی که تحلیل برای ولتاژ تپ در آن انجام میشود [۲۶].....
- ۵۹.....
- شکل ۱۳-۳ نقطه زمانی که تحلیل برای جریان خروجی در آن انجام میشود [۲۶].....
- ۶۰.....
- شکل ۱۴-۳ ولتاژ و جریان تمام IGBTها و دیودها به همراه سیگنالهای گیت برای IGBTها در یک پریود کلید زنی [۲۶].....
- ۶۲.....
- شکل ۱۵-۳ نمودارهای که جاری شدن جریان سلف مثبت را در تپ پنجر پایه IGBT نشان میدهند الف)  $T_2$  روشن میشود و  $T_2$  و  $D_1$  جریان سلف را هدایت میکنند ب) هر دو کلیدهای  $T_2$  و  $T_3$  خاموش میشوند و جریان سلفی دو بخشی بین  $T_2, T_4, D_1$  و  $D_3$  ج)  $T_3$  روش میشود و  $T_4$  و  $D_3$  جریان سلفی را هدایت میکنند [۲۶].....
- ۶۳.....
- شکل ۱۶-۳ نقطه زمانی که تحلیل برای ولتاژ تپ و جریان خروجی در آن انجام میشود [۲۶].....
- ۶۵.....
- شکل ۱۷-۳ ولتاژ و جریان تمام IGBTها و دیودها به همراه سیگنالهای گیت برای IGBTها در یک پریود کلید زنی [۲۶].....
- ۶۶.....
- شکل ۱۸-۳ نمودارهای که جاری شدن جریان سلف منفی را در تپ پنجر پایه IGBT نشان میدهند الف)  $T_2$  روشن میشود و  $T_1$  و  $D_2$  جریان سلف را هدایت میکنند ب) هر دو کلیدهای  $T_2$  و  $T_3$  خاموش میشوند و جریان سلفی دو بخشی بین  $T_1, T_3, D_2$  و  $D_4$  ج)  $T_3$  روش میشود و  $T_3$  و  $D_4$  جریان سلفی را هدایت میکنند [۲۶].....
- ۶۷.....

- شکل ۳-۱۹ عناصر فیلتر که شامل خازن های  $C_1$  و  $C_2$  و سلف خروجی  $L_0$  [۲۸] ..... ۷۱
- شکل ۳-۲۰ مدل‌های فیلتر ساده شده الف) مدل فیلتر ساده شده با  $I_1$  که هدایت میکند و  $I_2$  مدار باز است ب) مدل فیلتر ساده شده با  $I_2$  که هدایت میکند و  $I_1$  مدار باز است [۲۶] ..... ۷۲
- شکل ۳-۲۱ شکل موجهای جریان مورد استفاده جهت نشان دادن مبع جریان  $I_1$  و  $I_2$  با توجه به جریان خروجی  $I_0$ [26] ..... ۷۲
- شکل ۳-۲۲ مسیر جریان سلفی الف) جریان سلفی مثبت ب) جریان سلفی منفی [۲۶] ..... ۷۵
- شکل ۳-۲۳ الف) شکل موج ولتاژ و جریان برای خازن اسنابر ب) سیگنالهای گیت IGBT[26] ..... ۷۶
- شکل ۴-۱ طرح نمادین کنترلر فیدبک ..... ۸۱
- شکل ۴-۲ مدار معادل برای زمان روشن شدن  $T_2$  و خاموش بودن  $T_3$  ..... ۸۲
- شکل ۴-۳ مدار معادل برای زمان روشن شدن  $T_3$  و خاموش بودن  $T_2$  ..... ۸۳
- شکل ۴-۴ مکان ریشه تابع تبدیل بدون کنترلر ۳۲۷۰ ..... ۸۹
- شکل ۴-۵ شکل پاسخ پله حلقه بسته تابع تبدیل بدون کنترلر ..... ۸۹
- شکل ۴-۶ دیاگرام بد حلقه بسته تابع تبدیل بدون کنترلر ..... ۸۹
- شکل ۴-۷ مکان ریشه تابع تبدیل با کنترلر ..... ۹۰
- شکل ۴-۸ پاسخ پله حلقه بسته تابع تبدیل با کنترلر شکل ۴-۹ دیاگرام بد حلقه بسته تابع تبدیل با کنترلر ..... ۹۰
- شکل ۵-۱ شبیه سازی مدار تپ چنجر در محیط سیمولینک ..... ۹۳
- شکل ۵-۲ شبیه سازی رویه کلید زنی ..... ۹۴
- شکل ۵-۳ رویه کلید زنی و زمان مرده به میزان ۱ میکرو ثانیه بین IGBT های  $T_1$  و  $T_4$  ..... ۹۵
- شکل ۵-۴ مقدار RMS ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت ..... ۹۵
- شکل ۵-۵ شکل موج جریان ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت ..... ۹۶
- شکل ۵-۶ شکل موج جریان سلف فیلتر خروجی برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت ..... ۹۶

- شکل ۷-۵ شکل موج جریان بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت ..... ۹۷
- شکل ۸-۵ شکل موج ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت ..... ۹۷
- شکل ۹-۵ مقدار RMS ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت ..... ۹۸
- شکل ۱۰-۵ شکل موج جریان ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت ..... ۹۹
- شکل ۱۱-۵ شکل موج جریان سلف فیلتر خروجی برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت ..... ۹۹
- شکل ۱۲-۵ شکل موج جریان بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت ..... ۹۹
- شکل ۱۳-۵ شکل موج ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت ..... ۱۰۰
- شکل ۱۴-۵ مقدار RMS ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت ..... ۱۰۰
- شکل ۱۵-۵ شکل موج جریان ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت ..... ۱۰۱
- شکل ۱۶-۵ شکل موج جریان سلف فیلتر خروجی برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت ..... ۱۰۱
- شکل ۱۷-۵ شکل موج جریان بار برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت ..... ۱۰۲
- شکل ۱۸-۵ شکل موج ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت ..... ۱۰۲
- شکل ۱۹-۵ تغییرات ولتاژ RMS بار برای تغییر ناگهانی بار از 30KVA به 60KVA در ثانیه 15 ..... ۱۰۳
- شکل ۲۰-۵ تغییرات جریان ورودی برای تغییر ناگهانی بار از 30KVA به 60KVA در ثانیه 15 ..... ۱۰۳
- شکل ۲۱-۵ تغییرات جریان بار برای تغییر ناگهانی بار از 30KVA به 60KVA در ثانیه 15 ..... ۱۰۴
- شکل ۲۲-۵ تغییرات ولتاژ بار برای تغییر ناگهانی بار از 30KVA به 60KVA در ثانیه 15 ..... ۱۰۴
- شکل ۲۳-۵ تغییرات ولتاژ RMS بار برای تغییر ناگهانی بار از 60KVA به 30KVA در ثانیه 15 ..... ۱۰۵
- شکل ۲۴-۵ تغییرات جریان ورودی برای تغییر ناگهانی بار از 60KVA به 30KVA در ثانیه 15 ..... ۱۰۵
- شکل ۲۵-۵ تغییرات جریان بار برای تغییر ناگهانی بار از 60KVA به 30KVA در ثانیه 15 ..... ۱۰۵
- شکل ۲۶-۵ ولتاژ بار برای تغییر ناگهانی بار از 60KVA به 30KVA در ثانیه 15 ..... ۱۰۶
- شکل ۲۷-۵ تغییرات ولتاژ RMS بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 21KV در ثانیه 15 ..... ۱۰۷

- شکل ۲۸-۵ تغییرات جریان ورودی برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 21KV در ثانیه 15 ..... ۱۰۷
- شکل ۲۹-۵ تغییرات جریان بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 21KV در ثانیه 15 ..... ۱۰۸
- شکل ۳۰-۵ تغییرات ولتاژ بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 21KV در ثانیه 15 ..... ۱۰۸
- شکل ۳۱-۵ تغییرات ولتاژ RMS بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 19KV در ثانیه 15 ..... ۱۰۹
- شکل ۳۲-۵ تغییرات جریان ورودی برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 19KV در ثانیه 15 ..... ۱۰۹
- شکل ۳۳-۵ تغییرات جریان بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 19KV در ثانیه 15 ..... ۱۱۰
- شکل ۳۴-۵ تغییرات ولتاژ بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 19KV در ثانیه 15 ..... ۱۱۰
- شکل ۳۵-۵ تحلیل هارمونیکی جریان ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت ..... ۱۱۱
- شکل ۳۶-۵ تحلیل هارمونیکی جریان بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت ..... ۱۱۲
- شکل ۳۷-۵ تحلیل هارمونیکی ولتاژ ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت ..... ۱۱۲
- شکل ۳۸-۵ تحلیل هارمونیکی ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت ..... ۱۱۳

## فهرست جداول

جدول ۱-۲	مراحل تغییر تپ در تپ چنجر (شکل ۱-۲)	۱۱
جدول ۲-۲	مراحل تغییر تپ در شکل ۱۱-۲	۲۶
جدول ۱-۳	مشخصات بهره برداری جهت تپ چنجر پایه IGBT	۵۸





١ - مقدمه

تنظیم ولتاژ<sup>۱</sup> در شبکه های توزیع از دیرباز توسط تپ چنجرهای مکانیکی<sup>۲</sup> صورت می گرفت. هرچند این تپ چنجرها به علت جرقه<sup>۳</sup> زدن های بسیار در هنگام کلید زنی<sup>۴</sup> که هم کنتاکتها<sup>۵</sup> و هم روغن ترانسفورماتور را فرسوده می کند، هزینه های نگه داری بالا را تحمیل می کنند. پیشرفت های عظیمی که در طول دهه های اخیر در زمینه فن آوری نیم هادی<sup>۶</sup> حاصل شده است، منجر به توسعه IGBT های توان بالا<sup>۷</sup> شده است. این IGBT های توان بالا قادر به هدایت جریان تا ۱۰۰۰ آمپر و تحمل ولتاژ تا ۳۰۰۰ ولت هستند. استفاده از این IGBT های توان بالا جهت طراحی و ساخت تپ چنجر<sup>۸</sup> به تپ چنجر اجازه تنظیم ولتاژ خروجی با دقت و سرعت بالا می دهد، همچنین امروزه با پیشرفت شبکه های هوشمند<sup>۹</sup> و استفاده از ترانسفورماتور هوشمند به عنوان جزئی از این شبکه و پستهای هوشمند MV/LV<sup>۱۰</sup> که در آنها تنظیم ولتاژ و کیفیت توان<sup>۱۱</sup> جهت رضایتمندی مشتریان بسیار مهم است، استفاده از مبدلها الکترونیک قدرتی<sup>۱۲</sup> جهت تنظیم ولتاژ بیش از پیش اهمیت پیدا خواهد کرد، در این نوشتار در فصل اول راجع به سیستمهای تغییر دهنده تپ اعم از تپ چنجرهای مکانیکی، هیبریدی و تپ چنجرهای مبتنی بر کلید های الکترونیک قدرت و مزایا و معایب این تپ چنجرها بحث می شود و سپس در فصل سوم در مورد تپ چنجر پایه IGBT مورد نظر برای ترانسفورماتور توزیع<sup>۱۳</sup> 11.3/0.22 KV به صورت مفصل و تکمیلی بحث خواهد شد و مقادیر عناصر کلیدی مورد نیاز این تپ چنجر

---

1 - Voltage Regulation

2 - Mechanical tap changer

3 - Arc

4 - Switching

5 - Contact

6 - Semiconductor

7 - High power IGBT

8 - Solid-state tap changer

9 - Smart grid

10 - Smart MV/LV substation

11 - Power quality

12 - Power electronic

13 - Distribution transformer

محاسبه می‌شود. در فصل چهارم یک روش کنترلی مبتنی بر روش مدل میانگین<sup>1</sup> پیشنهاد خواهد شد، که تابع تبدیل و طراحی جبران‌ساز مورد نیاز جهت کنترل آن بحث خواهد شد و در فصل پنجم نتایج شبیه سازی تپ چنجر پایه IGBT ارائه می‌شود و نسبت به تغییرات ولتاژ شبکه و تغییرات بار تست می‌شود، در فصل ششم و پایانی به نتیجه‌گیری و پیشنهادات پرداخته می‌شود.

---

<sup>1</sup> - Average model



**۲ – سیستمهای تغییر دهنده تپ**

**(Tap changing systems)**

## ۱-۲ مقدمه

تپ<sup>۱</sup> نوعی اتصال در ترانسفورماتورهای توزیع می باشد که در آن خروجی از یک گره که ما بین دو ابتدا و انتهای یک سیم پیچ قرار دارد، بیرون کشیده شده است [۱]. این موضوع اجازه تغییرات در ولتاژ، جریان یا نسبت دور ترانسفورماتور بعد از ساخت ترانسفورماتور را می دهد. دلایل داشتن تپ ها در ترانسفورماتورها به شرح زیر است [۲].

- ا. جهت ثابت نگه داشتن ولتاژ ثانویه در مقابل تغییرات ولتاژ اولیه
  - ب. جهت تغییر ولتاژ ثانویه
  - ج. به منظور ارائه یک ولتاژ ثانویه کمکی برای یک کاربرد خاص مانند روشنایی.
  - د. جهت کاهش ولتاژ برای استارت موتورهای الکتریکی
  - ه. به منظور ارائه یک نقطه خنثی جهت زمین کردن یا هدایت جریان نامتعادل در مدارهای تک فاز سه سیمه یا مدارات سه فاز چهار سیمه
- در ترانسفورماتورهایی که در سیستم قدرت استفاده می شوند، دلیل اصلی برای کاربرد تپ ها ، تنظیم و کنترل ولتاژ است [۳].

نوسانات بار، ولتاژ سیستم قدرت را تغییر می دهد. این نکته هم ذکر شود که گاهی اوقات تپ ها در ترانسفورماتورهای قدرت جهت تغییر زاویه فاز استفاده می شوند [۴, ۵].

تپ چنجرها<sup>۲</sup> در دو گروه اصلی دسته بندی می شوند.

الف. خارج از مدار<sup>۱</sup> یا تپ چنجرهای بدون بار<sup>۲</sup>

---

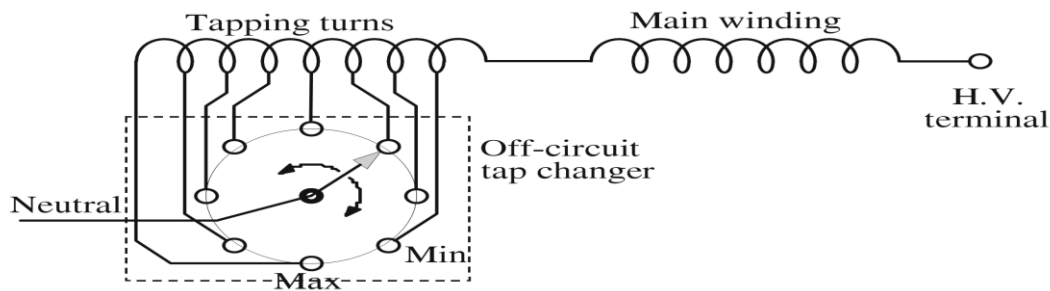
<sup>۱</sup> - Tap

<sup>۲</sup> - Tap-changers

ب. تپ چنجرهای زیر بار<sup>۳</sup>

تپ چنجرها با قابلیت تغییر تپ ها ، زمانی که توان الکتریکی وصل است، تپ چنجر زیر بار نامیده می-شوند. اگر یک تپ چنجر طوری ساخته بشود، که برای عمل کردن نیاز به این دارد که از خطوط قدرت جدا شود، این تپ چنجر تپ چنجر بدون بار نامیده می شود.

اگر نیاز باشد که نسبت دورهای ترانسفورماتور در فاصله های زمانی طولانی تغییر کند (به طور مثل به صورت فصلی)، تپ چنجر بدون بار استفاده می شود. معمولا در تپ چنجرهای بدون بار تپ ها بصورت دستی به وسیله سلکتور<sup>۴</sup> بیرون مخزن ترانسفورماتور تغییر می کنند. این سلکتورها ممکن است به صورت خطی یا دایره ای حرکت کنند [۲]. شکل ۱-۲ ساختار یک تپ چنجر بدون بار با یک سلکتور دایره ای را نشان می دهد.



شکل ۱-۲ ساختار یک تپ چنجر بدون بار [۶]

برای فواصل زمانی کوتاه (ساعات مختلف روز)، امکان پذیر نیست که ترانسفورماتور را از سیستم قدرت جدا کنیم و بنابراین تپ چنجر زیر بار باید جهت تغییر تپ ها استفاده شود. این نوع از تپ چنجر به طور گسترده در سیستم های قدرت استفاده می شود و جزییات آنها در بخش های پیش رو تشریح شده

<sup>1</sup> - Off-circuit  
<sup>2</sup> - no-load tap-changers  
<sup>3</sup> - Under-load tap-changers  
<sup>4</sup> - Selector

است.

## ۲-۲ تب چنجر زیر بار

قبل از برپا کردن شبکه های انتقال قدرت بزرگ و وسیع، شیوه مرسوم برای تنظیم ولتاژ در شبکه های کوچک و ایزوله استفاده از یک ژنراتور بود. تنظیم ولتاژ در آنها توسط سیستم تحریک ژنراتورها انجام می شد [۷]. به هر حال ولتاژ بخش های مختلف از یک شبکه بزرگ نمی تواند با استفاده از چنین روشی تنظیم شود. در شبکه های بزرگ برای تنظیم ولتاژ شبکه بایستی از یک تب چنجر زیر بار به طور پیوسته استفاده شود. این تب چنجر در ترانسفورماتورهای انتقال و همچنین ترانسفورماتورهای تامین بار اصلی به منظور جبران تغییرات ولتاژ که توسط نوسانات بار حاصل شده اند، به کار می رود [۴].

ساختار تب چنجر زیر بار از نوع بدون بار آن بسیار پیچیده تر هست. در زیر دو خصیصه پایه برای همه تب چنجرهای زیر بار ارائه شده است [۲, ۸, ۹]:

أ. در طی مراحل تغییر تب، تپها هرگز اتصال کوتاه نمی شوند، بنابراین یک امپدانس جهت جلوگیری از اتصال کوتاه استفاده می شود.

ب. بار در طی فرآیند تغییر تب قطع نمی شود. معمولاً یک مدار دو عنصره در تب چنجر زیر بار وجود دارد، زمانی که کلید زنی و تغییر تب در یک عنصر مدار انجام می شود، جریان بار از عنصر دیگری عبور می کند.

امپدانسی که در تب چنجر زیر بار استفاده می شود یک مقاوت یا سلف است. که مقاومت یا سلف تب چنجر نامیده می شود. با اینکه فواید مقاومتها به واسطه طول مدت زمان کوتاه آنها و در نتیجه عمر بیشتر کنتاکتها پیش از این شناخته می شد، طراحیهای اخیر نسخه سلفی را دنبال می کنند. دلیل



استفاده گسترده از تپ چنجرهای زیر بار با تپ سلفی<sup>۱</sup> به توانایی عبور جریان به صورت پیوسته توسط سلف مربوط است، در صورتیکه که مقاومتها (بسته به دسته بندیشان) می توانند جریان بار را در زمان کوتاه یک دوره زمانی از خودشان عبور دهند. فقدان این خصیصه ممکن است به سیستم متحرک تپ چنجرها آسیب برساند که عملکرد تپ چنجر را متوقف می سازد، مادامیکه که جریان بار از امیدانس تپ چنجر عبور می کند. به همان اندازه که سیستم های مکانیکی که در تپ چنجرهای زیر بار استفاده می-شوند، پیشرفته شدند، تپ چنجرهای سلفی به تدریج با تپ چنجرهای مقاومتری تعویض شدند [۲].

## ۲-۲-۱ تپ چنجرهای زیر بار راکتوری<sup>۲</sup>

تپ چنجر زیر بار راکتوری در سال ۱۹۲۶ اختراع شد [۵]. مدارهای مختلفی که در این تپ چنجر استفاده می شود وجود دارد، شکل ۲-۲ ساده ترین شکل تپ چنجر زیر بار راکتوری را نشان می دهد، که یک کلید زیر بار به هر تپ وصل شده است. کلید زیر بار کلیدی است که می تواند زیر بار خاموش و روشن شود.

با توجه به شکل ۲-۲ کلید ها به نوبت به یکدیگر وصل می شوند. و تشکیل دو گروه مشخص را می دهند. هر گروه به یک ترمینال راکتور وصل می شود. جدول ۱-۲ موقعیت های مختلف تپ چنجر بر اساس حالت های مختلف کلید ها را خلاصه می کند.

بر طبق جدول ۱-۲ فقط کلید شماره ۱ در موقعیت ۱ روشن است و جریان فقط نصف راکتور عبور می-کند. به منظور انتقال تپ به موقعیت شماره ۲، علاوه بر کلید ۱ کلید ۲ روشن خواهد شد. در این مورد راکتور بین تپ شماره ۱ و شماره ۲ قرار می گیرد، و از اتصال کوتاه شدن تپ ها جلوگیری می کند. در ضمن جریان بار از طریق ترمینال میانی راکتور جاری می شود.

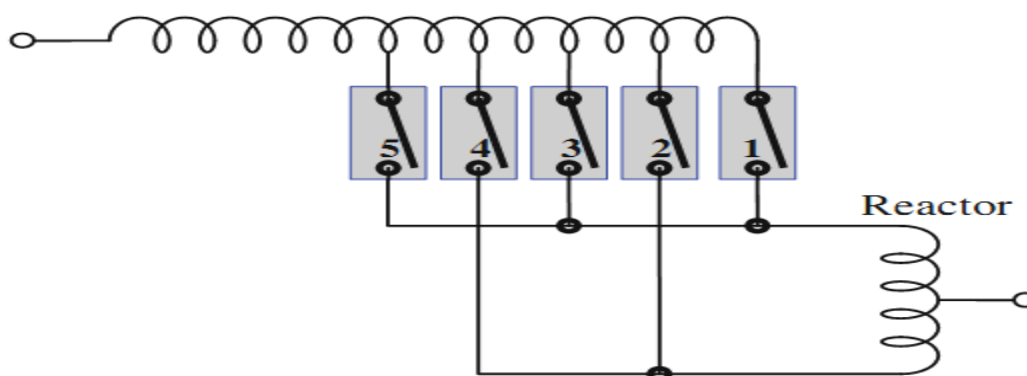
---

<sup>۱</sup> - Tapped-inductor

<sup>۲</sup> - Under-Load Reactor Tap-Changers

با تغییر وضعیت به موقعیت شماره ۳ کلید ۱ خاموش و فقط کلید شماره ۲ روشن می‌شود. در این مورد نیمه دوم راکتور مسیر جریان بار خواهد بود.

به صورت مشابه تغییر تپ برای وضعیت های بیشتر بر پایه جدول ۲-۱ ممکن است. در اینجا  $(2n-1)$  وضعیت برای ولتاژ بار در تپ چنجر شکل ۲-۲ موجود است. ( $n$  تعداد تپ ها است) و این یک مزیت است. اگرچه تعداد کلید های زیر بار برابر با تعداد تپ هاست و این حجم، هزینه و پیچیدگی سیستم را افزایش می‌دهد. شکل ۲-۳ یک تپ چنجر زیر بار جایگزین که در آن دو کلید سلکتوری بدون بار برای انتخاب تپ و فقط دو کلید زیر بار (کلید منحرف کننده<sup>۱</sup>) برای منحرف کردن جریان بار در طی مرحله تغییر تپ موجود است.



شکل ۲-۲ ساده ترین شکل یک تپ چنجر زیر بار راکتوری [2]

کلید های سلکتور و کلید های منحرف کننده با چرخ دنده های سیستم مکانیکی تغییر تپ بهم پیوسته شده اند. در این تپ چنجر، تپ ها به روش های زیر تغییر می کنند.

ا. کلید منحرف کننده شماره ۱ باز می شود

ب. کلید سلکتوری شماره ۱ حرکت می کند

<sup>1</sup> - Diverter switch

جدول ۱-۲ مراحل تغییر تپ در تپ چنجر (شکل ۱-۲)

شماره کلید/شماره موقعیت	۱	۲	۳	۴	۵	۶	۷	۸	۹
۱	روشن	روشن							
۲		روشن	روشن	روشن					
۳				روشن	روشن	روشن			
۴						روشن	روشن	روشن	
۵								روشن	روشن

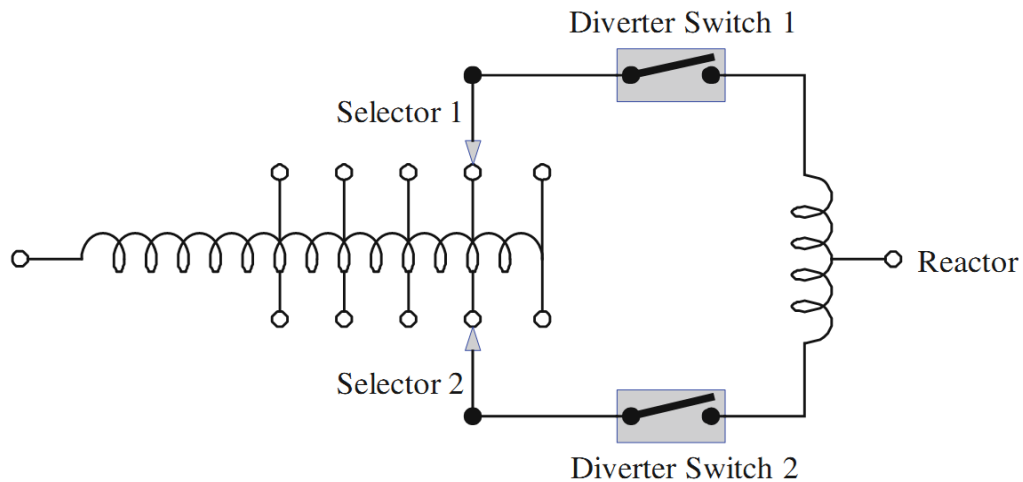
ج. کلید منحرف کننده شماره ۱ دوباره بسته می شود

د. کلید منحرف کننده شماره ۲ باز می شود

ه. کلید سلکتوری شماره ۲ حرکت می کند

و. کلید منحرف کننده شماره ۲ دوباره بسته می شود

یکی دیگر مزیت‌های تپ چنجر شکل ۲-۳ این است که افت ولتاژ روی راکتور، بجز در زمان تغییر تپ صفر می باشد. نظر به آنچه پیش از این ذکر شد، مزیت اصلی تپ چنجر زیر بار راکتوری این است که راکتور جریان پیوسته بار را تحمل می کند، بنابراین اگر سیستم مکانیکی متحرک برای تپ چنجر آسیب ببیند و در طی فرایند تغییر تپ متوقف شود، تپ چنجر نخواهد سوخت و ترانسفورماتور خراب نخواهد شد. از سوی دیگر، تپ چنجر زیر بار راکتوری همینطور برخی اشکالاتی هم دارد، مثل سرعت تغییر تپ پایین، جرقه زدندهای طولانی در طول تغییر تپ، عمر کوتاه کنتاک ها و حجم بزرگ راکتورها. به این علت استفاده از این تپ چنجرها منسوخ شده است.



شکل ۲-۳ تپ چنجر زیر بار راکتوری با دو کلید زیر بار [۲]

### ۲-۲-۲ تپ چنجر زیر بار مقاومتی<sup>۱</sup>

تپ چنجرهای زیر بار راکتوری تقریباً بطور کلی توسط تپ چنجرهای مقاومتی سریع جایگزین شده اند. عموماً دو چیدمان مداری پایه در تپ چنجرهای مقاومتی استفاده می‌شود [۲]:

ا. آنهای که انتخاب تپ و انحراف جریان بار در یک کنتاکت انجام می‌دهند (نوع یک)

ب. آنها که کلیدهای منحرف کننده و کلیدهای انتخاب تپ مجزا دارند (نوع دو)

شکل ۲-۴ ترکیب های مداری مختلف کلید ها در تپ چنجرهای مقاومتی و شکل ۲-۴ الف چیدمان نوع اول را نشان می‌دهد. چنین چیدمانی معمولاً توسط کلید های دوار انجام می‌شود و سیکل قلاب<sup>۲</sup> نامیده می‌شود. شکل ۲-۵ مراحل تغییر تپ در این نوع از تپ چنجر را نشان می‌دهد. شکل ۲-۴ ب-د چیدمان نوع دوم را نشان می‌دهد. در این شکلها چیدمان کلید های سلکتوری، شبیه به کلیدهای

<sup>1</sup> - Under-load resistor tap-changers

<sup>2</sup> - Pennant cycle

منحرف کننده هستند، با چیدمان نوع اول فرق دارد. این چیدمان سیکل پرچم<sup>۱</sup> نامیده می‌شود.

در ترانسفورماتورهای بزرگ چیدمان نوع دو معمولاً استفاده می‌شود. شکل ۲-۶ مراحل تغییر تپ

شکل ۲-۴ را نشان می‌دهد.

در اینجا ساختارهای متفاوتی برای کلیدهای سلکتوری و تپ‌های ترانسفورماتور هست. شکل

۲-۷ سه نوع از این ساختارها را نشان می‌دهد [۱۰].

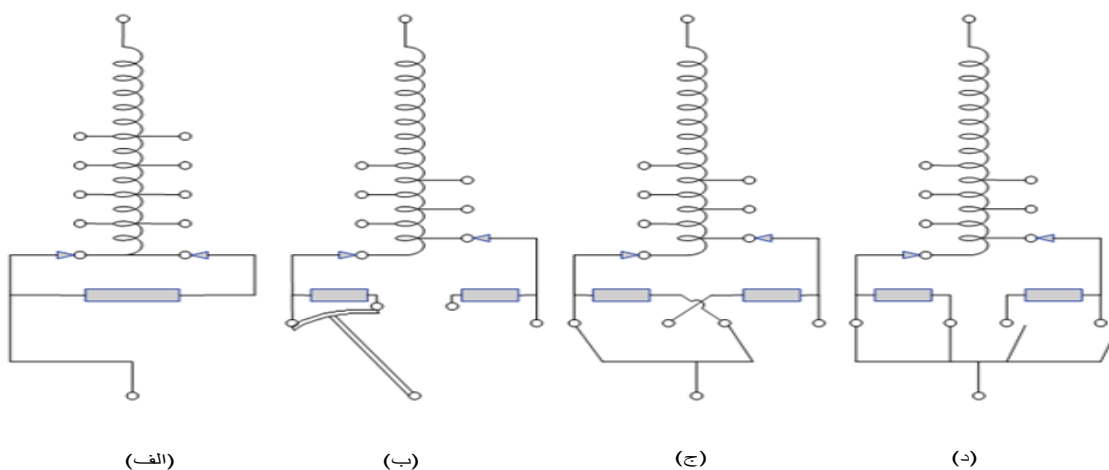
شکل ۲-۷ الف ساختاری که در آن تپ‌ها در گام‌های خطی قرار گرفتن را نشان می‌دهد. وقتی

دامنه تپ‌ها گسترده است، ساختارهای شکل ۲-۷ ب و ج می‌تواند به منظور کاهش تعداد تپ‌ها و ولتاژ

بین هر یک تپ با بعدی استفاده شود.

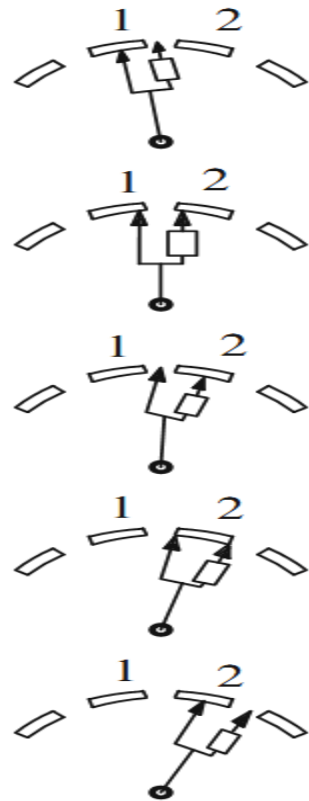
ساختار شکل ۲-۷ ب شرایطی که در آن سیم پیچ تپ‌ها می‌تواند معکوس شود را نشان می‌دهد.

بنابراین اضافه یا کم کردن از ولتاژ تپ‌های سیم پیچ از سیم پیچ اصلی ممکن خواهد بود.



شکل ۲-۴ چیدمانهای مختلف کلیدهای تپ چنجر مقاومتی [۱۱]

<sup>1</sup> - Flag cycle



1- بر روی تپ شماره یک

2- مقاومت جریان گردش را عبور می دهد

3- مقاومت جریان بار را عبور می دهد

4- مقاومت اتصال کوتاه می شود

5- بر روی تپ شماره 2

شکل ۲-۵ مراحل تغییر تپ از تپ شماره ۱ به تپ شماره ۲ در چیدمان (شکل ۲-۴ الف) [۱۱]

برای تنظیم دقیق، اینجا دو نوع از تپ ها وجود دارد: تپ ها با گام های بزرگ و تپ ها با گام های کوچک

## ۲-۳ محدودیت ها تپ چنجرهای زیر بار مکانیکی

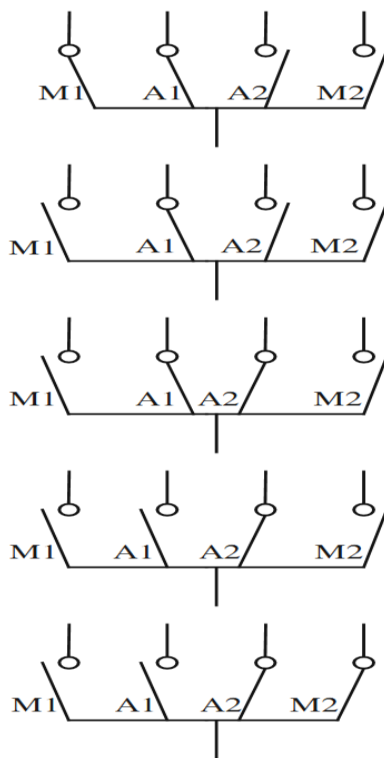
علی رغم مزیت در ساختار تپ چنجر زیر بار مکانیکی، این تپ چنجرها برخی نواقص هم دارند، برای مثال، عامل عمده ای که سبب آسیب به ترانسفورماتورهای قدرت می شود خرابی تپ چنجر آنهاست [۱۲]. برخی از نواقص تپ چنجرهای زیر بار مکانیکی به شرح زیر است [۱۳]:

أ. جرقه زدن کنتاکت در کلید های منحرف کننده در طی فرایند تغییر تپ

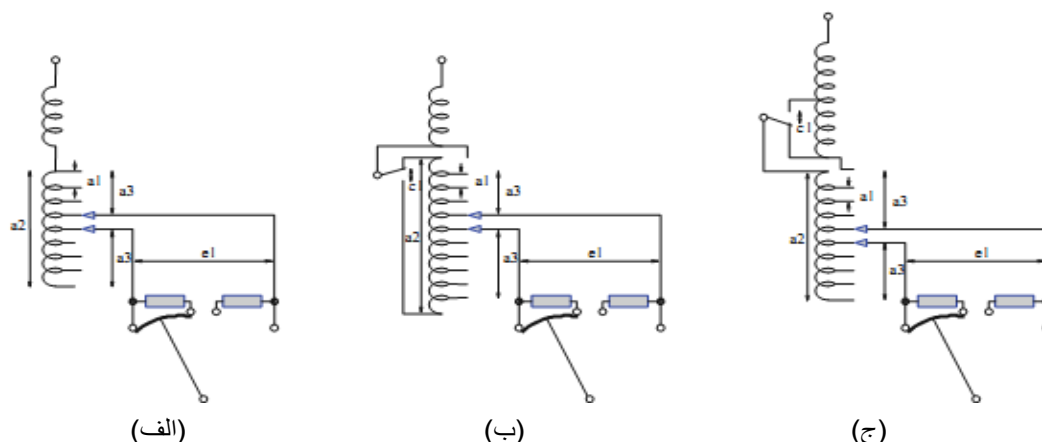
جرقه‌ای در کنتاکت کلید منحرف کننده در زمان به وجود آوردن و منفصل کردن جریان بار ظاهر می‌شود. این جرقه سبب ناپاکی روغنی که کلید منحرف کننده را در بر گرفته است می‌شود و کنتاکتهای کلیدها را فرسوده می‌کند.

ب. هزینه نگه داری و سرویس بالا

وضعیت روغن، کنتاکتها و بخش های مکانیکی تپ چنجرهای زیر بار مکانیکی باید به طور منظم بازرسی شود. این بخاطر جرقه زدن و فرسودگی بخش های مکانیکی متحرک تپ چنجر نیاز می‌شود.



شکل ۲-۶ مراحل تغییر تپ در (شکل ۲-۴) [۲]



شکل ۲-۷ ساختارهای مختلف برای کلیدهای سلکتوری در تپ چنجر زیر بار مقاومتی [۱۰]

ج. سرعت پایین تغییر تپ

سرعت پایین تغییر تپ از طبیعت مکانیکی فرآیند تغییر تپ، و نیاز داشتن به زمان برای ذخیره انرژی مطلوب برای فرآیند تغییر تپ سرچشمه می‌گیرد. در یک تپ چنجر زیر بار مقاومتی، این کار ۱۰۰ ثانیه برای تغییر تپ شماره ۱ تا تپ شماره ۱۹ زمان می‌برد [۱۴].

د. تلفات بالا تپ چنجر در طی تغییر تپ

این مورد برای تپ چنجر مقاومتی اتفاق می‌افتد و دلیل آن استفاده از مقاومت‌های گذر دهنده<sup>۱</sup> در این نوع تپ چنجر است.

به منظور محو محدودیت‌های و نواقص ذکر شده در بالا مدارات و ساختارهای جدید برای تپ چنجرهای زیر بار در ادامه پیشنهاد شده است [۱۵].

آنها در دو گروه اصلی دسته بندی شده‌اند [۱۵, ۱۶].

<sup>۱</sup> - Passing resistor



الف. تپ چنجر زیر بار هیبریدی<sup>۱</sup>

در این تپ چنجر ها کلید های قدرت حالت جامد<sup>۲</sup> به جای کلید های مکانیکی به منظور کاهش جرقه ایجاد شده توسط تغییر تپ استفاده شده است. بخش های مکانیکی سیستم های تپ چنجرهای زیر بار معمول هنوز استفاده می شود.

ب. تپ چنجر زیر بار تمام الکترونیکی<sup>۳</sup> (تپ چنجر زیر بار حالت جامد<sup>۴</sup> یا تپ چنجر زیر بار ایستا<sup>۵</sup>)

در تپ چنجر تمام الکترونیکی بخش مکانیکی متحرک وجود ندارد. و تمام تپ چنجر توسط کلید های قدرت درست شده است. در بخش های ۲-۴ و ۲-۵ هر دو گروه توصیف شده و نواقص و مزیت های آنها آمده است.

## ۲-۴ تپ چنجرهای زیر بار هیبریدی

یکی از مهمترین مشکلات تپ چنجرهای زیر بار مکانیکی جرقه زدن بین کنتاکت های کلیدهای منحرف کننده در طول فرآیند تغییر تپ است. دلیل ظهور جرقه طبیعت مکانیکی کلید هاست.

ایده اصلی در استفاده تپ چنجرهای زیر بار تمام الکترونیکی این است که در طی فرآیند تغییر تپ کلیدهای قدرت با قابلیت کنترل پذیر بیشتر در قیاس با کلید های مکانیکی، جرقه را کاهش می دهند. اما در یک تپ ثابت، کلید های قدرت از مدار خارج می شوند و کلیدهای مکانیکی جریان بار را عبور می دهند. دلیل آن ولتاژ اتصال بسیار پایین کلیدهای مکانیکی در قیاس با کلید های قدرت است.

اولین مدار پیشنهاد شده برای تپ چنجرهای هیبریدی در شکل ۲-۸ نشان داده شده است. شکل ۲-۸

<sup>1</sup> - Hybrid on-load tap-changer

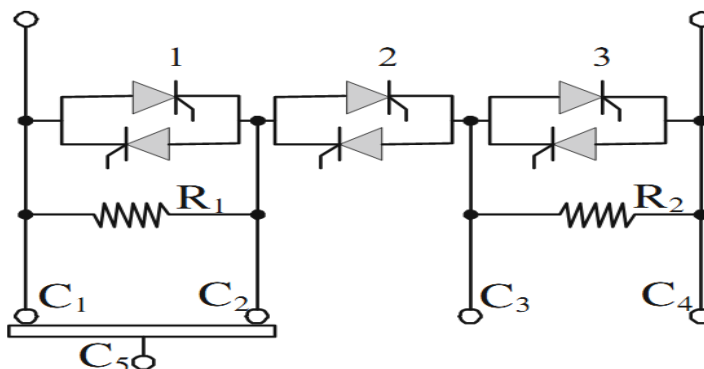
<sup>2</sup> - Solid-state power switches

<sup>3</sup> - Fully electronic under-load tap-changer

<sup>4</sup> - Solid-state under-load tap-changer

<sup>5</sup> - Static on-load tap-changer

همچنین کلید های منحرف کننده تپ چنجر را نشان می دهد. کلید های تغییر تپ در این ساختار با تپ چنجر زیر با مقاومتی تفاوتی ندارند. در حقیقت شکل ۸-۲ بهبود یافته تپ چنجر زیر بار مقاومتی در شکل ۴-۲ است.



شکل ۸-۲ اولین مدار پیشنهادی برای تپ چنجر هیبریدی [۱۷]

در ساختار نشان داده شده در شکل ۸-۲ (شبهه به ساختار شکل ۴-۲)، به منظور تغییر تپ، کنتاکت متحرک  $C_5$  باید از چپ به راست حرکت کند. (یا از راست به چپ) هر چند در ساختار شکل ۸-۲ قبل از مجزا کردن  $C_5$  از هر یک از کنتاکت های ثابت، یا اتصال آن به هر کدام از کنتاکت های ثابت، ترستورهای مربوط در شکل ۸-۲ روشن می شوند و بنابراین هیچ جرقه ای را سبب نمی شوند. برای مثال، در لحظه ای که کنتاکت  $C_5$  از کنتاکت  $C_1$  جدا می شود، قبل از آن جفت ترستور (۱) در لحظه جدا شدن  $C_5$  از کنتاکت  $C_1$  روشن می شوند. توسط انحراف جریان از کنتاکت  $C_1$  به جفت ترستور (۱) جرقه حداقل می شود. جفت ترستور (۱) در اولین عبور از صفر جریان خاموش می شود و جریان به مقاومت  $R_1$  انتقال می یابد. این مورد قبل از رسیدن کنتاکت  $C_5$  به  $C_3$  اتفاق می افتد. بنابراین زمان بین جدا شدن کنتاکت  $C_5$  از کنتاکت  $C_1$  و نزدیک شدن به کنتاکت  $C_3$  از یک نیم سیکل بزرگتر است و جفت ترستور (۱) می تواند پیش از این خاموش شود. جفت ترستور (۲) قبل از رسیدن کنتاکت  $C_5$  به  $C_2$  روشن می شود، این اجازه ظاهر شدن یک جرقه هنگامیکه  $C_5$  به  $C_3$  وصل

می شود را نمی دهد.

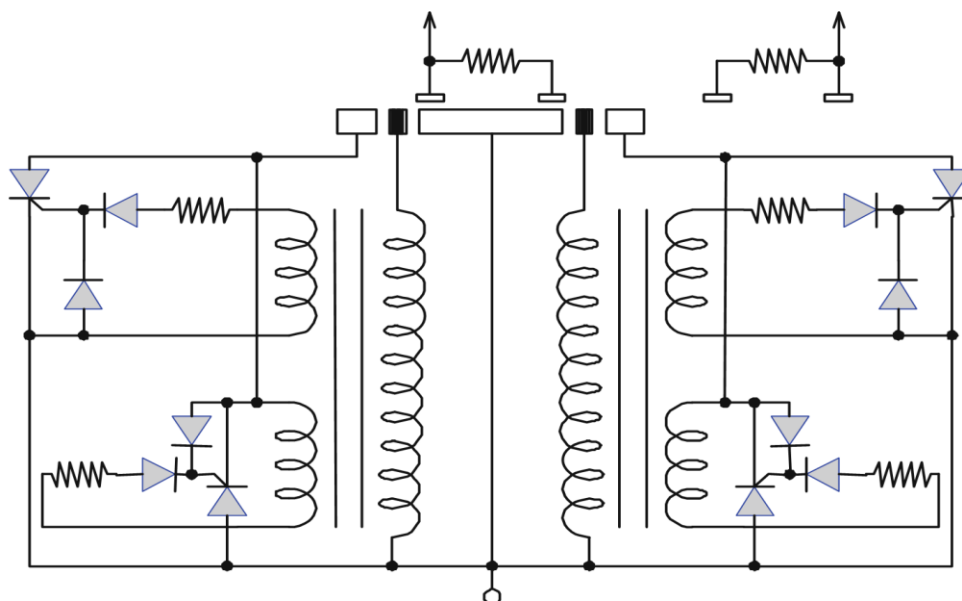
ساختار پیشنهاد شده در شکل ۲-۸ به طور گسترده جرقه را کاهش می دهد، اما نقطه ضعف آن این است که اگرچه در این ساختار جفت تریستور برای یک زمان کوتاه در طول فرآیند تغییر تپ روشن می شود، اما آنها به صورت دائمی به مدار کلید های منحرف کننده وصل می شوند و قابلیت اطمینان سیستم را به سبب امکان سوختن تریستورها کاهش می دهند. برای حل این مشکل، ساختار نشان داده شده در شکل ۲-۹ پیشنهاد شده است [۱۸].

ایده اصلی این ساختار این است که جفت تریستور به مدار فقط در طی تغییر تپ متصل می شود. و در لحظات دیگر باید از مدار ایزوله باشد. در این مورد سیستم در صورت سوختن تریستورها خراب نمی شود و این قابلیت اطمینان سیستم را افزایش می دهد. برای توصیف بهتر عملکرد تپ چنجر شکل ۲-۹، ابتدا موقعیت کنتاکت ها در ساختار شکل ۲-۱۰ در طی دوره های روشن و خاموش شدن کلید شرح داده شده است.

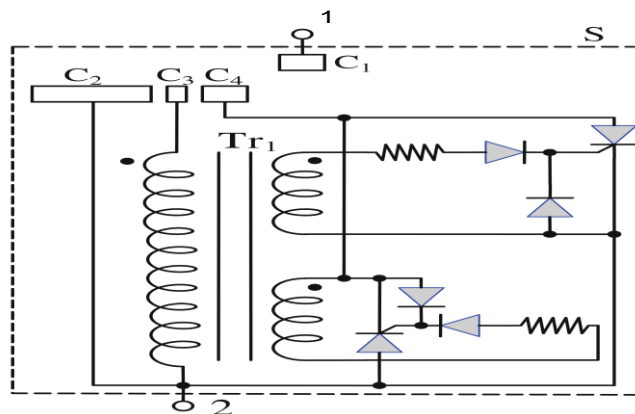
کلید S بین ترمینال های ۱ و ۲ در شکل ۲-۱۰ شامل کنتاکت ثابت  $C_1$  و کنتاکت متحرک اصلی  $C_2$  می شود. در این ساختار، کنتاکت حساس  $C_3^1$  و کنتاکت یدکی  $C_4$  جهت کاهش جرقه به کار گرفته شده اند. کنتاکت یدکی  $C_4$  به ترمینال ۲ بواسطه جفت تریستور متصل می شود و کنتاکت حساس  $C_3$  به ترمینال اولیه ترانسفورماتور  $Tr_1$  وصل می شود. ثانویه ترانسفورماتور به گیت تریستور از طریق یک مقاومت و دیود وصل می شود. کنتاکت  $C_2, C_3$  و  $C_4$  قابلیت حرکت دارند و به صورت مکانیکی به هم متصل شده اند. اما از لحاظ الکتریکی ایزوله هستند.

---

<sup>1</sup> - Sensing contact



شکل ۹-۲ ساختار تپ چنجر هیبریدی [۱۸]



شکل ۱۰-۲ موقعیت کنتاکتها در تپ چنجر پیشنهادی شکل ۹-۲ [۱۸]

جهت اتصال کلید  $S$ ، کنتاکت های  $C_2, C_3$  و  $C_4$  از چپ به راست حرکت می کنند. مراحل وصل شدن کلید  $S$  به شرح ذیل است:

ا. کنتاکت های متحرک  $C_2, C_3$  و  $C_4$  به سمت راست حرکت می کنند و کنتاکت یبکی  $C_4$  به کنتاکت ثابت  $C_1$  متصل می شود. از آنجا که در این مورد فرمان گیت تریسورها صادر نشده است، هیچ

جریانی بین ترمینال ۱ و ۲ کلید S جاری نیست و اختلاف ولتاژ بین ترمینال ۱ به ۲ به جفت تریتور اعمال می‌شود.

ب. با ادامه حرکت کنتاکت‌های متحرک به سمت راست، به علاوه کنتاکت یدکی  $C_1$ ، کنتاکت حسی  $C_3$  همچنین به کنتاکت ثابت  $C_1$  متصل می‌شود. بنابراین دو ترمینال اولیه ترانسفورماتور  $Tr_1$  اتصال کوتاه شده و فرمان گیت تریتورها قطع می‌شوند. همینطور که تریتورها در نخستین گذر صفر جریان بار صفر می‌شوند، همه جریان به کنتاکت  $C_2$  منتقل می‌شود. بعد از انتقال کامل جریان به کنتاکت  $C_2$ ، کنتاکت  $C_3$  از کنتاکت ثابت  $C_1$  ایزوله می‌شود. بدینسان فرآیند اتصال کلید S پایین می‌یابد.

با توجه به فرآیند اتصال کلید S که در بالا توضیح داده شد، این واضح است که در لحظه اتصال یا قطع کنتاکت‌های متحرک  $C_2, C_3$  و  $C_4$  از کنتاکت ثابت  $C_1$  در این فرآیند، کنتاکت‌ها حامل جریان نیستند و بنابراین جرعه به طور زیادی کاهش می‌یابد.

جهت قطع کردن کلید S، کنتاکت‌های متحرک باید از راست به چپ حرکت کنند. مراحل قطع شدن کلید S به شرح زیر است:

ا. با جابجایی کنتاکت‌های متحرک  $C_3$  و  $C_4$  به سمت چپ، علاوه بر کنتاکت اصلی  $C_2$  که قبلاً به کنتاکت ثابت  $C_1$  متصل شده است، کنتاکت‌های حسی و یدکی  $C_3$  و  $C_4$  به کنتاکت  $C_1$  وصل می‌شوند. اگر چه اولیه ترانسفورماتور  $Tr_1$  هیچ ولتاژی ندارد و جفت تریتور در این مورد خاموش می‌باشند.

ب. با ادامه حرکت کردن کنتاکت‌های متحرک به سمت چپ، در اینجا است که در یک لحظه کنتاکت اصلی  $C_2$  از کنتاکت ثابت  $C_1$  ایزوله می‌شود. در این مورد کنتاکت‌های  $C_3$  و  $C_4$  به کنتاکت  $C_1$  متصل می‌شوند. با ایزوله شدن کنتاکت  $C_2$  از کنتاکت  $C_1$ ، در اینجا یک اختلاف ولتاژ بین این دو کنتاکت می‌تواند جرعه تولید کند. اما قبل از گسترش جرعه این اختلاف ولتاژ بر اولیه ترانسفورماتور  $Tr_1$  اعمال می‌-

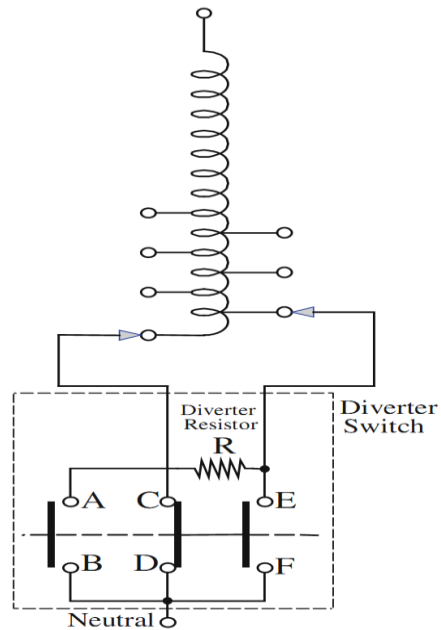
شود و گیت یکی از جفت تریستورها را روشن می‌کند و تریستور مربوطه روشن می‌شود و جریان از کنتاکت  $C_1$  به کنتاکت  $C_4$  منتقل می‌شود. بنابراین، جرقه در لحظه جدا شدن کنتاکت  $C_1$  و  $C_2$  خاموش می‌شود.

ج. با ادامه حرکت کنتاکت های متحرک به سمت چپ، کنتاکت حسی  $C_3$  از کنتاکت ثابت  $C_1$  جدا شده و بدینسان فرمان گیت تریستورها خاموش می‌شود و تریستورها در اولین گذر صفر جریان خاموش خواهند شد. و جریان کلید  $S$  قطع می‌شود. بعد از قطع کامل جریان، کنتاکت  $C_4$  همچنین از کنتاکت  $C_1$  ایزوله می‌شود و فرآیند قطع کلید  $S$  پایان می‌یابد.

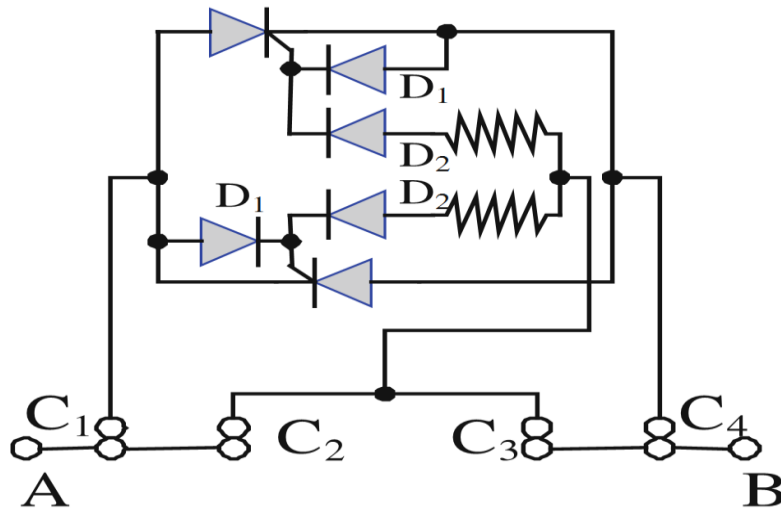
با توجه به توضیحات بالا درباره رویه روشن و خاموش شدن جریان کلید  $S$  در شکل ۲-۱۰ عملکرد تپ چنجر شکل ۲-۹ به روشنی توضیح داده می‌شود. در این ساختار، کنتاکت های حسی و یدکی در دو سمت کنتاکت متحرک اصلی وجود دارند. هنگامیکه کنتاکت متحرک اصلی حرکت می‌کند تا تپ را از چپ به راست تغییر دهد، کنتاکت های یدکی و حسی در سمت چپ کنتاکت اصلی شرایط کلید زنی در لحظات قطع شدن کنتاکت اصلی از کنتاکتهای ثابت را بهبود می‌بخشند، کنتاکت های یدکی و حسی در سمت راست کنتاکت اصلی شرایط کلید زنی در لحظات وصل شدن کنتاکت اصلی به کنتاکتهای ثابت را بهبود می‌بخشند. بنابراین فرآیند تغییر تپ در این تپ چنجر با کمترین جرقه انجام می‌شود.

اگر چه در ساختار پیشنهاد شده در شکل ۲-۹ جرقه به خوبی خاموش می‌شود و هزینه های نگه داری بالای ندارد، تغییر تپ هنوز به سبب استفاده از یک ساختار کلیدی مکانیکی شبیه به تپ چنجر مقاومتی زیر بار کند است. در ضمن چیدمان کنتاکت های متحرک در این ساختار پیچیده است.

یک ساختار جایگزین که کلید های منحرف کننده مختلفی دارد و در آن فقط یک مقاومت گذر دهنده استفاده شده است، در شکل ۲-۱۱ نشان داده شده است [۱۹]. یک جفت تریستور یدکی بر روی هر کنتاکت متحرک که ترمینال های  $AB$ ،  $CD$  و  $EF$  را روشن می‌کند قرار داده شده است.



شکل ۱۱-۲ تپ چنجر هیبریدی جایگزین [۱۹]



شکل ۱۲-۲ اتصال جفت تریستورها به کلیدهای مکانیکی برای ترمینال AB [۱۹]

قطع جریان در کلید در شکل ۱۲-۲ به شرح زیر است:

جفت تریستور یدکی در شکل ۱۱-۲ نشان داده نشده اند. شکل ۱۱-۲ رویه ای برای اتصال جفت

تریستور به کلید های مکانیکی برای ترمینال AB را نشان می دهد. همچنین این رویه همانطور برای

باقی ترمینال ها نیز صادق است.

با توجه به شکل ۲-۱۲ کنتاکت های  $C_1, C_2, C_3, C_4$  و کنتاکت های مکانیکی بین ترمینال های A و B هستند. در این سیستم، جفت کنتاکت  $(C_1, C_4)$  و همچنین جفت کنتاکت  $(C_2, C_3)$  همیشه باهم خاموش و روشن می‌شوند. کنتاکت های  $C_2$  و  $C_3$  مسیرهای اصلی و دائمی جریان هستند، در صورتیکه کنتاکتهای  $C_1$  و  $C_4$  یک مسیر کمکی در لحظات خاموش روشن شدن به واسطه جفت تریستور فراهم می‌کنند.

ترتیب قطع شدن جریان در کلید شکل ۲-۱۲ به شرح ذیل است:

أ. در حالت دائمی، جریان از کنتاکت های  $C_2$  و  $C_3$  عبور می‌کند، هنگامیکه کنتاکتهای  $C_1$  و  $C_4$  باز هستند. برای قطع کردن جریان بین ترمینال های A و B، ابتدا کنتاکت های  $C_1$  و  $C_4$  بسته می‌شوند. در اینجا هیچ فرمان گیتی به جفت تریستور داده نمی‌شود و تریستورها به واسطه اختلاف ولتاژ صفر بین کنتاکت های  $C_1$  و  $C_2$  و همچنین کنتاکت های  $C_3$  و  $C_4$  خاموش هستند.

ب. کنتاکت های  $C_2$  و  $C_3$  شروع به باز شدن در یک زمان می‌کنند، اختلاف ولتاژ بین این کنتاکت ها و کنتاکت های  $C_1$  و  $C_4$  سبب ایجاد جرقه می‌شود. قبل از آن، اختلاف ولتاژ موجب تحریک یکی از جفت تریستورهای کمکی می‌شود و جریان به کنتاکت های  $C_1$  و  $C_4$  منتقل می‌شود و بنابراین جرقه در کنتاکت های  $C_2$  و  $C_3$  خاموش می‌شود. در نخستن گذر صفر، تریستور خاموش می‌شود و جریان تماما قطع می‌شود، کنتاکت های  $C_1$  و  $C_4$  همچنین ایزوله می‌شوند. جهت اطمینان از گذر صفر جریان و خاموش شدن تریستور قبل از باز شدن کنتاکت های  $C_1$  و  $C_4$ ، زمان بین باز شدن کنتاکت های  $C_1$  و  $C_3$  و کنتاکت های  $C_1$  و  $C_4$  باید حداقل یک نیم سیکل باشد.

فرایند عبور جریان به شرح ذیل است:

أ. ابتدا کنتاکت های  $C_1$  و  $C_4$  وصل می‌شوند. اگرچه فرمان گیت تریستورهای کمکی هنوز صادر نشده



است، و این ترستورها خاموش خواهند بود و جریانی نخواهند داشت.

ب. در مرحله بعد، کنتاکت های  $C_2$  و  $C_3$  شروع به بسته شدن می کنند. یک مرتبه جرقه ای در کنتاکتها ذکر شده به سبب اختلاف ولتاژ به وجود می آید، فرمان گیت ترستورهای کمکی صادر می شود و جریان از کنتاکت های  $C_1$  و  $C_4$  ترستورهای کمکی عبور می کند، و بنابراین جرقه خاموش می شود.

ج. بعد اتصال کامل کنتاکت های  $C_2$  و  $C_3$ ، هیچ فرمان گیتی برای ترستورهای کمکی نخواهد بود و در اولین گذر صفر، آنها خاموش می شوند و تمام جریان از کنتاکت های  $C_2$  و  $C_3$  عبور خواهند کرد. در این لحظه کنتاکت های  $C_1$  و  $C_4$  باز خواهند شد سپس جریان متوقف خواهد شد. اکنون واضح است که چگونه تپ چنجر هیبریدی شکل ۲-۱۱ کار می کند. مراحل تغییر تپ در جدول ۲-۲ خلاصه شده است.

از جدول ۲-۲ واضح است که در یک مرحله حرکت هر دو کنتاکت CD و EF همزمان تغییر نمی کنند، بنابراین یک جفت ترستور می تواند برای هر یک از این کنتاکت ها استفاده شود. چنین ساختاری در شکل ۲-۱۳ نشان داده شده است.

ساختارهای که تا به حالا پیشنهاد شده است، می توانند جرقه را به خوبی فرو بنشانند، اما تغییر تپ هنوز آهسته است. علت این تغییر تپ آهسته استفاده از ساختارهای مکانیکی مرسوم کلیدهاست. جهت افزودن سرعت تغییر تپ، ساختار شکل ۲-۱۴ می تواند پیشنهاد شود [۲۰]. سلکتور کلیدها و کلید های منحرف کننده بهبود یافتند. سلکتور کلیدها شبیه به تپ چنجرهای مقاومتری زیر بار از دید چیدمان مداری هستند، هر چند کلید خلا<sup>۱</sup> با یک محرک الکترومکانیکی کنترلی دو حالت<sup>۲</sup> به جای کنتاکتهای محصور در روغن و درایو مکانیکی پیچیده آنها استفاده شده است.

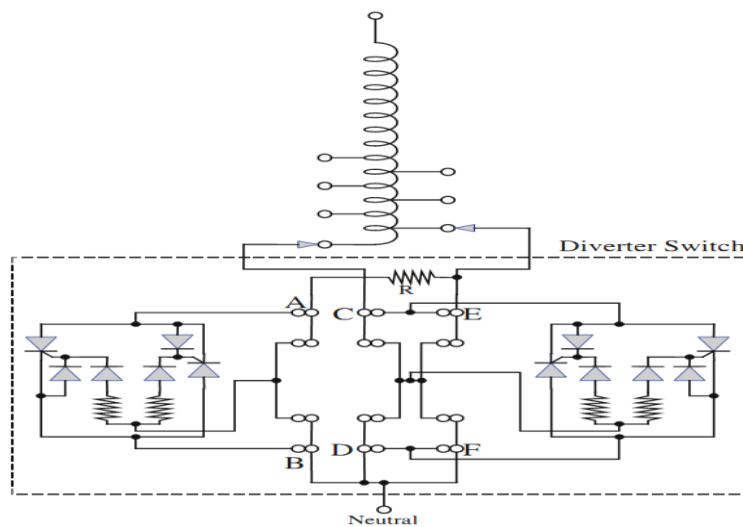
<sup>1</sup> - vacuum switch

<sup>2</sup> - two-state control electromechanical actuator

کلید های خلا می توانند در سیستم های قدرت ولتاژ بالا استفاده شوند. این کلید ها عمر طولانی دارند. آنها دو سیم پیچ دارند و توسط القا سیم پیچ ها خاموش روشن می شوند.

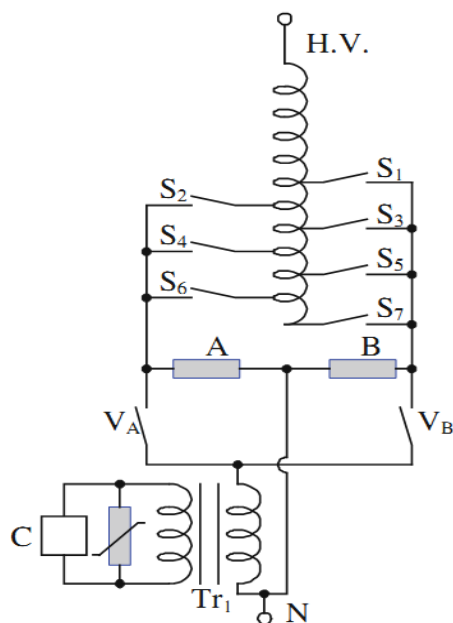
جدول ۲-۲ مراحل تغییر تپ در شکل ۱۱-۲

EF	CD	AB	
	*		الف - عبور از چپ به راست
	*		۰
		*	۱
		*	۲
*		*	۳
			ب- عبور از راست به چپ
*		*	۰
		*	۱
	*	*	۲
	*		۳



شکل ۱۳-۲ ساختار کامل تپ چنجر با دو جفت تریستور کمکی [۱۹]

c زمان تعلیق کلید های خلا از خاموش به روشن شدن یا برعکس که در حدود ۲۰ ثانیه است.



شکل ۲-۱۴ پیکره بندی یک تپ چنجر هیبریدی [۲۰]

کلید های منحرف کننده در این ساختار پیشنهاد شده شامل دو کلید قدرت A و B و دو کلید خلا  $V_A$  و  $V_B$  هستند. جهت انتقال جریان از کلید های خلا به کلید های قدرت یک کلید منحرف کننده کمکی به صورت سری با کلید های خلا  $V_A$  و  $V_B$  استفاده شده است. مدار منحرف کننده شامل یک ترانسفورماتور گام بالا<sup>۱</sup> توان کم، کلید قدرت C و یک وریستور<sup>۲</sup> (برای افت ولتاژ) است. کلید های قدرت در این ساختار با استفاده از کلید های که می توانند توسط گیت خاموش شوند ساخته شده اند. مراحل تعبیر تپ در این ساختار به شرح زیر است (به عنوان مثال مراحل تغییر از تپ ۲ به تپ ۳ بحث شده است)

أ. زمانی که تپ چنجر در تپ ۲ قرار دارد، کلید خلا سلکتوری کلید خلا منحرف کننده  $V_A$  و

<sup>1</sup> - Step-up transformer

<sup>2</sup> - Varistor

کلید های C روشن و سایر کلید ها خاموش هستند. جهت تغییر تپ ۲ به تپ ۳ اول کلید سلکتوری خلا بسته می‌شود، اما هیچ جریانی از آن عبور نمی‌کند.

ب. در گذر صفر جریان، کلید A روشن می‌شود و کلید C خاموش می‌شود. با خاموش شدن کلید C امپدانس مسیر جریان در کلید خلا  $V_A$  افزایش می‌یابد و جریان را به کلید A منتقل می‌کند. انتقال جریان از کلید خلا  $V_A$  به کلید چند میلی ثانیه زمان می‌برد. پیرو انتقال کامل جریان به کلید A کلید خلا  $V_A$  در جریان صفر خاموش می‌شود.

ج. در طی عبور جریان از صفر بعدی، کلید A روشن شده و در زمان یکسان کلید B روشن می‌شود. پیرو این، جریان به کلید B و کلید خلا  $S_3$  انتقال می‌یابد.

د. کلید خلا  $V_B$  روشن است، اما جریان عبوری از  $V_A$  و  $V_B$  امپدانس بالایی دارد بخاطر اینکه کلید C خاموش است، و هیچ جریانی در  $V_B$  نیست.

ه. در طی عبور جریان از صفر، کلید B خاموش می‌شود و همزمان کلید C هم خاموش می‌شود. بنابراین جریان به کلید  $V_B$  منتقل می‌شود. در آخر کلید سلکتوری  $S_2$  خاموش و مراحل تغییر تپ پایان می‌یابد.

همانطور که پیش از این گفته شد، واضح است که در این ساختار هیچ گذرگاه امپدانسی وجود ندارد و در واقع در زمان عبور جریان از صفر، جریان از تپ های زوج (تپ های سمت چپ) به تپ های فرد (تپ های سمت راست) با استفاده از کلید های A و B منتقل می‌شود. به این دلیل می‌باشد که جهش در تغییر تپ ممکن است و هر تپ فرد می‌تواند به هر تپ زوجی جهش کند و همچنین عکس این قضیه صادق است. تنها عامل محدود کننده در جهش تپ ها ولتاژ پیک مجاز در کلید های منحرف کننده است.

در ساختار پیشنهاد شده علاوه بر فرونشاندن جرقه، سرعت تغییر تپ هم افزایش می‌یابد. زمان مورد نیاز

برای تغییر تپ از تپ ۱ به تپ ۱۹ حدود ۱/۵ ثانیه است، که خیلی کمتر از ۱۰۰ ثانیه تپ چنجر مقاومتی زیر بار است<sup>۱</sup>. یکی دیگر از مزیت های این ساختار (شکل ۲-۱۴) این است که آن را می‌شود از سیستم مکانیکی پیچده اش رها نموده و کلید های خلا را جایگزین آن کرد. که این قابلیت اطمینان مکانیکی سیستم را ارتقا می‌بخشد. دلیل آن کاهش تعداد اجزا در کلید خلا و قابلیت اطمینان بالاتر می‌باشد. البته این پیکره بندی برخی نواقص نیز دارد. هزینه بیشتر بخاطر استفاده از کلید های خلا مختلف، اتصال دائمی کلید های به تپ چنجر و بنابراین قابلیت اطمینان الکتریکی پایین اشکالات این سیستم هستند.

پیکره بندی جدید دیگری در شکل ۲-۱۵ نشان داده شده است [۱۳]. در این پیکره بندی کلید های منحرف کننده به صورت مجزا نیستند. کنتاکت های ثابت طوری طراحی شدن که می‌توانند جریان نامی را از طریق ترانسفورماتور منتقل کنند. کنتاکت های منحرف کننده هر یک شامل سه کنتاکت متحرک هستند. این کنتاکت ها (یک کنتاکت اصلی و دو کنتاکت کمکی) همچنین باید در برابر جریان نامی پایدار باشند. اگر چه هیچ نیازی جهت قطع و وصل جریان در اینجا نیست. کنتاکت های متحرک دایره ای حرکت می‌کنند. A و B در شکل ۲-۱۵ کلید های هستند که شبیه به پیکره بندی شکل ۲-۱۴ می‌باشند. و از کلید های ساخته شده اند که می‌توانند توسط گیت خاموش شوند.

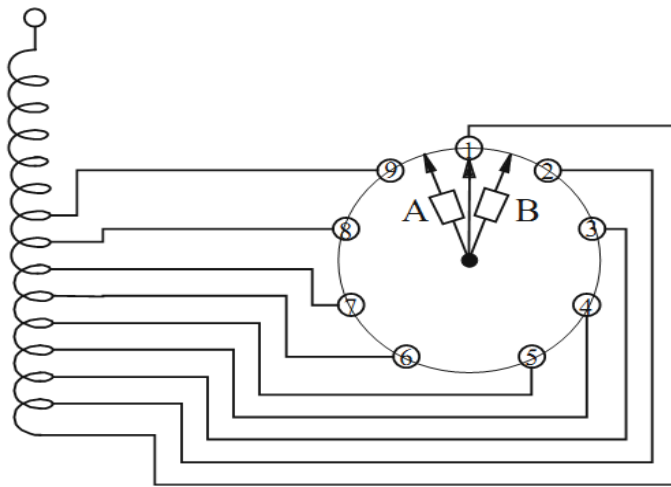
مراحل تغییر تپ در این پیکره بندی در شکل ۲-۱۶ نمایش داده شده و در ادامه توضیح داده شده است.

( بعنوان یک مثال فرآیند تغییر تپ از تپ ۱ به تپ ۲ توضیح داده شده است)

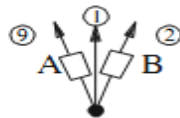
۱. کنتاکت اصلی به تپ ۱ متصل می‌شود و کنتاکت کمکی در هر دو سمت این کنتاکت قرار می‌گیرند.

جهت تغییر تپ به تپ ۲، مراحل پیشرو در ادامه دنبال می‌شود.

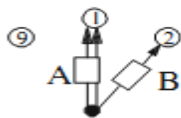
<sup>۱</sup> - رجوع شود به بخش ۲-۳ صفحه ۱۴



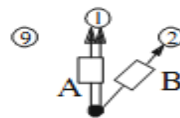
شکل ۲-۱۵ یک تپ چنجر هیبریدی دیگر



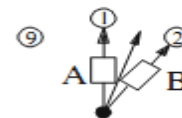
(الف)



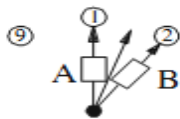
(ب)



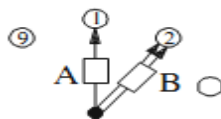
(ج)



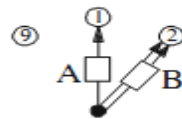
(د)



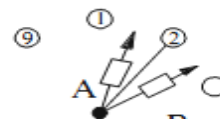
(ه)



(و)



(ز)



(ح)

شکل ۲-۱۶ مراحل تغییر تپ در تپ چنجر هیبریدی شکل ۲-۱۵ [۱۳]

ب. کنتاکت های کمکی در جهت ساعت گرد حرکت می کنند، بنابراین کنتاکت کمکی A به کنتاکت ۱ و کنتاکت کمکی B به کنتاکت ۲ وصل می شود. در این مورد کلید های A و B جریان عبوری کنتاکت های کمکی را قطع و وصل می کنند.

- ج. کنتاکت اصلی شروع به حرکت می‌کند و در همان زمان کلید A روشن می‌شود.
- د. کنتاکت اصلی از کنتاکت ۱ قطع می‌شود، اما اینکار با یک جرقه حداقلی انجام می‌شود بخاطر اینکه کلید A روشن هست.
- ه. در لحظه گذر صفر جریان، کلید A خاموش و کلید B روشن می‌شود. بنابراین جریان از کنتاکت یدکی کلید A به کنتاکت یدکی کلید B منتقل می‌شود.
- و. کنتاکت اصلی حرکت خود را تا نزدیک شدن به کنتاکت ۲ ادامه می‌دهد در هنگام اتصال کنتاکت اصلی به کنتاکت شماره ۲ هیچ جرقی ظاهر نمی‌شود، بخاطر اینکه کلید B روشن است.
- ز. کلید B خاموش می‌شود و همه جریان به کنتاکت اصلی منتقل می‌شود.
- ح. کنتاکت های یدکی حرکت می‌کنند و در دو طرف کنتاکت ۲ قرار می‌گیرند. بدینسان فرآیند تغییر تپ از تپ ۱ به تپ ۲ پایان می‌یابد.
- با اشاره به مدارات پیشنهادی تپ چنجرهای هیبریدی، نتیجه گرفته می‌شود که تپ چنجرهای هیبریدی می‌توانند به طور گسترده جرقه را در طی تغییر تپ با استفاده از کلیدهای قدرت از بین ببرند [۲۱]. هر چند در این تپ چنجرها هنوز بخش‌های مکانیکی متحرک و دشواری‌های سیستمی آنها وجود دارد و سبب عملکرد آهسته نسبی تپ چنجرها می‌شود. ضمناً برخی پیشنهاد حذف مقاومت‌های گذر دهنده می‌دهند، که تلفات مربوط به تغییر تپ را کاهش می‌دهد.
- تغییر تپ سریعتر با استفاده از نسخه تمام الکترونیکی ممکن می‌شود. در بخش بعدی این نوع از تپ چنجر بحث می‌شود.

## ۵-۲ تپ چنجرهای تمام الکترونیکی

هیچ قسمت متحرکی در تپ چنجرهای تمام الکترونیکی وجود ندارد و فقط در آن از کلید قدرت

استفاده شده است. مزایای اساسی تپ چنجرهای تمام الکترونیکی به شرح ذیل است:

ا. هزینه نگهداری بسیار پایین

هیچ قسمت مکانیکی متحرکی در تپ چنجرهای تمام الکترونیکی وجود ندارد، و هیچ جرقه‌ای نمی‌تواند در طی فرآیند تغییر تپ ظاهر شود، نظر باینکه هیچ تماسی وجود ندارد، بنابراین هزینه نگهداری خیلی کم است (اغلب صفر).

ب. سرعت بالا

فرآیند کلید زنی بسیار سریع کلیدهای قدرت منجر به تغییر تپ سریع در تپ چنجرهای تمام الکترونیکی می‌شود، به عنوان مثال امکان آن است که تپ حداقل یک بار در هر نیم سیکل تغییر کند.

ج. جهش تپ

هیچ مقاومت گذر دهنده در تپ چنجرهای تمام الکترونیکی وجود ندارد و اساساً جریان گردش<sup>۱</sup> بین تپ‌ها صفر است، بنابراین جهش امکانپذیر می‌شود.

د. عملکرد بهتر

سرعت بالا و قابلیت کنترل کلیدهای و عدم وجود محدودیت‌های مکانیکی در پیکره بندی این کلیدها قابلیت و عملکرد تپ چنجرها تمام الکترونیکی را ارتقا می‌بخشد. برخی از این قابلیت‌ها در ذیل آمده است:

۱. بدست آوردن گام‌های بیشتر با تعداد تپ و کلیدهای قدرت کمتر، به علت اینکه هیچ

محدودیتی در این پیکره بندی کلیدهای قدرت وجود ندارد.

۲. تپ چنجر تمام الکترونیکی یک تنظیم کننده ایستای سریع<sup>۲</sup> است، بطوری که می‌تواند به

---

<sup>1</sup> - Circulating current

<sup>2</sup> - Rapid static regulator



عنوان یک دستگاه قدرت سفارشی در کیفیت توان در نظر گرفته شود. قادر است تا ولتاژ سگ<sup>۱</sup>، جهش ولتاژی<sup>۲</sup> و همچنین فلیکر<sup>۳</sup> را جبران سازد.

ه. عدم محدودیت در زمان تغییر تپ

به این علت که اگر کلید های قدرت به درستی روشن شوند، فرسودگی کلید ها بسیار ناچیز خواهد بود. البته گذشته از مزایای ذکر شده در بالا، تپ چنجرهای تمام الکترونیکی برخی مشکلات و محدودیت های دارند. این محدودیت ها به شرح ذیل است:

ا. افت ولتاژ روشن شدن کلید بزرگتر از کلید مکانیکی است، تلفات عملکردی<sup>۴</sup> تپ چنجر تمام الکترونیکی از تپ چنجر مکانیکی بیشتر است.

ب. هزینه تپ چنجر تمام الکترونیکی از تپ چنجر مکانیکی بخاطر تعداد زیاد کلید های قدرت در تپ چنجر تمام الکترونیکی بیشتر است.

ج. تپ چنجر تمام الکترونیکی باید در برابر خطای اتصال کوتاه<sup>۵</sup> و پیک های گذرا<sup>۶</sup> بزرگ در سیستم های قدرت به سبب رعد و برق پایداری کند.

اگرچه ایده تپ چنجرهای تمام الکترونیکی در سال ۱۹۷۳ پیشنهاد شده بود [۲۲، ۲۳]، آنها محدود به کاربرد های خاص بودند. اولین مطالعه جامع و آکادمیک این سیستم در دهه ۹۰ میلادی انجام شد [۲۴]. شکل ۲-۱۷ یک پیکره بندی معمولی از این تپ چنجر را نشان می دهد. در این شکل تمام کلید ها، کلید های قدرت AC هستند، که توسط جفت تریستور تحقق یافته شده اند، از این رو تپ چنجر پایه تریستوری<sup>۷</sup> نامیده می شوند. کلید کنارگذر<sup>۱</sup> ممکن است شامل یک کلید خلا و یا یک جفت تریستور با

---

<sup>1</sup> - Voltage sag

<sup>2</sup> - Voltage swell

<sup>3</sup> - Flicker

<sup>4</sup> - Operational losses

<sup>5</sup> - Short-circuit fault

<sup>6</sup> - Transient peak

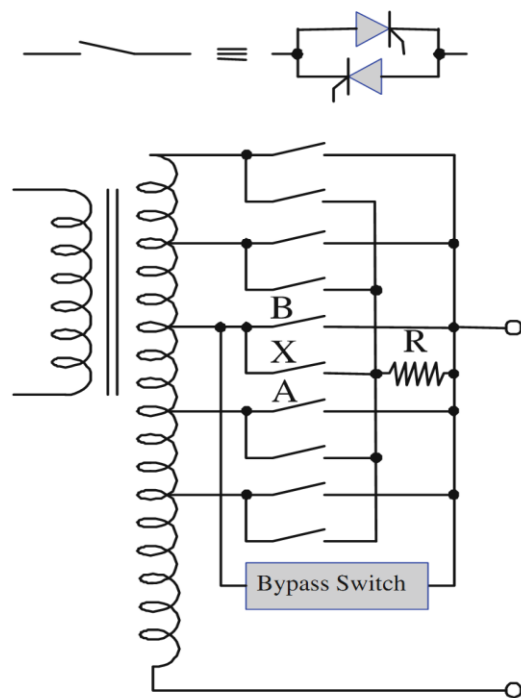
<sup>7</sup> - Thyristor-based tap chnager

توان بیشتر از تریستورهای دیگر باشد، جهت بای پس کردن شرایط خطا<sup>۲</sup> یا برق دار شدن<sup>۳</sup> ترانسفورماتور و حفاظت باقی تریستورها استفاده می‌شود. در تپ چنجر شکل ۲-۱۷ به منظور تغییر تپ A به B بدون در نظر گرفتن ضریب قدرت، مراحل پیشرو به شرح ذیل است:

أ. ابتدا فرمان گیت<sup>۴</sup> کلید A خاموش است و در همان زمان فرمان گیت کلید X روشن می‌شود.

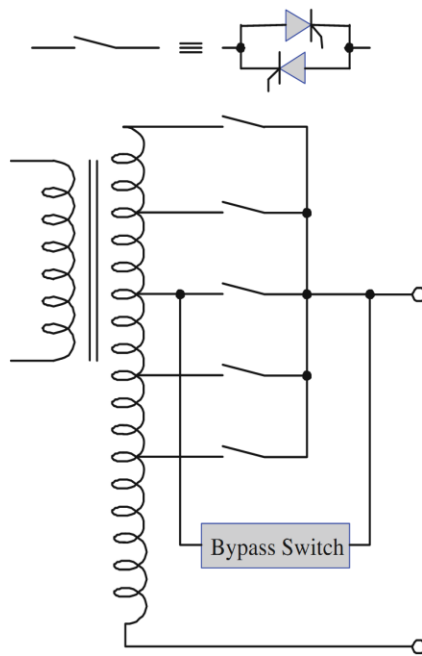
شود.

ب. در سیکل بعدی، فرمان گیت کلید X و B هر دو در یک زمان روشن می‌شود.

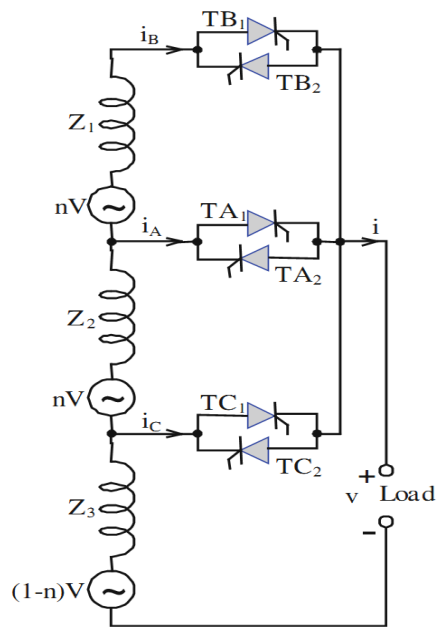


شکل ۲-۱۷ ساختار یک تپ چنجر پایه تریستوری با امپدانس گذر دهنده [۲۴]

- 
- <sup>1</sup> - Bypass switch
  - <sup>2</sup> - Fault conditions
  - <sup>3</sup> - Energization
  - <sup>4</sup> - Gate command



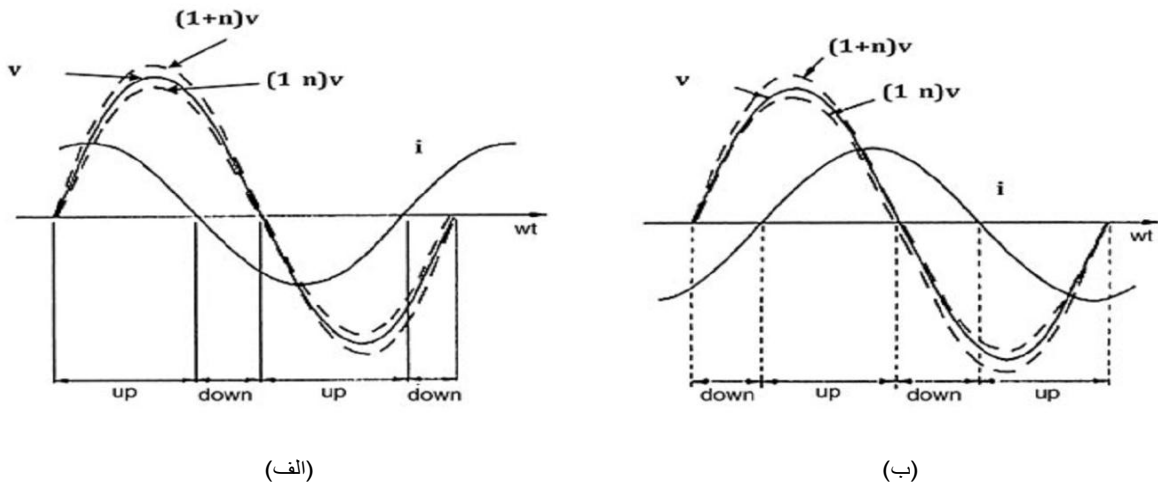
شکل ۱۸-۲ یک تپ چنجر پایه تریستوری بدون مقاومت گذردهنده [۲۴]



شکل ۱۹-۲ مدل مداری برای ثانویه ترانسفورماتور (شکل ۱۸-۲) [۲۴]

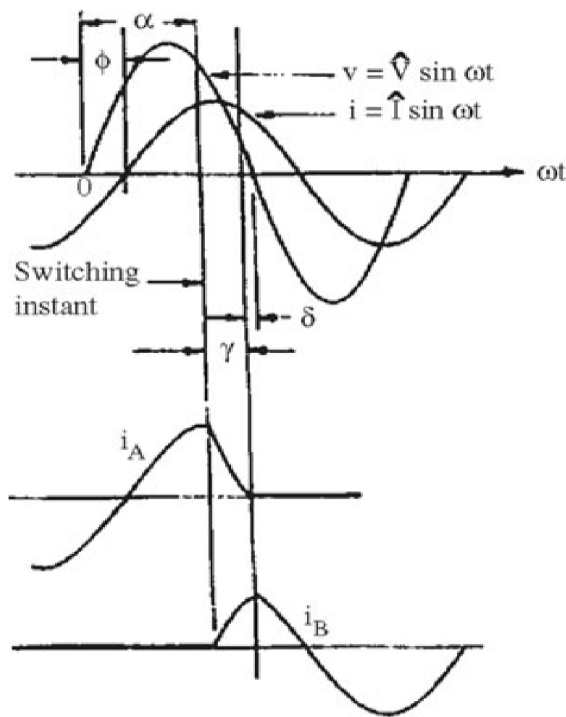
لازم به ذکر است که تریستورها توسط فرمان های گیت روشن شده اند، اما آنها ضرورتاً توسط فرمان

خاموش شدن گیت خاموش نمی‌شوند. اساسا فرمان خاموشی گیت یا ولتاژ اعمالی معکوس<sup>۱</sup> سبب می‌شود که جریان تریستور تقریبا به صفر برسد. بنابراین زمانی که فرمان گیت جفت تریستور A خاموش است و آن جفت تریستور X برقرار است، جفت تریستور X لزوما خاموش نیست در حالیکه جفت تریستور X روشن است و آماده برای اجازه عبور جریان دادن است. احتمال یک جریان چرخشی بین تریستور A و X توسط امپدانس گذر دهنده R محدود می‌شود. بعد اطمینان از خاموش شدن تریستور A مرحله دوم تغییر تپ ادامه می‌یابد. این نشان دهد که اگر جفت تریستور X و B در بین دو گذر صفر ولتاژ روشن باشند، کمترین استرس روی آنهاست [۲۴].

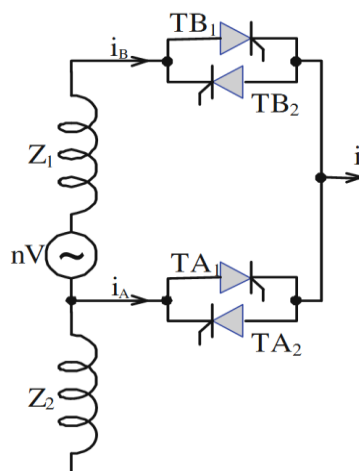


شکل ۲-۲۰ فواصل کلید زنی مجاز برای نداشتن جریان گردش نسبت به ضریب قدرت [۲۴]

<sup>۱</sup> - Inverse applied voltage



(الف)



(ب)

شکل ۲-۲۱ فواصل زمانی کلید زنی مجاز برای عدم وجود جریان گردش (الف) ضریب قدرت سلفی (ب) ضریب قدرت خازنی [۲۴]

هر چند، یک استراتژی کلید زنی مناسب برای تریستور ها در پیکره بندی شکل ۲-۱۷ می تواند به تریستورهای شکل ۲-۱۷ بدون هیچ جریان گردش اعمال شود، تا آنجا که امپدانس گذر دهنده حذف شود و تعداد کلید ها به نصف کاهش یابد. این طور پیکره بندی در شکل ۲-۱۸ نشان داده شده است. جهت ارزیابی عملکرد این نوع از تپ چنجر، حالت مداری ترانسفورماتور در شکل ۲-۱۹ در نظر گرفته شده است. جهت ساده سازی این شکل فقط سه تپ نشان داده شده است. امپدانس های نشان داده شده امپدانس های نشتی ثانویه ترانسفورماتور هستند.

در شکل ۲-۱۹ کلید A (جفت تریستور  $TA_1$  و  $TA_2$ ) جریان بار را حمل می کنند، سپس ولتاژ ثانویه بالا یا پایین خواهد رفت، توسط افزایش تپ (کلید تپ B روشن) یا کاهش تپ (کلید C روشن) برای

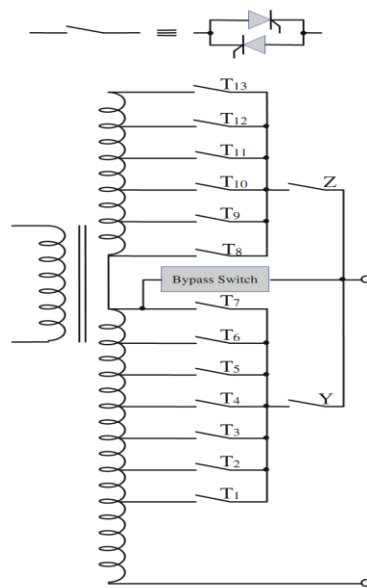
تغییر تپ A به B یا C فرمان گیت کلید A متوقف و فرمان گیت کلید پیشنهاد شده روشن خواهد شد. هرچند اگر هیچ مراقبتی در این عملیات انجام نشود، در اینجا ممکن است تپ ها برای حدود یک سیکل اتصال کوتاه شوند. این جریان اتصال می تواند به کلید ها یا سیم پیچ ترانسفورماتور آسیب بزند. جهت جلوگیری از این اتصال کوتاه، کلید زنی باید به صورت دقیق کنترل شود. اگر امیدانس نشستی<sup>۱</sup> در مدل شکل ۲-۱۹ نادیده گرفته شود، با در نظر گرفتن خاموش شدن تریستور ها، فواصل کلید زنی مجاز برای نداشتن جریان گردشی نسبت به ضریب قدرت<sup>۲</sup> می تواند مانند شکل ۲-۲۰ نشان داده شود.

با توجه به شکل ۲-۲۰ منطق کلید زنی<sup>۳</sup> می تواند بسادگی در ذیل بیان شود :

۱. اگر ولتاژ و جریان هم علامت باشند، فواصل مجاز برای افزایش تپ هستند.
  ۲. اگر ولتاژ و جریان غیر هم علامت باشند، فواصل مجاز برای کاهش تپ هستند.
- در منطق کلید زنی بالا ، اگر ضریب قدرت به یک نزدیک باشد، در مورد پخش توان مستقیم<sup>۴</sup> ، زمان مجاز برای کاهش تپ متمایل به صفر است. در این جور موارد، جریان اتصال کوتاه به هر طریقی اجتناب ناپذیر است.
- البته در شرایط واقعی، امیدانس نشستی ترانسفورماتور وجود دارد، و کموتاسیون جریان<sup>۵</sup> بین کلید ها به صورت آنی اتفاق نخواهد افتاد و تاخیر دارد. زمان کموتاسیون بستگی به امیدانس نشستی ، ولتاژ تپ ها و جریان بار دارد. در این مورد ، زمان های مجاز برای تغییر تپ باید با در نظر گرفتن زمان کموتاسیون تعیین می شوند. شکل ۲-۲۱ تغییر تپ A به B را با در نظر گرفتن زمان کموتاسیون نشان می دهد.

---

<sup>1</sup> - Leakage impedance  
<sup>2</sup> - Power factor  
<sup>3</sup> - Switching logic  
<sup>4</sup> - Direct power flow  
<sup>5</sup> - Current commutation



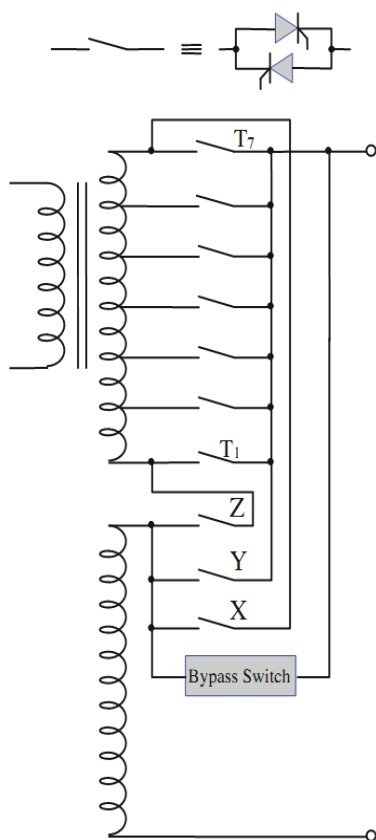
شکل ۲-۲۲ یک ساختار تپ چنجر پایه تریستوری برای کاهش ولتاژ کلیدها [۲۴]

زمان کموتاسیون (زاویه هم پوشانی)<sup>۱</sup> در این شکل توسط  $\gamma$  نشان داده می‌شود. این توجه شود که به منظور حفاظت اضافه جریان در تریستورهای ترانسفورماتورهای برق دار و اضافه جریان به سبب خطا اتصال کوتاه ثانویه، کلید کنارگذر در شکل ۲-۱۸ همان تعریف به مانند شکل ۲-۱۷ را دارد. این کلید با اسنابر<sup>۲</sup> وابسته به ولتاژ و جریان تپ چنجر است، یا یک کلید خلا، یا یک جفت تریستور با درجه بالاتر از تریستورهای باقی مانده. پیکره بندی اصلی تپ چنجر پایه تریستوری در شکل ۲-۱۸ نشان داده شده است. استراتژی کلید زنی<sup>۳</sup> آن طوری است که تپ های آن به درستی و با کمترین جریان گردشی تغییر کرده اند. این پیکره بندی یک چیدمان ساده و اولیه در مقایسه با کلید های قدرت است. این بدین معناست که گام های ولتاژ و کلید های قدرت AC با تعداد ترانسفورماتور برابرند.

<sup>1</sup> - Overlap angle

<sup>2</sup> - Snubber

<sup>3</sup> - Switching strategy



شکل ۲-۲۳ یک ساختار تپ چنجر پایه تریستوری جهت کاهش تعداد کلیدها و تپها [۲۴]

این هزینه بالایی را زمانی که تعداد گام های زیادی نیاز هست سبب خواهد شد، بخاطر اینکه تعداد تریستورهای مورد نیاز و سطح ولتاژ بیشینه<sup>۱</sup> آنها بیشتر است.

جهت حل این مشکل، دو پیکره بندی جایگزین شامل چیدمان پیشرفته تر پیشنهاد شده است که در شکل های شکل ۲-۲۲ و شکل ۲-۲۳ نشان داده شده است.

اساس استراتژی کلید زنی برای کموتاسیون مناسب کلید ها در پیکره بندی هایی که در بالا ذکر شد، دقیقاً شبیه به آنهايي که در شکل ۲-۱۸ بیان شده است. هرچند به نظر می رسد چیدمان کلید ها در این دو پیکره بندی از پیکره بندی اولیه شکل ۲-۱۸ پیچیده تر است.

<sup>۱</sup> - Maximum voltage level



در شکل ۲-۲۲ پیکره بندی، کلید ها به دو گروه تقسیم شده اند. و گروه های که به بار متصلند توسط کلید های Y و Z انتخاب شده اند. برای مثال برای تغییر تپ هفتم به تپ هشتم، کلید های  $T_7$  و Y خاموش می شوند، و کلید های  $T_8$  و Z روشن می شوند (به منظور خاموش و روشن شدن مناسب کلید ها بدون اتصال کوتاه و جریان گردشی، این عمل باید توسط منطق کلید زنی مناسب انجام شود)

در این پیکره بندی ۱۳ گام ولتاژ وجود دارد، اما این کافی است که هر گروه از کلید ها در مقابل یک بخشی از ولتاژ پایداری کنند. گروه تریستورهای  $T_1-T_7$  باید برابر شش برابر هر گام ولتاژ پایداری کنند و گروه تریستورهای  $T_8-T_{13}$  باید برابر پنج برابر هر گام ولتاژ پایداری کنند. بنابراین در تمامی تریستورها ولتاژ در این پیکره بندی کاهش میابد. علی رغم این مزیت ها، این پیکره بندی همچنین دو نقص دارد:

۱. همیشه دو کلید در وضعیت سری هستند، و این سبب ایجاد افت ولتاژ می شود. بنابراین تلفات تپ چنجر را افزایش می دهد.

۲. ولتاژ تریستورهای Z و Y بالا و برابر ۱۲ گام ولتاژ است. البته با بهبود استراتژی روشن و خاموش کردن تریستورها، این افت ولتاژ می تواند کاهش یابد. در آخر، زمانی که کلید Y خاموش می شود، کلید  $T_7$  به منظور تامین یک ولتاژ کمینه بر کلید Y همچنان روشن نگه داشته می شود. به طریق مشابه زمانی که کلید Z خاموش می شود، کلید  $T_8$  باید روشن باشد.

هرچند ایده استفاده شده در پیکره بندی شکل ۲-۲۲ می تواند گسترش یابد به این شکل که تریستورها در دو گروه تقسیم بندی شوند و سپس گروه های مختلف به بار توسط کلید ها متصل شوند.

این ایده در پیکره بندی شکل ۲-۲۳ به کار گرفته شده است. به وسیله تامین ساختن امکان معکوس کردن پلاریته تپ ها،  $2n$  گام ولتاژ با n تپ و کلید بدست می آید. زمانی که کلید های X و  $T_7$  روشن می شوند، ابتدا کلید Y روشن شده و سپس کلید X و  $T_7$  خاموش می شوند. سپس  $T_1$  و Z روشن می شوند و سرآخر Y خاموش خواهد شد. این پیکره بندی همچنین شبیه به پیکره بندی شکل ۲-۲۳ است

و این نقص را دارد که همیشه مسیر جریان سری برای دو تریستور وجود دارد و تلفات را افزایش می-دهد. اشکال دیگر این پیکره بندی زمانی است که کلید X روشن است، ولتاژ بار از ولتاژ میانه کمتر خواهد بود، در صورتی که افت سیم پیچ در قیاس با موردی که کلید Y روشن است و ولتاژ میانه به خروجی متصل شده است، به علت سیم پیچی تپ ها بزرگتر است.

## ۳ – تپ چنجر پایه IGBT

## ۱-۳ معرفی تپ چنجر پایه IGBT<sup>۱</sup>

استفاده از IGBTها در یک تپ چنجر نیازمند یک رویکرد متفاوت است. بخاطر اینکه IGBTها فقط دو حالت کلید دارند، روشن یا خاموش. از آنجا که IGBTها قادرند زمانی که جریان از آنها عبور می کند خاموش شوند، این به آنها اجازه می دهد، در فرکانسهای ۲۰ برابر فرکانس اصلی ۵۰ هرتز مدولاسیون عرض پالس (PWM)<sup>۲</sup> کنند. تغییر سیکل کاری<sup>۳</sup> PWM از ۰ تا ۱۰۰٪ به تپ چنجر اجازه می دهد با IGBTها ولتاژ خروجی را با یک درجه دقت بیشتر از آنچه توسط تپ چنجر پایه ترستوری ممکن بود، تنظیم کند.

کاربرد IGBTها برای استفاده در تپ چنجرهای روی ترانسفورماتورهای MV یک مشکل بسیار بزرگ دارد. که آن ولتاژ بلاک<sup>۴</sup> IGBTهای فشار قوی موجود است. بزرگترین ولتاژ بلاک بدست آمده توسط IGBT در این زمان ۳۶۰۰ ولت و پیک<sup>۵</sup> آن ۶۵۰۰ ولت IGBT Eupec است [۲۵]. ۳۶۰۰ ولت میزان ولتاژی هست که IGBT می تواند در آن کار کند، ۶۵۰۰ ولت بیشترین ولتاژی است که IGBT می تواند زمانی که به صورت دائمی خاموش شده بلاک کند. اما این ولتاژ بلاک کمتر از  $V_{RMS} 20000$  استاندارد یک شبکه ولتاژ متوسط است.

## ۲-۳ مقایسه تپ چنجرهای پایه IGBT و پایه ترستوری

مقایسه مزایا و معایب تپ چنجر پایه IGBT با تپ چنجر پایه ترستوری به وضوح نشان می دهد، که تپ چنجر پایه IGBT از تپ چنجر پایه ترستوری به دلایل در ادامه می آید برتر است [۲۶]:

---

<sup>1</sup> - IGBT-based solid-state tap changer  
<sup>2</sup> - Pulse width modulation  
<sup>3</sup> - Duty cycle  
<sup>4</sup> - Blocking voltage  
<sup>5</sup> - Peak voltage

- تنظیم ولتاژ پیوسته<sup>۱</sup>: تپ چنجر پایه IGBT قادر است ولتاژ خروجی را به صورت پیوسته تنظیم کند.
- تعداد نیم هادی کمتر: استفاده IGBTهای کمتر در بین تپ ها به تپ چنجر پایه IGBT اجازه می دهد که بیشتر از تپ چنجر پایه ترستوری وقتی از تعداد زیادی تپ استفاده می کنیم، مقرون به صرفه باشند.
- ولتاژ روی کلیدها: ولتاژی که IGBTها قادر به کار کردن باشند توسط ولتاژ فراهم شده به وسیله تپها محدود نشده است. در هنگامی که خطا در سمت بار ترانسفورماتور رخ می دهد و IGBTها در سمت ثانویه قرار دارند، اختلاف ولتاژ بروی IGBTها به صورت قابل توجهی بزرگتر از آنچه که IGBTها برایش طراحی شده اند، خواهد بود. که نیاز به استفاده از تجهیزات اضافی، از جمله کلید های کنار گذر شامل ترستورها و فرونشاندن موج بلند<sup>۲</sup> که IGBTها را از ولتاژهای بالا محافظت کند، دارد. این اثر منفی بر روی قیمت تپ چنجر پایه IGBT می گزارد.
- نگهداری: با مقایسه تپ چنجرهای مبتنی بر کلیدهای قدرت با تپ چنجر مکانیکی این مهم نمایان شود که نگهداری یک تپ چنجر مبتنی بر کلیدهای قدرت نزدیک به صفر است، بخاطر اینکه هیچ بخش مکانیکی متحرکی در آن وجود ندارد و به سبب آن هیچ جرقه زمان کلید زنی به وجود نمی-آید.

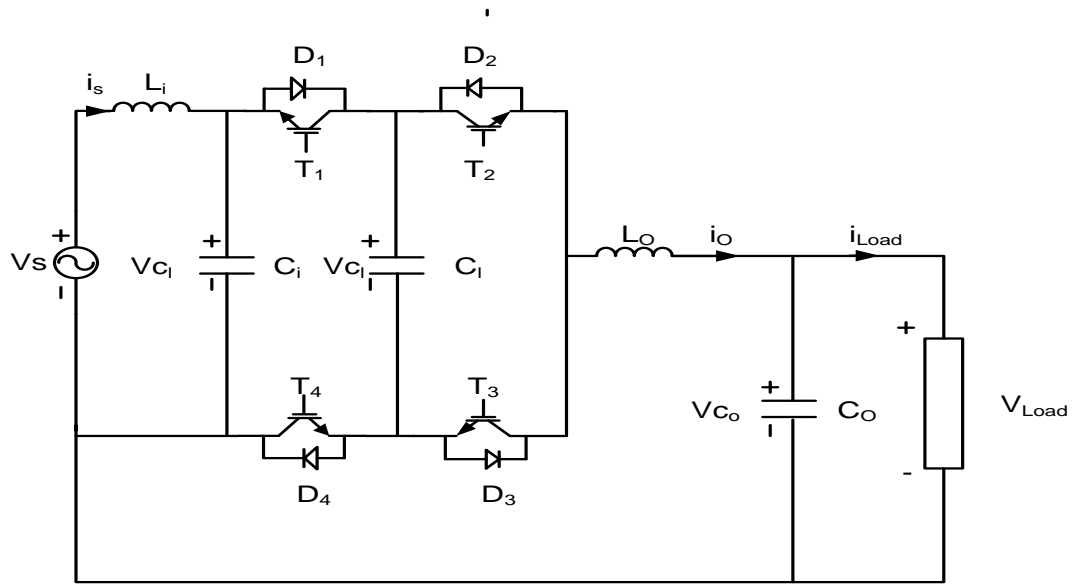
### ۳-۳ پیاده سازی برشگر AC<sup>۳</sup>

برشگر AC[27] مورد بحث شامل چهار IGBT T<sub>1</sub> تا T<sub>4</sub> به همراه دیود های موازی-معکوس مربوط به هر کدام D<sub>1</sub> تا D<sub>4</sub> در

<sup>1</sup> - Continuous voltage regulation

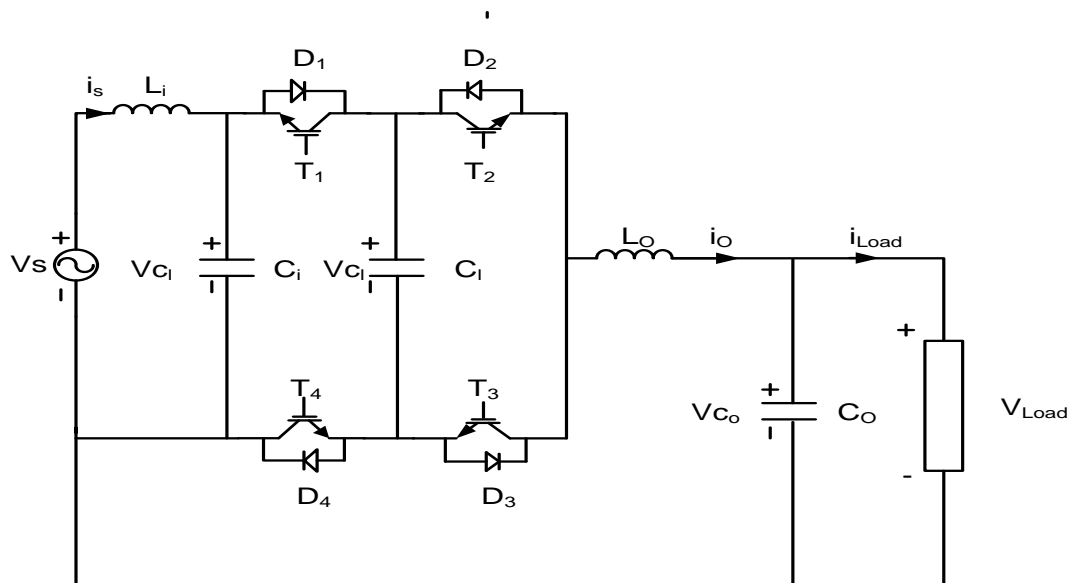
<sup>2</sup> - Surge suppressor

<sup>3</sup> - AC-chopper



شکل

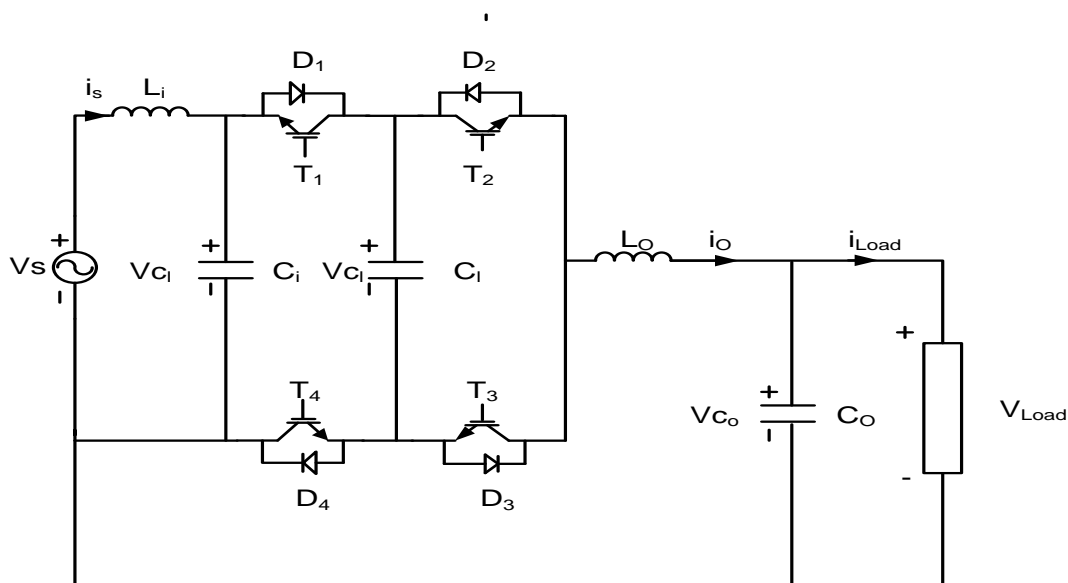
۳-۱ نشان داده شده است. چهار IGBT به صورت سری به ترمینالهای منبع  $v_s$  متصل شده اند. فیلتر خروجی عبارت از سلف  $L_o$  و خازن  $C_o$  بین IGBTهای  $T_2$  و  $T_3$  و بار اتصال برقرار می کند. خازن  $C_i$  تشکیل یک فیلتر را می دهد، در حالیکه خازن  $C_1$  تشکیل یک خازن اسنابر را می دهد. در اینجا یک مشکل جهت پیاده سازی برشگر AC برای استفاده در تپ چنجر پایه IGBT وجود دارد. اتصال IGBTها به منبع، همانطور که در



شکل

۱-۳ نشان داده شده است، IGBTها را

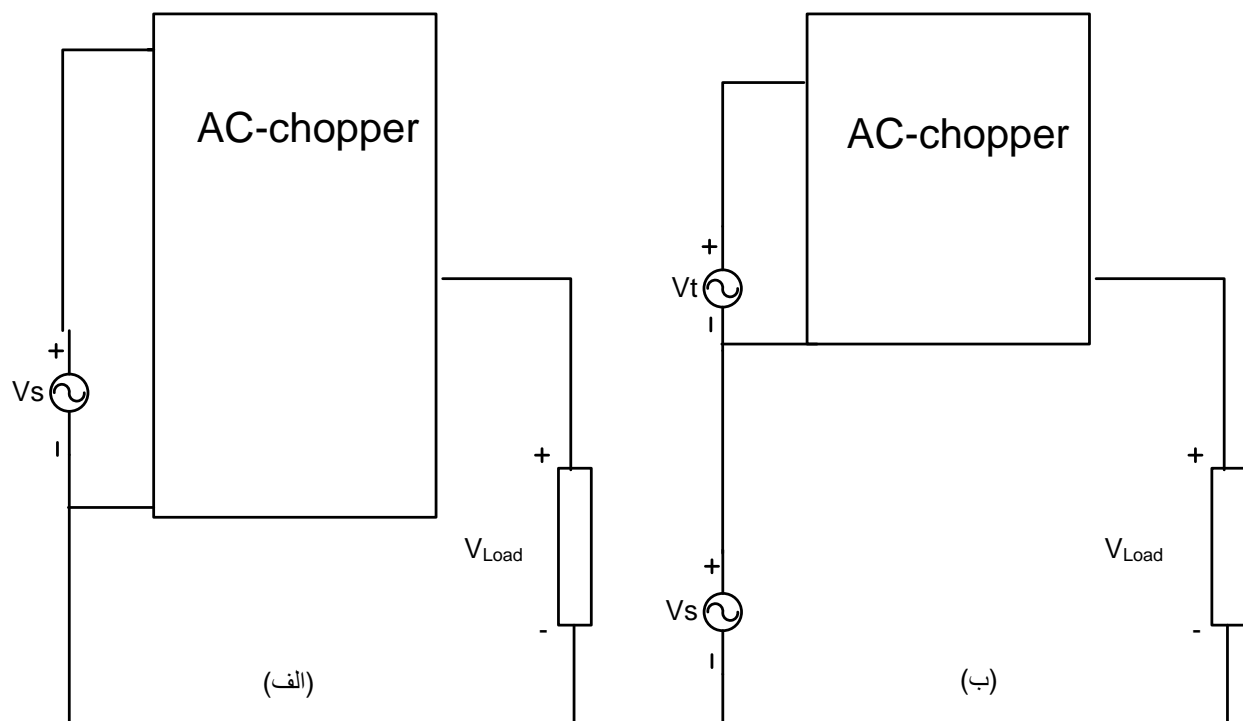
مجبور به بلاک کردن تمام ولتاژ منبع در طی بهره‌برداری می‌کند. این برای فعالیت‌های بین ۲۳۰ الی ۱۲۰۰ ولت مشکلی نیست، بیشتر IGBTها موجود قادر به بهره‌برداری در این ولتاژ هستند. IGBTهای ولتاژ بالاتر همچنین می‌تواند مورد استفاده قرار گیرند، اما بعد تلفات کلید زنی توسط این IGBTها تولید می‌گردد بسیار بالا خواهد بود که مجبور به طراحی یک راه‌حل حیاتی هستیم. فن‌آوری IGBTهای موجود سبب می‌گردد پیاده‌سازی برشگر AC به منظور استفاده از ولتاژ کمتر دگرگون شود.



شکل ۱-۳ شکل مداری برشگر AC [۲۷]

اگرچه اصلاح کردن طرح معمولی نشان داده شده در شکل ۲-۳ الف برشگر AC به منظور استفاده از IGBTهای ولتاژ پایین تر به معنی اضافه کردن یک منبع ولتاژ اضافی است. ولتاژ منبع ولتاژ اضافی را یک دهم منبع ولتاژ تنظیم می‌کنید که اجازه می‌دهد که اختلاف ولتاژ بین دو منبع ولتاژ به طور معنی داری کمتر از منبع ولتاژ به تنهایی باشد. اتصال برشگر AC مستقیماً به منبع ولتاژ و منبع ولتاژ اضافی در شکل ۲-۳ ب نشان داده شده اجازه می‌دهد که ولتاژ دیده شده توسط IGBTها کمتر باشد، اگرچه ولتاژ منبع هنوز زیاد است. پیاده‌سازی یک اتوترانسفورماتور جهت تامین منبع ولتاژ اضافی بصره‌ترین راه

حل است.

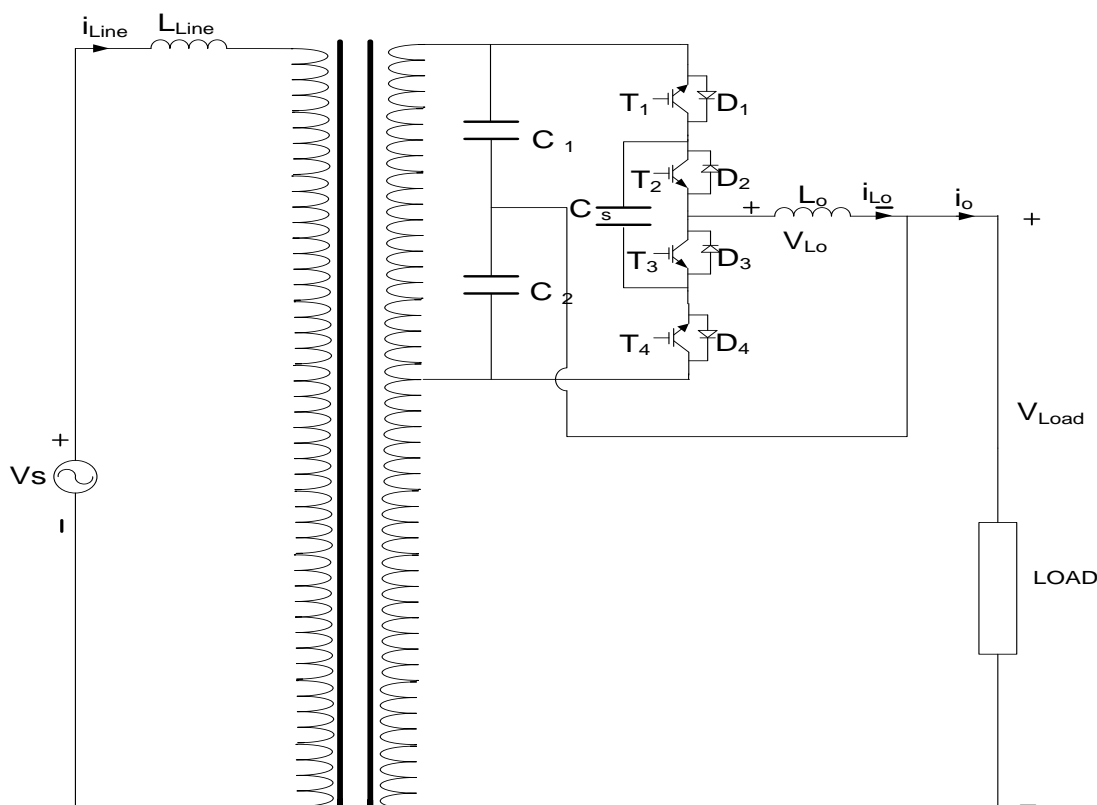


شکل ۲-۳ مدار می دهد که چگونه یگ برشگر AC بر روی یک ترانسفورماتور نصب می- شود (الف) برشگر AC به صورت مستقیم به ترمینالهای منبع وصل شده (ب) برشگر AC بین ورودی و تپ خروجی ترانسفورماتور وصل شده است [۲۶]

پیاده سازی نهایی تمام اجزا مورد نیاز تپ چنجر پایه IGBT در شکل ۳-۳ نشان داده شده است.

با برشگر متصل به منبع و اتوترانسفورماتور خروجی، ولتاژ دو سر برشگر AC بسیار کمتر از ولتاژ نامی  $v_{in}$  است. ولتاژ کمتر که برشگر AC نیاز خواهد داشت جهت کلید زدن به IGBT های ولتاژ پایین اجازه می دهد، در فرکانس کلید زنی بالاتر استفاده شوند. این سبب کاهش اندوکتانس فیلتر خروجی سلف  $L_0$  می شود و بدینسان اندازه فیزیکی سلف کاهش می یابد. خازنهای فیلتر  $C_1$  و  $C_2$  به همان اندازه خازن اسنابر  $C_s$  از کاهش ولتاژ دو سر برشگر AC سود می برند، نظر به اینکه نرخ ولتاژ این خازنها می تواند به طرز معنی داری کمتر شود.





شکل ۳-۳ مدار تمام عناصر استفاده شده در یک تپ چنجر پایه IGBT

### ۳-۴ عناصر کلیدی تپ چنجر IGBT

این بخش به همه عناصری که برای کار کردن تپ چنجر شکل ۳-۳ نیاز است، می‌پردازد. اگر یکی از این عناصر از کار بیافتند، ادامه کار برای تپ چنجر امکانپذیر نیست. در لیست زیر اجزای کلیدی آمده‌است و مختصر تعریفی از هر جز داده شده‌است.

- کلیدهای دوجتهه<sup>۱</sup>: IGBTهای T<sub>1</sub> تا T<sub>4</sub> و دیودهای D<sub>1</sub> تا D<sub>4</sub> در جفتهای دوتایی، که تشکیل دو کلید دوجتهه را می‌دهند. این کلیدها اجزا اصلی این تپ چنجر هستند.
- عناصر فیلتر: فیلتر شامل خازنهای C<sub>1</sub> و C<sub>2</sub> با سلف خروجی L<sub>o</sub>، فیلتر خروجی و ورودی را تشکیل می‌دهند.

<sup>1</sup> - Bi-directional switche

- خازن اسنابر: خازن اسنابر Cs جهت تامین یک مسیر جایگزین جریان برای جریان سلف در طول زمان مرده<sup>۱</sup> رویه کلید زنی<sup>۲</sup> استفاده می‌شود.
- ترانسفورماتور: ترانسفورماتور منبع ولتاژ ثانویه مورد نیاز برشگر AC را فراهم می‌آورد.

### ۳-۴-۱ کلیدهای دو جهته

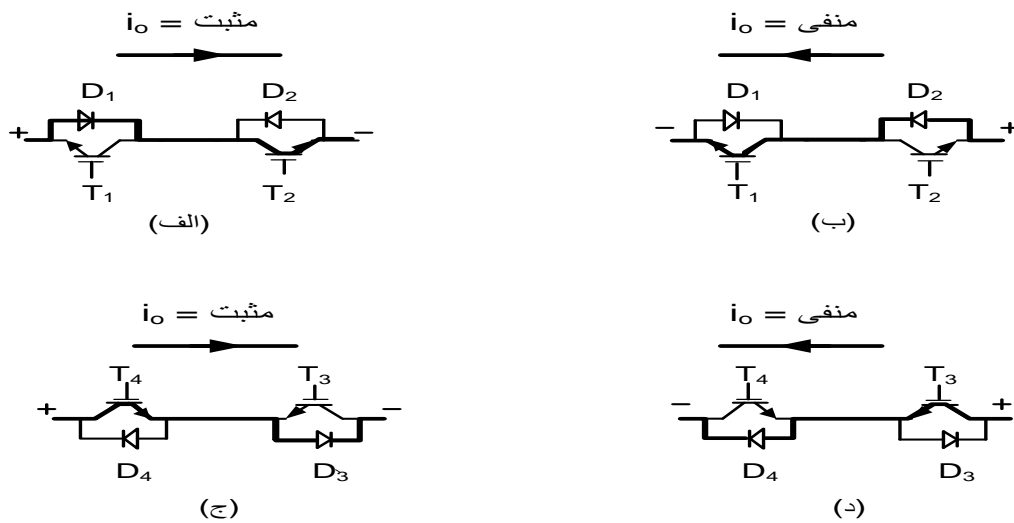
اتصال IGBTهای T<sub>1</sub> تا T<sub>4</sub> با هم و با دیودهای موازی-معکوس<sup>۳</sup> D<sub>1</sub> تا D<sub>4</sub> مربوط به خودشان در شکل ۳-۳ تشکیل دو کلید دو جهته را می‌دهد. کلید دوجته بالایی شامل T<sub>1</sub>، T<sub>2</sub>، D<sub>1</sub> و D<sub>2</sub> است، همانطور که D<sub>3</sub>، T<sub>4</sub>، T<sub>3</sub> و D<sub>4</sub> تشکیل کلید دوجته پایینی را می‌دهند. هر کدام از این کلیدها جریان سلف L<sub>0</sub> را هم در جهت مثبت و هم در جهت منفی مستقل از دامنه ولتاژ و اختلاف فاز بین ولتاژ ورودی v<sub>s</sub> و جریان بار i<sub>o</sub> هدایت می‌کنند. جریان سلفی مثبت که از کلید دوجته بالایی از طریق D<sub>1</sub> و T<sub>2</sub> عبور می‌کند، همانطور که در شکل ۳-۴(الف) نشان داده شده است. جریان سلفی منفی از کلید دوجته از طریق D<sub>2</sub> و T<sub>1</sub> در شکل ۳-۴(ب) نشان داده است جاری می‌شود. شکل‌های شکل ۳-۴(ج) و شکل ۳-۴(د) جریان عبوری از طریق D<sub>3</sub>، T<sub>4</sub>، T<sub>3</sub> و D<sub>4</sub> به ترتیب برای جریانهای سلفی مثبت و منفی را نشان می‌دهد.

---

<sup>1</sup> - Dead time

<sup>2</sup> - Switching scheme

<sup>3</sup> - Anti-parallel diode



شکل ۳-۴ پخش جریان در کلیدهای دوجته الف) IGBT های  $T_2$  و  $T_1$  جریان خروجی مثبت را هدایت می-کنند ب) IGBT های  $T_2$  و  $T_1$  جریان خروجی منفی را هدایت می-کنند ج) IGBT های  $T_3$  و  $T_4$  جریان خروجی مثبت را هدایت می-کنند د) IGBT های  $T_3$  و  $T_4$  جریان خروجی منفی را هدایت می-کنند [۲۶]

### ۳-۴-۲ عناصر فیلتر

فیلتر کردن هارمونیکهای<sup>۱</sup> کلید زنی با استفاده از خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  به همراه سلف  $L_0$  انجام می-شود، همانطور که در شکل ۳-۳ نشان داده شده است. این ترکیب اجازه می-دهد مولفه ریپل<sup>۲</sup> جریان سلف  $i_L$  به صورت نامحدود از طریق کلید دوجته عبور کند.

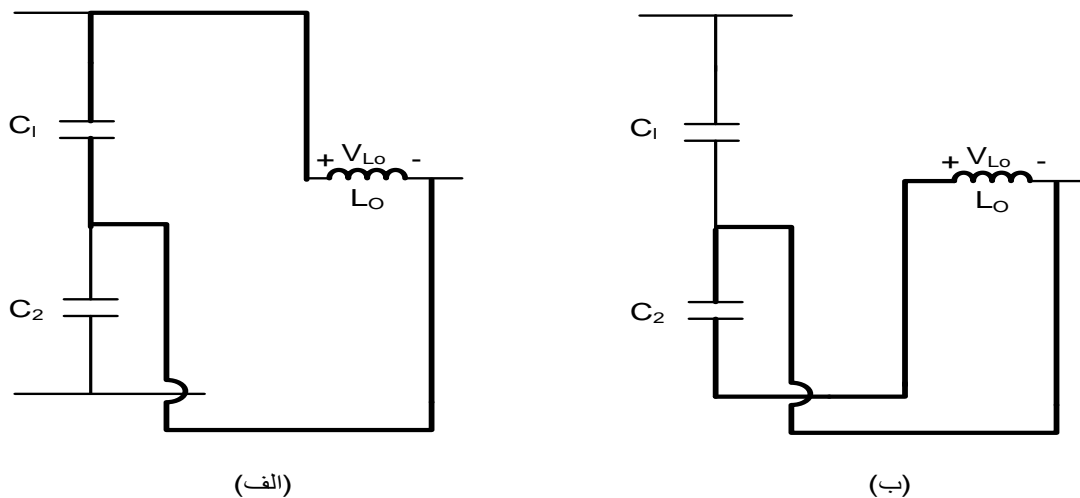
شکل ۳-۵ الف مسیر مولفه ریپل جریان سلف را وقتی کلید دوجته بالایی روشن است، نشان می-دهد. شکل ۳-۵ ب مسیر ریپل جریان زمانی که کلید دوجته پایینی روشن است، نشان می-دهد.

جهت ریپل جریان عبوری از کلیدهای دو جهته می-تواند هم مثبت یا هم منفی باشد. اتصال سلف فیلتر خروجی با خازنهای در شکل ۳-۵ رسم شده است. یک مسیر جایگزین برای عبور مولفه ریپل جریان سلف  $i_L$  ایجاد می-کند. این مسیر کوتاهترین راه را برای ریپل جریان جهت عبور شکل می-دهد، که سبب

<sup>1</sup> - Harmonics

<sup>2</sup> - Ripple

می‌شود ریپل جریان به جای عبور از طریق ترانسفورماتور و شبکه از خازنها عبور کند. پس شبکه و ترانسفورماتور در معرض هارمونیکهای کلید زنی برشگر AC قرار نمی‌گیرند.

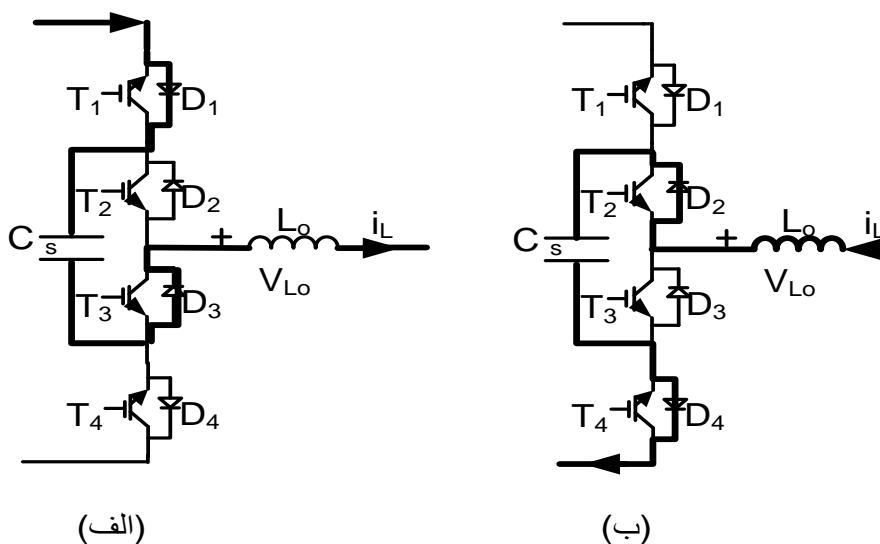


شکل ۳-۵ مسیر ریپل جریان عبوری از سلف  $L_0$  (الف) ریپل جریان عبوری از کلیدهای دوجتهه بالای ب) ریپل جریان عبوری از کلیدهای دوجتهه پایینی [۲۶]

### ۳-۴-۳ خازن اسنابر

خازن اسنابر  $C_s$  یک مسیر جایگزینی برای جریان سلف  $i_L$  در دو شرایط زیر فراهم می‌کند.

- در طی زمان مرده: خازن اسنابر جریان سلف را در طی دوره زمان مرده رویه کلید زنی هدایت می‌کند.
  - در طی تلفات توان کنترلر یا مدارات درایور IGBT: اگر توان در کنترلر یا مدار درایور IGBT تلف شود، آنگاه تمام IGBTها خاموش می‌شوند. در این مورد، خازن اسنابر یک مسیر جریان جایگزین برای عبور جریان ایجاد می‌کند.
- مسیر جریان جایگزین برای جریان سلفی مثبت و منفی در شکل ۳-۶ الف و شکل ۳-۶ ب به ترتیب نشان داده شده است.

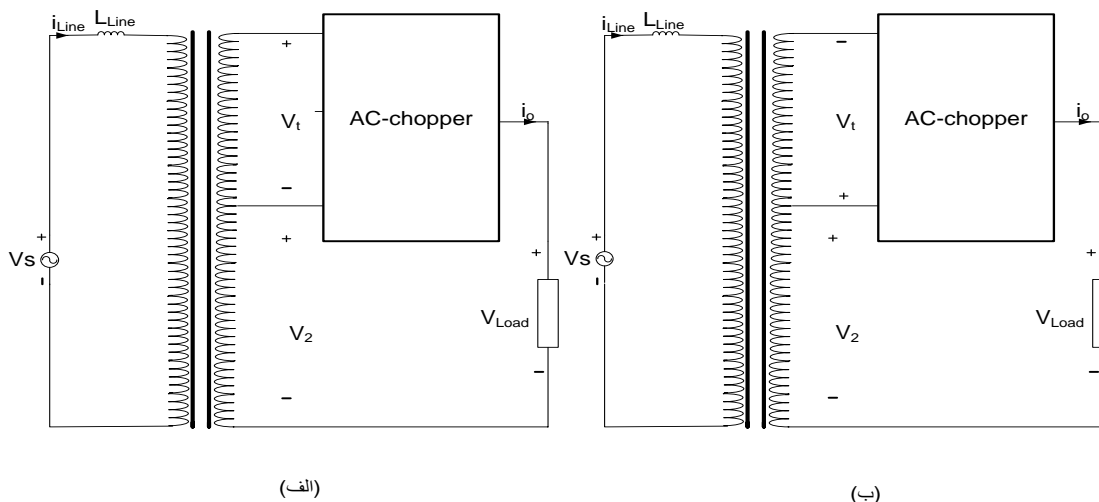


شکل ۳-۶ مسیر رپیل جریان برای هر دو شرایط الف) جریان سلفی مثبت ب) جریان سلفی منفی [۲۶]

### ۴-۴-۳ ترانسفورماتور

ترانسفورماتور یک نقش حیاتی در تامین ولتاژ بالاتر اضافی مورد نیاز توسط برشگر AC ایفا می کند. ترانسفورماتور استفاده شده در این کاربرد قادر به معکوس کردن خروجی ترانسفورماتور است. استفاده از کلیدهای معکوس کننده به سیم پیچی سری اجازه می دهد هم به صورت کاهنده<sup>۱</sup> و هم به صورت افزایشنده<sup>۲</sup>، بسته به اتصالات وصل شود. اتصال ولتاژ ثانویه  $v_2$  به ترمینال پایینی سیم پیچ ثالثیه ترانسفورماتور را به صورت افزایشنده پیکره بنده می کند. این پیکره بندی در شکل ۳-۷ الف آمده است. اتصال ولتاژ ثانویه  $v_2$  به ترمینال بالایی سیم پیچ ثالثیه ترانسفورماتور را به صورت کاهنده پیکره بنده می کند. این پیکره بندی در شکل ۳-۷ ب آمده است.

<sup>1</sup> - Bucking  
<sup>2</sup> - Boosting



شکل ۳-۷ پیکره بندی های ترانسفورماتور الف) پیکره بندی افزاینده ب) پیکره بندی کاهنده

### ۳-۵ رویه کلید زنی

رویه کلید زنی که جهت کنترل تپ چنجر پایه IGBT استفاده می گردد، بر پایه سه اصل استوار است. پیاده سازی مدولاسیون عرض پالس (PWM) به اضافه زمان مرده به تپ چنجر پایه IGBT اجازه تنظیم ولتاژ بار را می دهد، اما این مورد فقط به شرط انجام درست کموتاسیون IGBT ها انجام می پذیرد. تنظیم ولتاژ بار نیاز به تنظیم سیکل کاری PWM زمانی که تپ چنجر پایه IGBT کار می کند دارد. تغییر سیکل کاری PWM از ۰٪ الی ۱۰۰٪ به تپ چنجر پایه IGBT اجازه تنظیم ولتاژ بین ولتاژ ورودی و ولتاژ سیم پیچ سری را می دهد. تنظیم چرخه روی ۱۰٪ در شکل ۳-۸ الف، ۵۰٪ در شکل ۳-۸ ب و ۹۰٪ در شکل ۳-۸ ج ولتاژهای بار زیر را برای سیکلها کاری مربوطه نتیجه می دهد [۲۶].

$$V_{Load} = V_{in} + 0.1V_t \quad (\text{سیکل کاری} = 10\%)$$

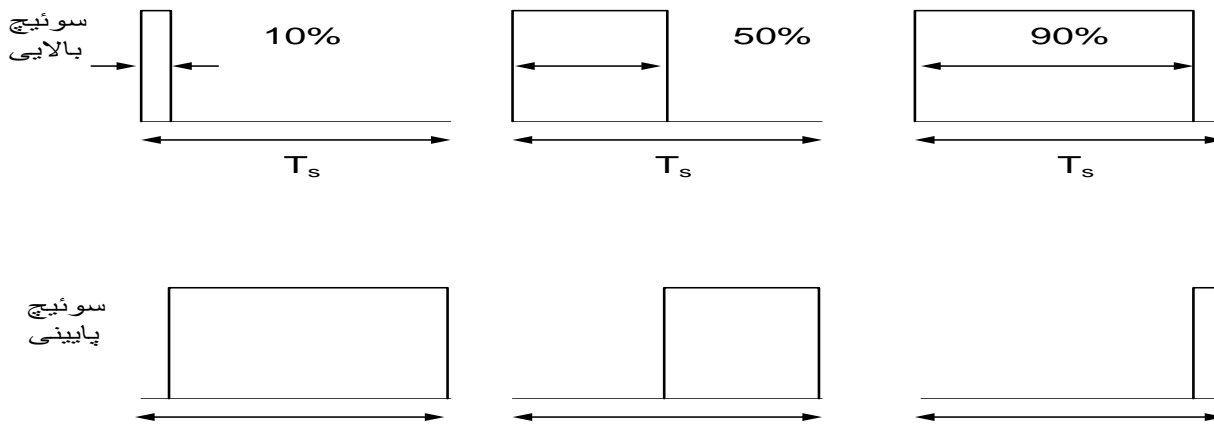
$$V_{Load} = V_{in} + 0.5V_t \quad (\text{سیکل کاری} = 50\%)$$

$$V_{Load} = V_{in} + 0.9V_t \quad (\text{سیکل کاری} = 90\%)$$

$$V_{Load} = V_{in} + d V_t \quad (\text{برای هر سیکل کاری})$$

به علت عملکرد غیر ایده آل IGBT ها، و به منظور جلوگیری از اتصال کوتاه ترانسفورماتور، نیاز است که

زمان مرده حتما استفاده شود.



شکل ۳-۸ سیگنالهای گیت برای کلیدهای دوجتهه بالایی و پایینی با  $T_s$  بعنوان پریود فرکانس کلید زنی (الف) چرخه کاری ۱۰ درصد ب) چرخه کاری ۵۰ درصد ج) چرخه کاری ۹۰ درصد [۲۶]

عملکرد ایده‌آل IGBT نیازمند این است که IGBTها به صورت کامل مستقیم بعد از اینکه سیگنال گیت قطع شد خاموش شوند. اما IGBTها متأسفانه به این روش خاموش نمی‌شوند، به جای آن بعد از یک تاخیر  $1 \mu s$  شروع به خاموش شدن می‌کنند.

این فرایند خاموش شدن کلید پیاده سازی زمان مرده جهت PWM ضروری می‌سازد. با خاموش شدن یک IGBT و با توقف مقدار زمان مشخصی قبل از اینکه IGBT دیگری روشن شود، این مکث به IGBT اولی اجازه می‌دهد به طور کامل خاموش شود. تغییر از یک جفت IGBT که به صورت روشن است به دیگری بدون زمان مرده احتمال اتصال کوتاه تپهای ترانسفورماتور را بالا می‌برد. استفاده از زمان مرده در طی گذر صفر ولتاژ از این رخداد به وسیله خاموش شدن جفت IGBT اولی و سپس انتظار برای همه پریود زمان مرده قبل از روشن شدن جفت IGBT بعدی جلوگیری می‌کند.

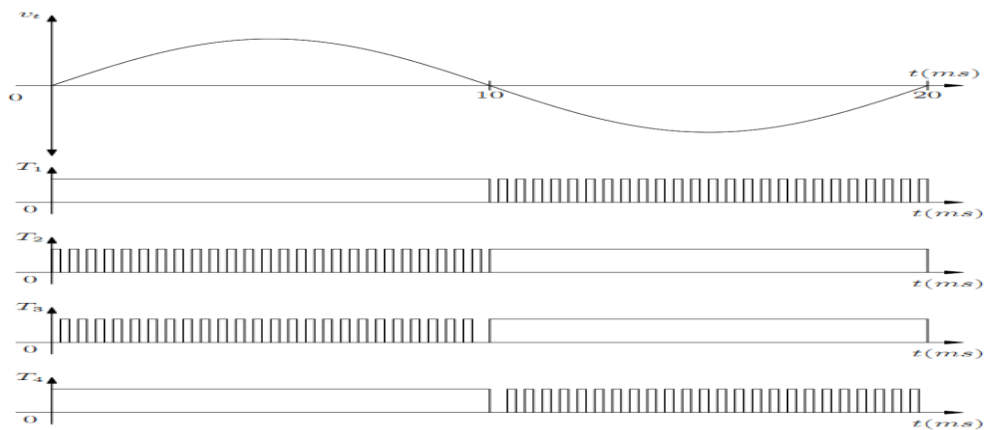
اتصال چهار IGBT  $T_1$  تا  $T_4$  نشان داده شده در شکل ۳-۲، تشکیل دو مبدل کاهنده سنکرون<sup>۱</sup> می‌دهد که به صورت جداگانه از هم کار می‌کنند. یکی از این مبدل کاهنده سنکرون شامل IGBTهای  $T_1$  و  $T_4$

<sup>1</sup> - Synchronous buck converter

است، که در طی سیکل منفی ولتاژ تپ  $v_t$  عمل می‌کنند. مبدل کاهنده سنکرون دومی شامل IGBTهای  $T_2$  و  $T_3$  است، که در طی سیکل مثبت ولتاژ تپ  $v_t$  عمل می‌کنند. عمل کردن دو مبدل کاهنده سنکرون با هم نیازمند اختصاص یک رویه کلید زنی می‌باشد، که کلید زنی را به منظور کموتاسیون IGBTها کنترل کند.

کموتاسیون تعیین می‌کند که کدام IGBTها به صورت پایدار روشن باشند یا مدالسیون عرض پالس کنند، بسته به آن که ولتاژ تپ در نیم سیکل مثبت یا نیم سیکل منفی باشد. شکل ۳-۹ آخرین پیاده‌سازی PWM به همراه کموتاسیون با توجه به علامت ولتاژ ورودی را نشان می‌دهد.

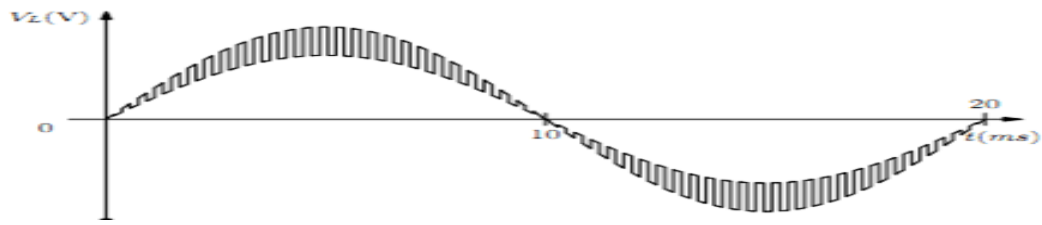
در طول نیم سیکل مثبت ولتاژ تپ، IGBTهای  $T_1$  و  $T_4$  باید به صورت پایدار روشن باشند، زمانی که IGBTهای  $T_2$  و  $T_3$  مدولاسیون عرض پالس می‌کنند. برعکس این در زمان نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی اعمال می‌شود. با روشن شدن  $T_2$  و  $T_3$  به صورت پایدار زمانی که  $T_1$  و  $T_4$  مدولاسیون عرض پالس می‌کنند.



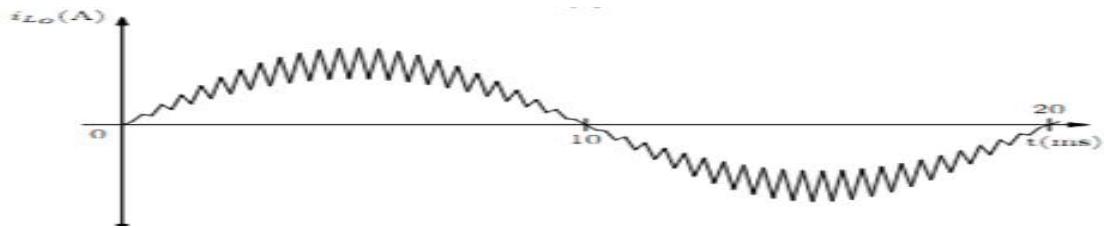
شکل ۳-۹ رویه کلید زنی برشگر AC مورد استفاده تپ چنجر پایه IGBT[28]

نتایج فیلتر نشده کلید زنی ولتاژ تپ در این روش در شکل ۳-۱۰ نشان داده شده است، و  $V_L$  که ولتاژ بین نقطه اتصال IGBTهای  $T_2$  و  $T_3$  و سلف فیلتر خروجی می‌باشد، در شکل ۳-۳ اندازه گرفته شده است.





(الف)



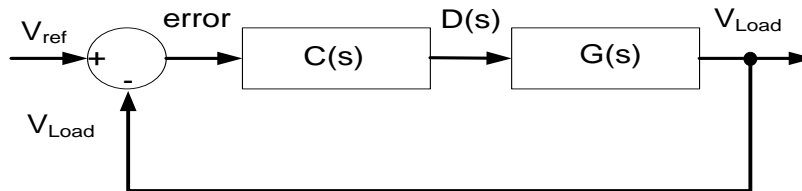
(ب)

شکل ۳-۱۰ شکل موجهای بدون فیلتر مورد انتظار که توسط رویه کلید زنی تولید می‌شوند الف) ولتاژ خروجی بدون فیلتر اندازه گرفته شده بین IGBT های T2 و T3 الف) جریان سلفی  $i_{L0}$  [28]

### ۳-۶ روش کنترلی

یک روش فیدبک خروجی جهت کنترل ولتاژ خروجی تپ چنجر اجرا می‌شود. از ولتاژ خروجی فیدبک گرفته شده و به کنترلر داده می‌شود و این به کنترلر اجازه می‌دهد که سیکل کاری مدولاسیون عرض پالس را که جهت کنترل IGBT ها استفاده می‌شود، تنظیم کند. طرح مورد استفاده برای روش کنترل فیدبک در شکل ۳-۱۱ نشان داده شده است.

نماد زیر برای کنترلر استفاده شده است:



شکل ۳-۱۱ طرح نمادین کنترلر فیدبک مورد استفاده در تپ چنجر

•  $V_{ref}$ : ولتاژ مرجعی استفاده شده توسط کنترلر جهت تعیین مقدار خطای سیستم

- error: سیگنال خطا که از طریق تفریق ولتاژ بار از ولتاژ مرجع به دست می‌آید
- C(s): جبران‌ساز<sup>1</sup>، که سیکل کاری جدید با توجه به سیگنال خطای دریافتی تعیین می‌آید
- D(s): سیگنال سیکل کاری که وارد سیستم می‌شود، توسط جبران‌ساز تعیین می‌شود.
- G(s): تابع تبدیل سیستم
- $V_{Load}$ : ولتاژ بار

### ۷-۳ تحلیل جزئیات مبدل

حال به عبور جریان سلف  $i_L$  از تپ چنجر پایه IGBT هنگام کلید زنی بین تپها نگاه می‌کنیم. اتصال IGBT بین تپها در شکل ۳-۳ و پیاده سازی رویه کلید زنی در شکل ۳-۹ نشان داده شده است. تحلیل عبور جریان سلف از طریق IGBTها از این جهت ضروری است که بدانیم چطور تپ چنجر پایه IGBT کار تنظیم ولتاژ بار را انجام می‌دهد.

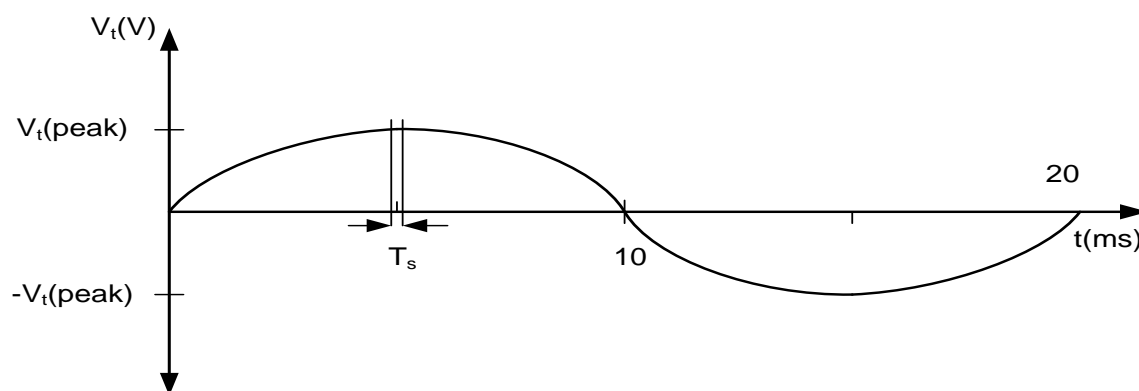
چنانچه بخواهیم در مورد عملکرد تپ چنجر پایه IGBT دید کافی به دست آوریم می‌بایست جاری شدن جریان از طریق IGBTها و دیودها در یک پریود واحد رویه سوئیچ زنی را مورد مطالعه قرار دهیم. هنگامیکه این تپ چنجر بر اساس مشخصات تعیین شده در جدول زیر عمل می‌کند، تجزیه و تحلیل جاری شدن جریان سلف می‌تواند نگرشی نسبت به عملکرد آن فراهم سازد.

جدول ۳-۱ مشخصات بهره برداری جهت تپ چنجر پایه IGBT

نماد	توضیحات
$V_s$	ولتاژ ورودی
$i_o$	جریان خروجی

<sup>1</sup> - Compensator

$f_s$	فرکانس کلید زنی
$T_s$	دوره فرکانس کلید زنی
$V_t$	ولتاژ تپ



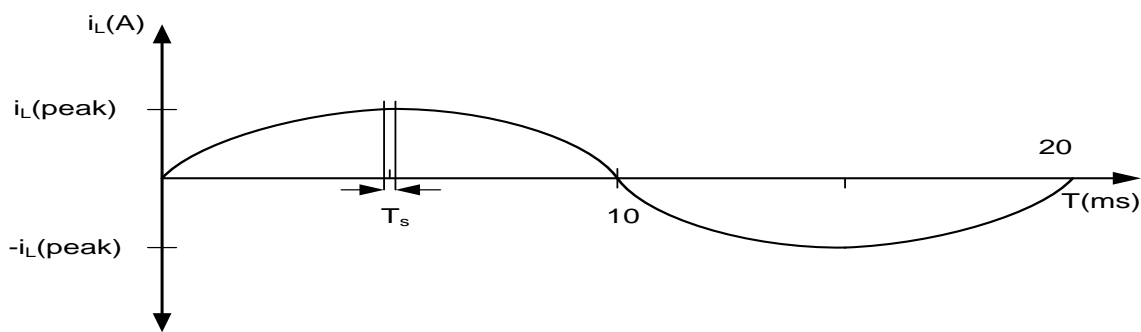
شکل ۳-۱۲ نقطه زمانی که تحلیل برای ولتاژ تپ در آن انجام می‌شود [۲۶]

لازم است بدانیم چگونه جریان بواسطه تپ چنجر پایه IGBT برای هر دو جریان سلفی مثبت و منفی به گردش در می‌آید. به همین خاطر تپ چنجر پایه IGBT برای هر دو این جریانها در دو بخش مجزا مورد تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرد. تپ چنجر پایه IGBT در طول جریان سلفی مثبت با استفاده از اختلاف فاز صفر درجه بین ولتاژ تپ و جریان سلف تحلیل می‌شود. و تجزیه و تحلیل جریان سلفی منفی با اختلاف فاز ۶۰ درجه بین ولتاژ تپ و جریان سلفی زمانیکه ولتاژ تپ مثبت است، صورت می‌گیرد. انجام هر دو این تحلیلها استقلال مسیر جریان با توجه به ولتاژ تپ را نشان می‌دهد.

### ۳-۷-۱ تجزیه و تحلیل برای جریان سلفی مثبت

تجزیه و تحلیل جریان جاری شده در تپ چنجر پایه IGBT برای جریان سلفی مثبت به وسیله اختلاف ولتاژ بین ولتاژ تپ و جریان سلف انجام می‌شود. اختلاف فاز صفر اجازه می‌دهد، تجزیه و تحلیل به

نقطه پیک ولتاژ تپ و جریان سلف برده شود، (همانطور که در شکل ۱۲-۳ و شکل ۱۳-۳ نشان داده شده است). استفاده از جریان سلف به عنوان یک سینوسی خالص علاوه بر اینکه با نادیده گرفتن مولفه ریپل باعث ساده شدن آنالیز گردیده، اجازه می‌دهد مقدار پیک جریان سلف با مقدار پیک جریان خروجی  $I_o$  برابر باشد.



شکل ۱۳-۳ نقطه زمانی که تحلیل برای جریان خروجی در آن انجام می‌شود [۲۶]

پریود کلید زنی ۱۰۰ میکروثانیه به همراه پیکهای نسبتاً صاف ولتاژ تپ و جریان سلف، اجازه می‌دهد آنالیز به مقدار ثابت جریان و ولتاژ هدایت شود. شکل ۱۴-۳ ولتاژ دو سر و جریانهای عبوری از هر یک از IGBTها و دیودهای موازی-معکوس را نشان می‌دهد.

نمودار پایینی سیگنال گیت اعمالی به IGBTها را نشان می‌دهد. پیاده سازی رویه کلید زنی با روشن شدن  $T_1$  و  $T_4$  زمانیکه  $T_2$  و  $T_3$  مدوالاسیون عرض پالس می‌کنند، نشان می‌دهد. سیکل کاری PWM با در نظر گرفتن زمان مرده بر روی ۵۰٪ تنظیم شده است.

در ابتدا آنالیز، چرخه کلید زنی<sup>۱</sup> را با هر دو IGBTهای  $T_2$  و  $T_3$  به صورت خاموش برای تمام زمان  $t_1$  شروع می‌کند. با عبور جریان سلف از  $T_4$  و  $D_3$  در زمان  $t_1$  همه چیز ثابت است، همانطور که در شکل ۱۵-۳ (ج) نشان داده شده است.

تپ چنجر وارد  $t_2$  می‌شود و به زودی زمان مرده طی می‌شود و IGBT  $T_2$  روشن می‌شود. فرآیند روشن

<sup>۱</sup> - Switching cycle

شدن  $T_2$  آنگاه با تصاحب کردن جریان سلفی هدایت شده  $i_{D_3}$  آغاز می‌شود. در طی تصاحب جریان از دیود  $D_3$  به  $T_2$ ، جریان دیود  $D_3$  به همان نرخ که جریان  $T_2$  افزایش می‌یابد، افت می‌کند. مسیر جریان این تغییر در شکل ۳-۱۵ (ب) به همراه IGBT های  $T_2$  و  $T_4$  و دیودهای  $D_1$  و  $D_3$  که جریان سلفی را هدایت می‌کنند، نشان داده شده است.

تپ چنجر پایه IGBT وارد  $t_3$  می‌شود بعد جریان به صفر می‌رسد، از این رو به دیود  $D_3$  اجازه خاموش شدن و بایاس معکوس<sup>۱</sup> شدن را می‌دهد. هنگامیکه ولتاژ  $v_{ceT_3}$  دوسر IGBT  $T_3$  افزایش می‌یابد، بایاس معکوس دیود  $D_3$  به IGBT  $T_2$  اجازه می‌دهد، تا ولتاژ دوسرش  $v_{ceT_2}$  را کاهش دهد. اثر این افزایش و کاهش ولتاژهای دوسر IGBT ها بر دیودهای  $D_2$  و  $D_3$  این است که ولتاژهای  $v_{FD_3}$  و  $v_{FD_3}$  دوسر دیودها هم افزایش و کاهش می‌یابند، البته با مقدار منفی، همانطور که در شکل ۳-۱۴ نشان داده شده است.

همانطور که در شکل ۳-۱۵ (الف) مسیر جریان سلف  $i_L$  عبوری در تپ چنجر پایه IGBT نشان داده شده است، جریان  $i_{cT_2}$  عبوری از IGBT  $T_2$  در طول  $t_3$  تغییر نمی‌کند. بعد از اینکه ولتاژ کلکتور-امیتر<sup>۲</sup>  $v_{ceT_2}$  به ولتاژ اشباع<sup>۳</sup> IGBT ها می‌رسد، تپ چنجر پایه IGBT وارد  $t_4$  می‌شود.

هنگامیکه که تمام جریان سلف  $i_L$  از IGBT  $T_2$  عبور می‌کند، در کل مدت  $t_4$  تغییری رخ نمی‌دهد، و نیز هنگامیکه که سیگنال گیت اعمال می‌شود، ولتاژ کلکتور-امیتر  $v_{ceT_2}$  پایین می‌ماند. مدت زمان  $t_4$  به سیکل کاری بستگی دارد و قبل از زمان تنظیم شده سیکل کاری به منظور پیاده سازی زمان مرده به پایان می‌رسد.

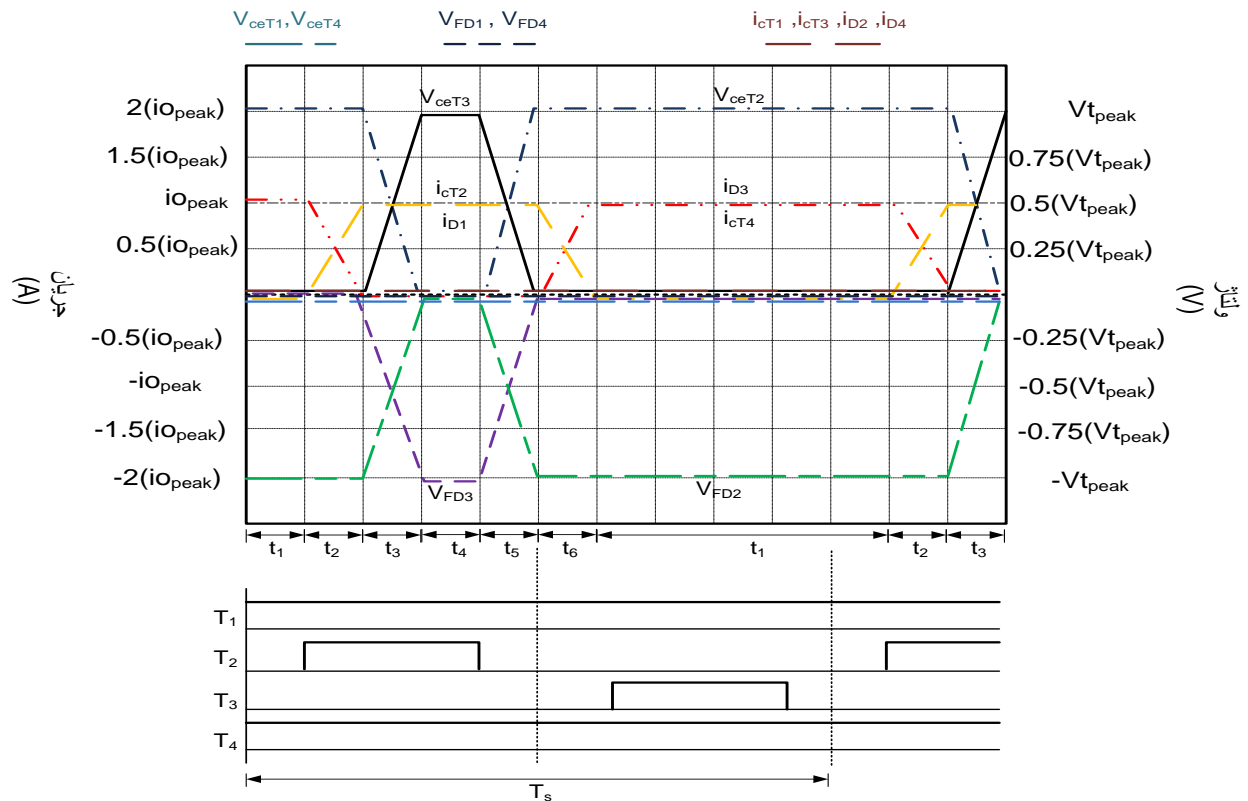
تپ چنجر پایه IGBT با خاموش شدن  $T_2$  در آخر  $t_4$  وارد  $t_5$  می‌شود. با اولین افزایش ولتاژ کلکتور-امیتر  $v_{ceT_2}$  فرآیند خاموش شدن کلید در جهت عکس فرآیند روشن شدن کلید عمل می‌کند. این

<sup>1</sup> - Reverse biase

<sup>2</sup> - Collector-emitter

<sup>3</sup> - Saturation voltage

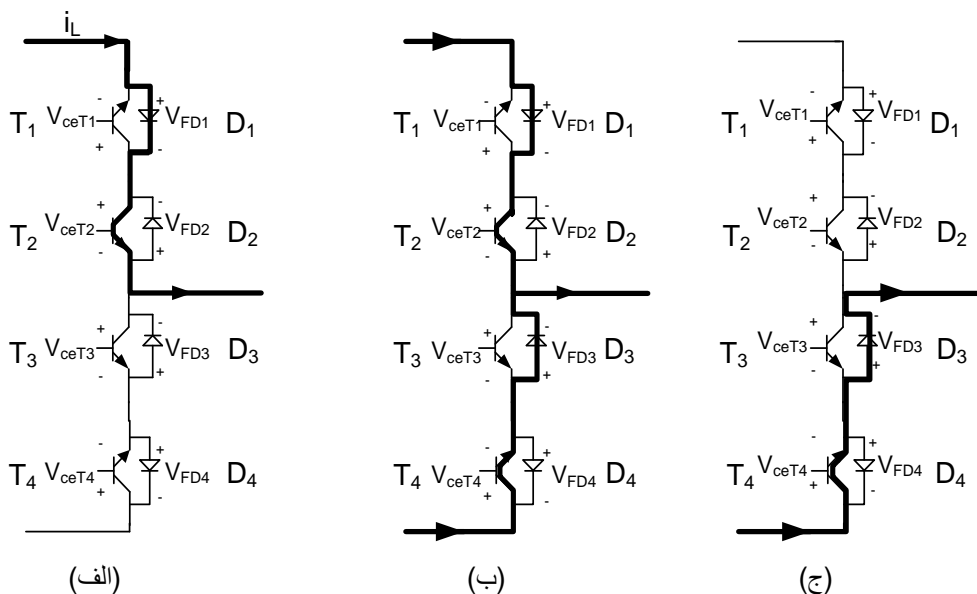
نتایج در ولتاژ  $v_{FD2}$  دیود  $D_2$  منفی شده و به صورت منفی با شیب یکسان ولتاژ دوسر IGBT  $T_2$  افزایش می‌یابد. ولتاژ دوسر  $T_3$   $v_{ceT3}$  و ولتاژ دوسر دیود  $D_3$   $v_{FD3}$  با همان شیبی که ولتاژ دوسر IGBT  $T_2$  افزایش می‌یابد، کاهش می‌یابند. جریان عبوری از IGBT  $T_2$  برای تمام مدت زمان  $t_5$  تغییر نمی‌کند بخاطر اینکه هیچ مسیر دیگری



شکل ۳-۱۴ ولتاژ و جریان تمام IGBTها و دیودها به همراه سیگنالهای گیت برای IGBTها در یک پریود کلید زنی [۲۶]

وجود ندارد، و بدینسان از مسیر نشان داده شده در شکل ۳-۱۵ الف پیروی می‌کند. در لحظه زمانی که  $v_{ceT3}$  به ولتاژ تپ می‌رسد، دیود  $D_3$  روشن خواهد شد، از اینرو اجازه می‌دهد  $D_3$  جریان سلف را هدایت کند، تپ چنجر پایه IGBT را وادار می‌سازد وارد زمان  $t_6$  شود. وارد شدن به زمان  $t_6$  به IGBT  $T_2$  اجازه می‌دهد تا فرآیند خاموش شدن را توسط تحویل دادن جریان

سلف به دیود  $D_3$  تکمیل کند. مبادله جریان سلف بین IGBT  $T_2$  و دیود  $D_3$  در نزدیکی مد خطی<sup>۱</sup>، با افزایش نرخ جریان دیود  $i_{D_3}$  هم اندازه با کاهش نرخ  $i_{cT_2}$  رخ می‌دهد. IGBT  $T_2$  به طور کامل خاموش می‌شود، و یکباره جریان عبوری IGBT به صفر می‌رسد. بعد مدت زمان  $t_6$  کاملاً تمام شد تپ چنجر در مدت زمان  $t_1$  ادامه می‌دهد، که سبب می‌شود تمام فرآیند از  $t_1$  به  $t_6$  برای سیکل بعدی کلید زنی تکرار شود.



شکل ۳-۱۵ نمودارهای که جاری شدن جریان سلف مثبت را در تپ چنجر پایه IGBT نشان می‌دهند (الف) روشن می‌شود و  $T_2$  و  $D_1$  جریان سلف را هدایت می‌کنند (ب) هر دو کلیدهای  $T_2$  و  $T_3$  خاموش می‌شوند و جریان سلفی دو بخشی بین  $T_2, T_4, D_1$  و  $D_3$  (ج)  $T_3$  روشن می‌شود و  $T_4$  و  $D_3$  جریان سلفی را هدایت می‌کنند [۲۶]

اگر اختلاف فاز بین ولتاژ تپ و جریان سلف رخ دهد، و جریان سلف این گونه منفی شود، زمانی که ولتاژ هنوز مثبت است، جریان سلف بسادگی فقط یک مسیر متفاوت از تپ چنجر پیدا خواهد کرد. این مسیر در بخش بعدی شرح داده می‌شود. تعویض از جریان مثبت به منفی خود به خود به علت رفتار کلید زنی دوجته IGBTها و دیودهای موازی-معکوس رخ می‌دهد.

<sup>1</sup> - Linear fashion

## تجزیه و تحلیل برای جریان سلفی منفی ۲-۷-۳

در این بخش جاری شدن جریان سلفی در تپ چنجر هنگامیکه جریان سلفی منفی است تحلیل می-شود. نشان دادن یک اختلاف فاز ۶۰ درجه‌ای بین ولتاژ تپ و جریان سلف به وسیله جریان پیش فاز شرایط مورد نیاز برای آنالیز را فراهم می‌کند. در شکل ۳-۱۶ آنالیز مربوط به اختلاف فاز بین ولتاژ تپ و جریان سلف نشان داده شده است.

آنالیز در یک پریود کلید زنی از سیکل کلید زنی ( $T_s$ ) انجام می‌شود، در موقعیت نشان داده شده در شکل ۳-۱۶ ولتاژ تپ مثبت و جریان سلف منفی است. به علت مدت زمان کوتاه سیکل کلید زنی سیگنال، مقادیر ولتاژ تپ و جریان سلف برای تمام مدت آنالیز ثابت نگه داشته می‌شوند. این موضوع به ساده سازی شکل موجها کمک می‌کند، از طرفی همانطور که در شکل ۳-۱۷ می بینید از ریپل جریان نیز صرف نظر شده که به هرچه سادتر شدن شکل موج کمک می‌کند.

آنالیز جریان عبور از طریق تپ چنجر برای جریان سلف منفی از مدت زمان  $t_1$  شروع می‌شود. IGBTهای  $T_1$  و  $T_4$  با توجه به رویه کلید زنی روشن می‌شوند، IGBTهای  $T_2$  و  $T_3$  خاموش می‌شوند، جریان سلف از طریق IGBT  $T_1$  و دیود  $D_2$  جاری می‌شود، همانطور که در شکل ۳-۱۸ الف نشان داده شده است.

روشن شدن IGBT  $T_2$  بعد از آنکه زمان مرده رد شد بر جریان عبوری از تپ چنجر تاثیری نمی‌گذارد، نظر به اینکه جریان هنوز در دیود  $D_2$  جاری است. روشن شدن IGBT  $T_2$  اگرچه یک مسیر جایگزین برای جریان سلف جهت جاری شدن در رخدادی که جریان سلف از منفی به مثبت تغییر می‌کند، فراهم می‌کند. اما خاموش شدن IGBT  $T_2$  به دلیل وجود جریان در دیود  $D_2$  بر جاری شدن جریان منفی سلف از طریق تپ چنجر تاثیری ندارد.

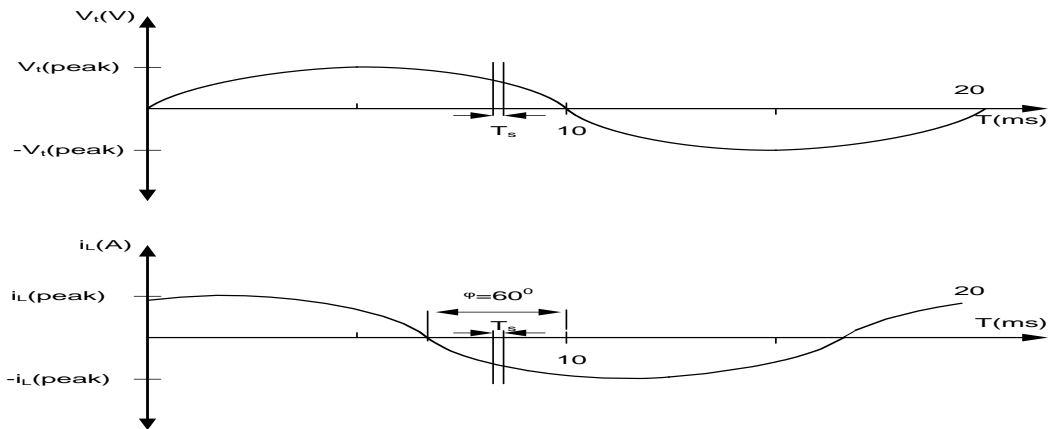
زمانی که IGBT  $T_2$  خاموش شده باشد، اگر جریان سلفی از مثبت به منفی تغییر کند، جریان از طریق



خازن اسنابر  $C_s$  جاری می‌شود.

با روشن شدن IGBT  $T_3$  بعد از زمان مرده تپ چنجر را وادار به ورود به  $t_2$  می‌کند، با آغاز مدت زمان  $t_2$  جریان  $i_{D_2}$  کاهش و جریان  $i_{CT_3}$  با همان نرخ افزایش می‌یابد. دست به دست شدن جریان از دیود  $D_2$  به IGBT  $T_3$  سبب می‌شود که جریان هم در تپ های بالایی و پایینی همانطور که شکل ۳-۱۸ (ب) نشان می‌دهد جاری شود.

دیود  $D_2$  بعد از اینکه جریان در دیود صفر شد خاموش می‌شود، بنابراین تپ چنجر را وادار می‌سازد وارد مدت زمانی  $t_3$  شود، IGBT  $T_3$  تمام جریان سلف را از خود عبور می‌دهد، همانطور که در شکل ۳-۱۸ (ج) نشان داده شده است. ولتاژ دو سر کلکتور-امیتر IGBT  $T_2$   $v_{ceT_2}$  به همراه ولتاژ دو سر دیود  $D_2$   $v_{FD_2}$  افزایش می‌یابد. افزایش ولتاژ  $v_{ceT_2}$  و  $v_{FD_2}$  سبب می‌شود که ولتاژهای  $v_{ceT_3}$  و  $v_{FD_3}$  با نرخ یکسان کاهش بیابند و مدت زمان  $t_3$  پایان بیابد.

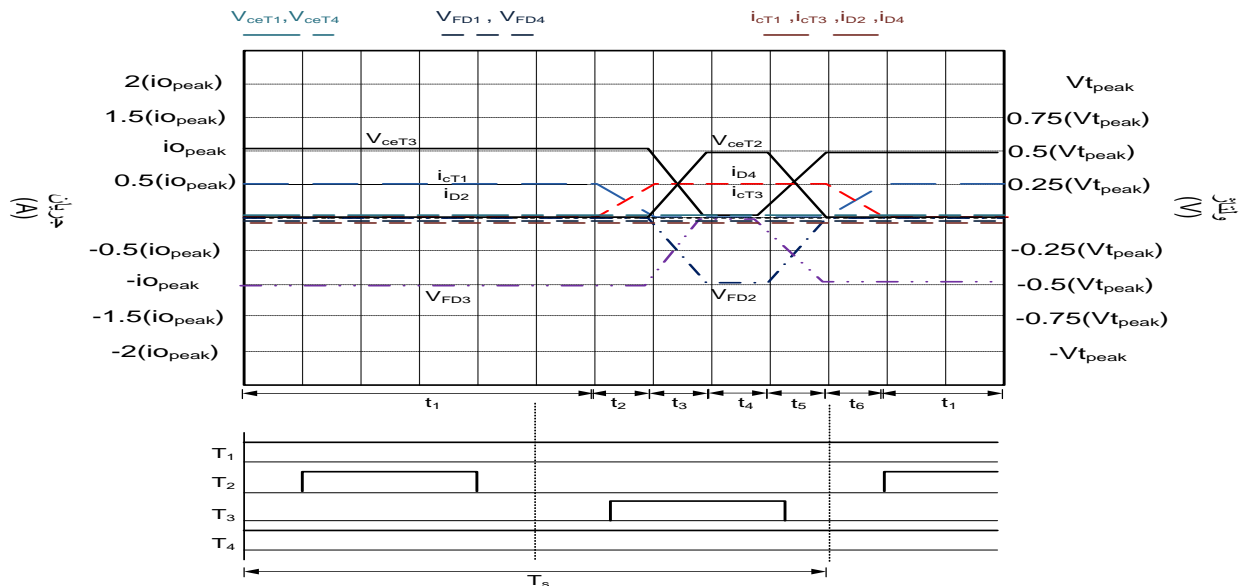


شکل ۳-۱۶ نقطه زمانی که تحلیل برای ولتاژ تپ و جریان خروجی در آن انجام می‌شود [۲۶]

با افتادن تمام ولتاژ تپ بر روی IGBT  $T_2$  و دیود  $D_2$  هنگامیکه IGBT  $T_3$  به ولتاژ اشباع کامل به همراه دیود  $D_3$  رسیده است، کلید روشن می‌شود. آنگاه که IGBT  $T_3$  به طور کامل به همراه دیود  $D_3$  روشن شد، هنگامیکه تمام جریان سلف از طریق IGBT  $T_3$  و دیود  $D_4$  هدایت می‌شود، اجازه می‌دهد تپ چنجر

وارد مدت زمان  $t_4$  شود.

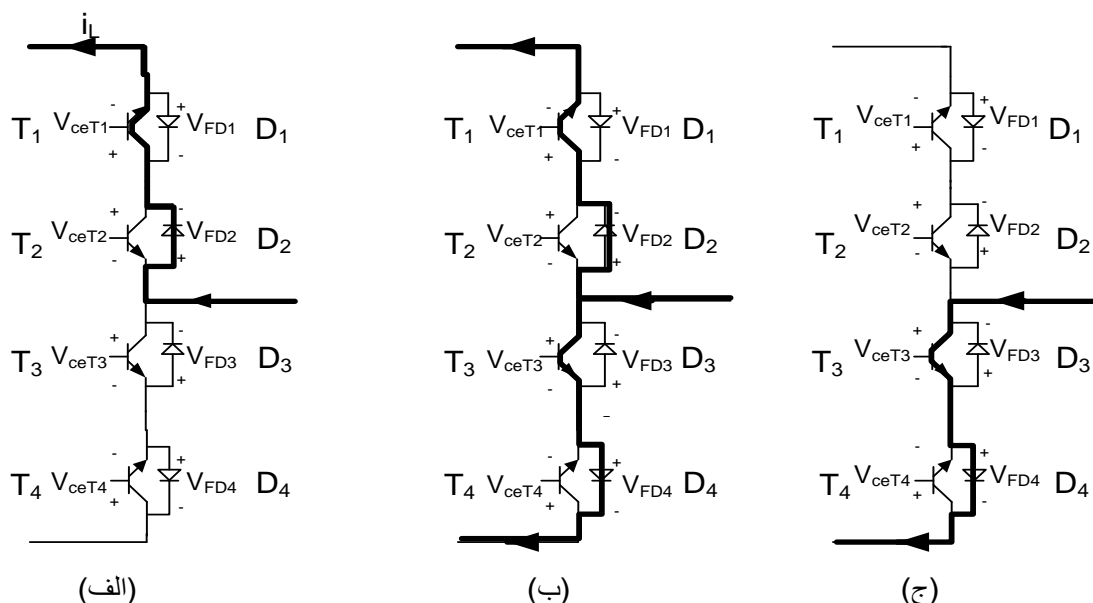
با در نظر گرفتن این موضوع که هیچ گونه تغییری اعم روشن و خاموش شدن کلیدها برای زمان  $t_4$  وجود ندارد، و تپ چنجر در حالت دائمی کار می کند. مدت زمان  $t_4$  توسط سیکل کاری PWM تعیین می گردد. این با خاموش شدن IGBT  $T_3$  پایان می گیرد، در نتیجه تپ چنجر وارد زمان  $t_5$  می شود. IGBT  $T_3$  با افزایش  $v_{ceT_3}$  خاموش می شود. همچنین به دنبال آن  $v_{FD_3}$  با نرخ یکسان افزایش می یابد، هنگامیکه ولتاژهای  $v_{ceT_2}$  و  $v_{FD_2}$  با همان نرخ کاهش می یابند. زمان  $t_5$  با روشن شدن دیود  $D_2$  پایان می یابد، بعد از آنکه ولتاژ دو سر IGBT  $T_3$  به ولتاژ تپ رسید که اجازه به دیود  $D_2$  جهت تحویل جریان از IGBT  $T_3$  را می دهد، که حالا تپ چنجر وارد زمان  $t_6$  می شود.



شکل ۳-۱۷ ولتاژ و جریان تمام IGBTها و دیودها به همراه سیگنالهای گیت برای IGBTها در یک پریود کلید زنی [۲۶]

اجازه تحویل جریان از IGBT  $T_3$  زمانی داده می شود که دیود  $D_2$  در شروع مدت زمان  $t_6$  روشن می شود و تا زمانی که تمام جریان سلف را هدایت می کند نرخ  $i_{CT_3}$  را کاهش می دهد با نرخی که جریان  $i_{D_2}$  را افزایش می دهد برابر است، و IGBT  $T_3$  به طور کامل خاموش می شود. تپ چنجر

هنگامیکه IGBT های  $T_3$  و  $T_2$  هر دو خاموش هستند به همراه دیود  $D_2$  و IGBT  $T_1$  که تمام جریان سلف را هدایت می کنند، به زمان  $t_1$  بر می گردد. IGBT  $T_2$  پس از طی شدن زمان مرده، روشن می شود، سپس با تغییر جریان سلف از منفی به مثبت، یک مسیر جایگزین جریان را فراهم می آورد.



شکل ۳-۱۸ نمودارهای که جاری شدن جریان سلف منفی را در تپ چنجر پایه IGBT نشان می دهند (الف)  $T_2$  روشن می شود و  $T_1$  و  $D_2$  جریان سلف را هدایت می کنند (ب) هر دو کلیدهای  $T_2$  و  $T_3$  خاموش می شوند و جریان سلفی دو بخشی بین  $T_1, T_3, D_2$  و  $D_4$  (ج)  $T_3$  روشن می شود و  $T_3$  و  $D_4$  جریان سلفی را هدایت می کنند [۲۶]

تپ چنجر مراحل از  $t_1$  تا  $t_6$  را در برای هر سیکل کلید زنی برای جریان منفی تکرار می کند. شکل ۳-۱۶ ولتاژ تپ مثبت به همراه جریان سلف منفی را در لحظه آنالیز نشان می دهد. اگرچه ولتاژ تپ بعد از ۱۰ میلی ثانیه منفی می شود، در صورتیکه جریان سلف منفی باقی مانده است. تنها تاثیری که تغییر پلاریته ولتاژ بر روی تپ چنجر دارد تغییر فرمان کلید زنی IGBT ها با توجه به رویه کلید زنی شکل ۳-۹ است. مسیر جریان هر چند تغییر نمی کند نظر به اینکه فرمان کلید زنی برای ولتاژ تپ منفی تغییر می کند.

## ۸-۳ محاسبه اندوکتانس نشتی سیم پیچ تپ ترانسفورماتور

به منظور طراحی جبران‌ساز مورد استفاده در کنترلر فیدبک و همچنین محاسبه عناصر فیلتر اندوکتانس نشتی سیم پیچ ثالثیه (تپ) و اندوکتانس نشتی سیم پیچ ثانویه ترانسفورماتور شکل ۳-۳ ابتدا باید محاسبه شود. همانطور که مشاهده می‌شود در این پایان نامه از یک ترانسفورماتور توزیع با اولیه ۲۰ کیلو ولت ثانویه ۱۹۸ ولت و ثالثیه ۳۳ ولت استفاده شده است. سر بالایی سیم پیچ ثانویه به سر پایینی سیم پیچ ثالثیه متصل شده توجه شود که ترانسفورماتور مورد مطالعه یک ترانسفورماتور توزیع با قدرت 11.3kv/0.22 75KVA, است، که در اینجا سعی شده با توجه داده های طراحی موجود در بازار از شرکت ایران ترانسفو اخذ گردد.

### قدرت نامی

عبارت است از قدرتی که ترانسفورماتور در بار کامل و با اعمال ولتاژ نامی با عبور جریان نامی می‌تواند ارائه کند. در شبکه استاندارد توزیع برق قدرت ایران مقدار قدرت نامی ترانسفورماتور مطابق استاندارد جهانی معین بوده که براساس آن ترانسفورماتورهای که در این شرکت تولید می‌شوند در توانهای نامی زیر هستند.

۱۶۰، ۲۰۰، ۲۵۰، ۳۱۵، ۴۰۰، ۵۰۰، ۶۳۰، ۸۰۰، ۱۰۰۰، ۱۲۵۰، ۱۶۰۰، ۲۰۰۰، ۲۵۰، ۷۵، ۱۰۰، ۱۲۵ کیلو ولت آمپر

با ردیف ولتاژی ۱۱۰۰۰، ۲۰۰۰۰، ۳۳۰۰۰ ولت در سمت فشار قوی [۲۹]

### امپدانس ولتاژ نامی $U_{KN}$

عبارت است از امپدانسی که ترانسفورماتور هنگام اتصال کوتاه خروجی و با اعمال درصدی از ولتاژ نامی از طرف اولیه که جریان نامی عبور کند، از خود نشان می‌دهد. امپدانس ولتاژ نامی ترانسفورماتور برحسب

درصدی از ولتاژ نامی بیان می‌گردد.

امپدانس ولتاژ نامی با توجه به قدرت ترانسفورماتور در شبکه 20KV ایران استاندارد گردیده اند

که به شرح زیر هستند:

برای قدرتهای ۲۵ الی ۲۰۰ کیلو ولت آمپر  $U_{KN}=4\%$

برای قدرتهای ۲۵۰ الی ۲۰۰۰ کیلو ولت آمپر  $U_{KN}=6\%$

در اینجا ترانسفورماتور ما ۷۵ کیلو ولت آمپر است پس  $U_{KN}=4\%$  در نظر می‌گیریم که از این  $U_{KN}$  به

$X_L=3.98\%$  که این مقدار کلی  $X_L$  ترانسفورماتور بر حسب پریونیت است. با توجه به قانون انتقال

امپدانس این مقدار از دید سیم پیچهای ثانویه و ثالثیه به ترتیب  $0.0208\Omega$  و  $5.779 \times 10^{-4}\Omega$  می-

باشد که از اینها به ترتیب اندوکتانسهای  $6.6222 \times 10^{-5}H$  و  $1.8395 \times 10^{-6}H$  به دست می‌آید.

### انتخاب IGBT

جهت انتخاب IGBT به دو عامل مهم توجه می‌شود اول ولتاژ بلاک و دوم میزان جریان عبوری از IGBT

به دلیل اینکه فقط ولتاژ تپ بروی IGBT می‌افتد که میزان برابر میزان پیک ولتاژ تپ  $46/67$  ولت می-

باشد که با توجه به IGBTهای موجود در بازار مشکل خاصی نخواهیم داشت. اما مورد دوم که جریان

عبوری می‌باشد با توجه به عبور جریان  $208$  آمپری از سلف که میزان پیک آن  $291$  آمپر می‌شود پس

لازم می‌گردد که میزان جریان بیشنه IGBT انتخابی ما از این میزان بالاتر باشد. با توجه به مسائل ذکر

شده در بالا IGBT 2MBI 300NB-060 با ولتاژ  $600$  ولت و جریان  $300$  آمپر انتخاب می‌گردد [۳۰].

## ۹-۳ طراحی و محاسبه عناصر فیلتر

مکانیزم فیلتر مورد استفاده در تپ چنجر پایه IGBT از دو خازن  $C_1$  و  $C_2$  با یک سلف خروجی  $L_0$  تشکیل شده است.

عناصر همانطوری که شکل ۱۹-۳ نشان می دهد، بهم وصل شده اند. این نوع اتصال این اجازه را به خازن های  $C_1$  و  $C_2$  می دهد، که هم به صورت فیلتر خروجی و هم فیلتر ورودی در یک زمان عمل کنند.

سلف خروجی  $L_0$  مبدل و بار را به هم وصل می کند، تا هارمونیکهای حاصل از کلید زنی را از خروجی فیلتر کند، در حالیکه خازن های  $C_1$  و  $C_2$  یک مسیر بازگشتی برای ریپل جریان سلف فراهم می آورند.

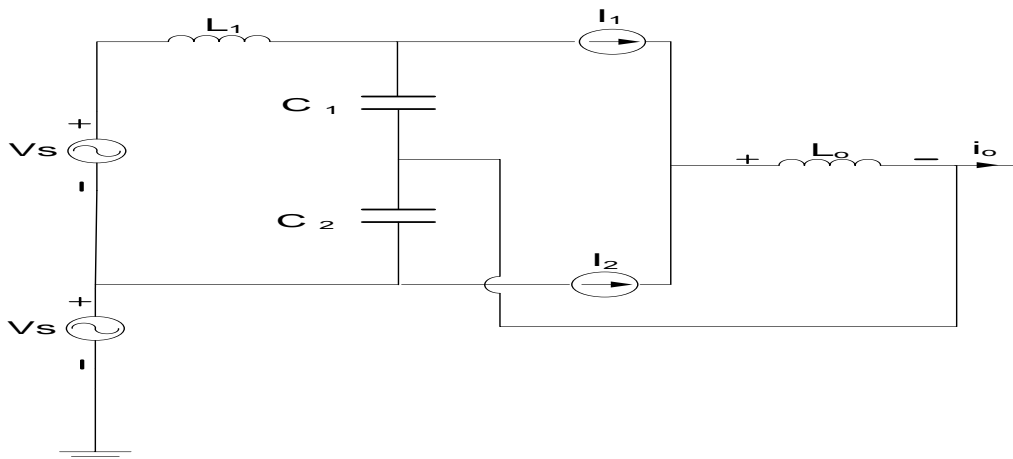
ساده سازی طرح شکل ۱۹-۳ مستلزم جایگزین کردن ترانسفورماتور با دو منبع ایده آل  $v_{s1}$  و  $v_{s2}$  است.  $L_1$  اندوکتانس نشتی سیم پیچ ثالثیه ترانسفورماتور را نشان می دهد.

منابع جریان  $I_1$  و  $I_2$  در شکل ۱۹-۳ جریان های عبوری از IGBT های مربوط به خودشان را نشان می - دهد. منبع جریان  $I_1$  جریان عبوری از IGBT های  $T_1$  و  $T_2$  را نشان می دهد و همینطور منبع جریان  $I_2$  جریان عبوری از IGBT های  $T_3$  و  $T_4$  شکل موج  $I_1$  و  $I_2$  در شکل ۲۱-۳ نشان داده شده است. از جمع این دو جریان جریان خروجی  $i_o$  حاصل می شود.

با استفاده از جمع آثار<sup>۱</sup> مدل فیلتر را در شکل ۱۹-۳ توسط اتصال کوتاه کردن  $v_{s1}$  و  $v_{s2}$  ساده می کند. سلف خروجی  $L_0$  بخاطر اینکه ربطی به طراحی خازن ها ندارد، حذف شده است. مدل بدست آمده در شکل ۲۰-۳ نشان داده شده است.

---

<sup>1</sup> - Superposition



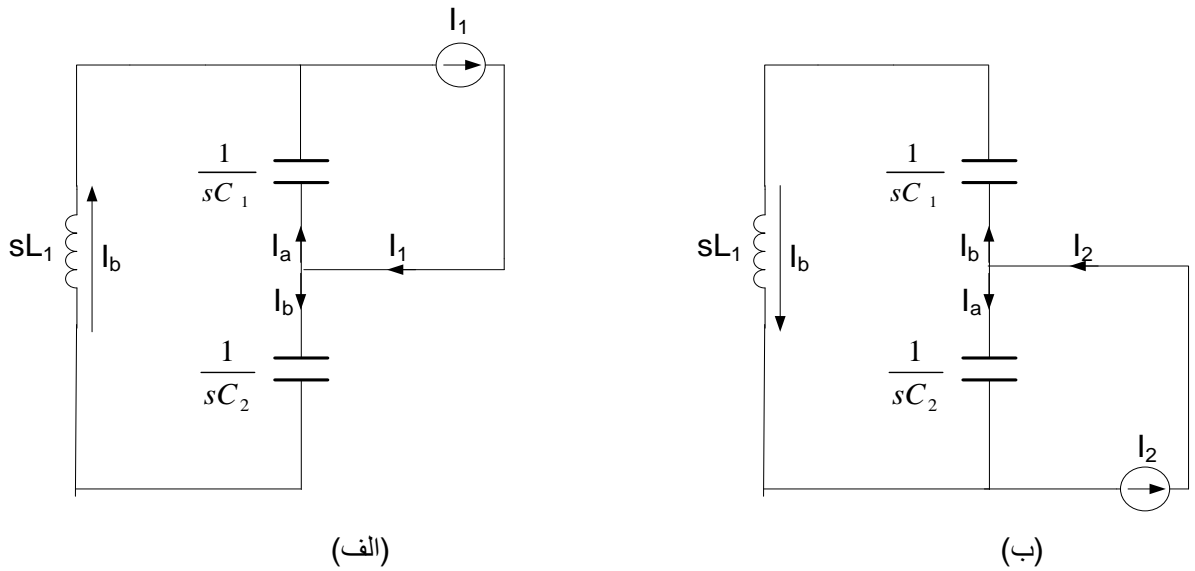
شکل ۱۹-۳ عناصر فیلتر که شامل خازن های  $C_1$  و  $C_2$  و سلف خروجی  $L_0$  [۲۸]

مدل ساده شده فیلتر در شکل ۲۰-۳ در حقیقت از دو مدل تشکیل شده است. شکل ۲۰-۳ الف منبع جریان  $I_1$  با منبع جریان  $I_2$  مدار باز را نشان می دهد، در حالیکه شکل ۲۰-۳ ب منبع جریان  $I_2$  با منبع جریان  $I_1$  مدار باز را نشان می دهد.

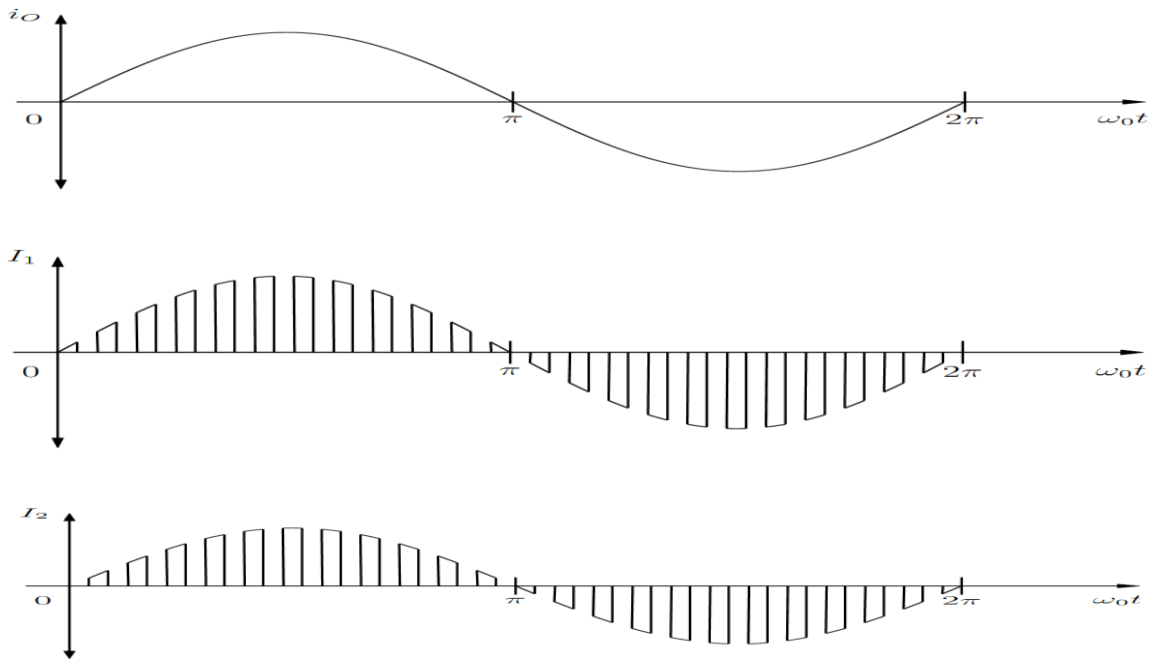
باید در نظر گرفته شود که مدل های داده شده در شکل های شکل ۲۰-۳ الف و شکل ۲۰-۳ ب با هم قرینه هستند و فقط منابع جریان در آنها تغییر می کند. که اجازه می دهد طراحی فقط برای یک مدل انجام شود، خازن های  $C_1$  و  $C_2$  با توجه به مدل شکل ۲۰-۳ الف طراحی می شوند. هدف طراحی کمینه کردن امپدانس مسیر جریان برای  $I_a$  زمانیکه امپدانس برای مسیر جریان  $I_b$  بیشینه شده است. طراحی عناصر فیلتر به این روش مقدار ریپل جریان که وارد سیم پیچ سری اتوترانسفورماتور می شود را محدود می کند.

جریان  $I_a$  با توجه به  $I_1$  توسط رابطه ۱-۳ خلاصه شده است.

$$I_a = \frac{sL + \frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + \frac{1}{sC} + sL_1} I_1 \quad 1-3$$



شکل ۲۰-۳ مدل‌های فیلتر ساده شده (الف) مدل فیلتر ساده شده با  $I_1$  که هدایت می‌کند و  $I_2$  مدار باز است  
 (ب) مدل فیلتر ساده شده با  $I_2$  که هدایت می‌کند و  $I_1$  مدار باز است [۲۶]



شکل ۲۱-۳ شکل موجهای جریان مورد استفاده جهت نشان دادن مبع جریان  $I_1$  و  $I_2$  با توجه به جریان خروجی  $I_o$  [26]

مقدار جریان  $I_a$  را ۹۵٪ جریان  $I_1$  انتخاب می‌کنیم. در نتیجه ظرفیت خازن های  $C_1$  و  $C_2$  به همراه  $\omega$  به عنوان فرکانس قطع فیلتر و سپس با جاگذاری مقادیر  $L_1 = 1.8395 \times 10^{-6} H$  و  $\omega = 5000 KHz$



مقادیر  $C_1$  و  $C_2$  برابر با مقدار زیر می‌شود:

$$I_a = \frac{sL + \frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + \frac{1}{sC} + sL_1} I_1 \quad ۲-۳$$

$$0.95I_1 = \frac{sL + \frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + \frac{1}{sC} + sL_1} I_1 \quad (I_a = 0.95I_1)$$

$$0.95I_1 = \frac{sL + \frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + \frac{1}{sC} + sL_1} I_1 \quad (I_a = 0.95I_1)$$

$$0.95I_1 = \frac{sL + \frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + \frac{1}{sC} + sL_1} I_1 \quad (I_a = 0.95I_1)$$

$$\frac{1}{sC} (1.9 - 1) = sL_1 (1 - 0.95)$$

$$0.9 \frac{1}{sC} = 0.05sL_1$$

$$C = \frac{0.9}{0.05s^2L_1}$$

$$C = \frac{18}{\omega^2L_1} \quad s = j\omega$$

$$C_2 = C_1 = \frac{18}{\omega^2L_1} = \frac{18}{5000^2 \times 1.8395 \times 10^{-6}} = 0.0099F \quad ۳-۳$$

اندوکتانس سلف  $L_0$  با استفاده از همان روشی که مبدل باک سنکرون در مد هدایت پیوسته عمل می‌کند محاسبه می‌شود، بخاطر اینکه برشگر AC-مورد استفاده در تپ چنجر پایه IGBT ذاتا از دو مبدل باک سنکرون تشکیل شده است. حداکثر ریپل جریان پیک تا پیک سلف  $L_0$  توسط ۳-۴ محاسبه می‌شود [۳۱].

$$\Delta_{i_L} = \frac{D(1-D)V_t}{L_o f_s} \quad ۴-۳$$

با جابه جایی مقادیر با هم به فرمول ۳-۵ می رسیم.

$$L_o = \frac{D(1-D)V_t}{\Delta_{i_L} f_s} \quad ۵-۳$$

به منظور محاسبه اندوکتانس سلف بدترین حالت که سلف در آن عمل می کند باید تعریف شود. بیشینه ولتاژی که بر سر سلف می افتد 46.67 ولت که مقدار پیک ولتاژ تپ می باشد.

مولفه ریپل جریان سلف به وسیله اندوکتانس سلف تعیین می شود، مقدار اندوکتانس کم ریپل جریان را زیاد و مقدار اندوکتانس زیاد ریپل جریان را کم می کند.

به دلیل انتخاب IGBT 600 ولت با جریان بیشینه 300 آمپر و اینکه جریان بیشینه سلف 204 آمپر می باشد که جهت داشتن حاشیه امنیت مناسب میزان ریپل جریان  $\Delta_{i_L}$  را برابر ۱۰٪ مقدار بیشینه جریان می گیریم. تنظیم سیکل کاری همچنین مقدار مولفه ریپل را تنظیم می کند، با سیکل کاری ۵۰٪ بیشترین میزان ریپل جریان تحویل داده می شود. استفاده از مقادیر زیر و جایگذاری آنها در معادله ۳-۵ مقدار سلف خروجی را حاصل می شود.

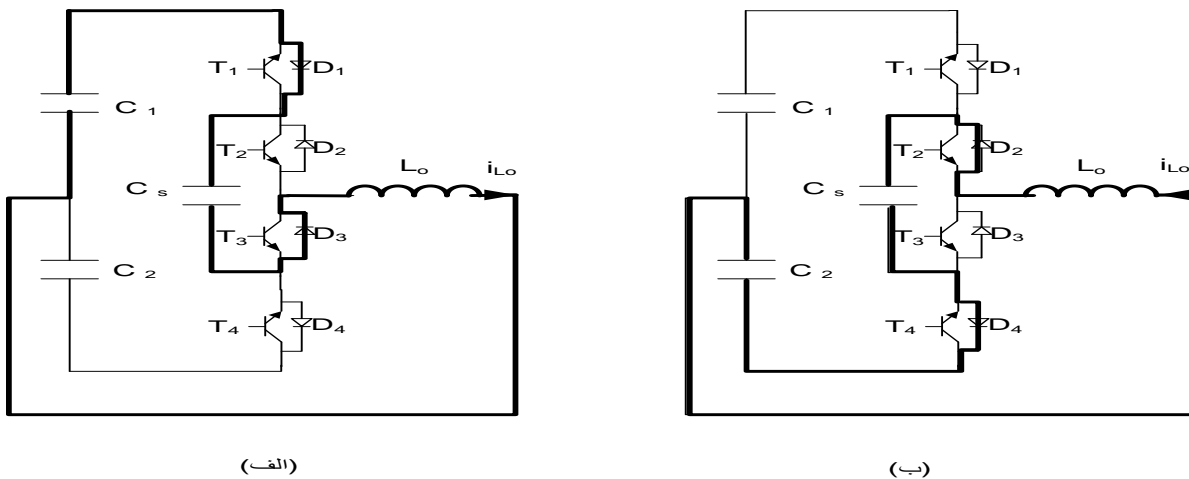
$$V_t=46.67, \Delta_{i_L} = 20.4, D=50\%, f_s=10\text{kHz}$$

$$L_o = 5.7194 \times 10^{-5} H$$

### ۳-۱۰ طراحی و محاسبه خازن اسنابر

طراحی خازن اسنابر  $C_s$  به شرایط عمل کردن خازن بستگی دارد، این خازن جریان سلف را در دو شرایط متفاوت هدایت می کند: اول، در طول زمان مرده الگو کلید زنی و، دوم، بعد اینکه توان در کنترلر یا درایور IGBT وا ماند. مسیر عبور جریان سلف در طول هر دو شرایط در شکل ۳-۲۲ نشان داده شده

است. برای جریان سلفی مثبت و منفی



شکل ۲۲-۳ مسیر جریان سلفی الف) جریان سلفی مثبت ب) جریان سلفی منفی [۲۶]

ظرفیت خازن اسنابر برای طول زمان مرده که خازن اسنابر جریان سلفی را هدایت می کند طراحی شده است. به این روش طراحی شده بخاطر اینکه این تنها شرایطی با زمان معین و ثابت است. اگرچه، فقط در طول گذر صفر ولتاژ تپ زمانی است، که خازن اسنابر به صورت وسیع استفاده می شود. طرح کلید زنی این گونه زمان مرده را در طول گذر صفر ولتاژ تپ چنجر به منظور حفاظت IGBTها از اتصال کوتاه شدن تپ های ترانسفورماتور اجرا می کند.

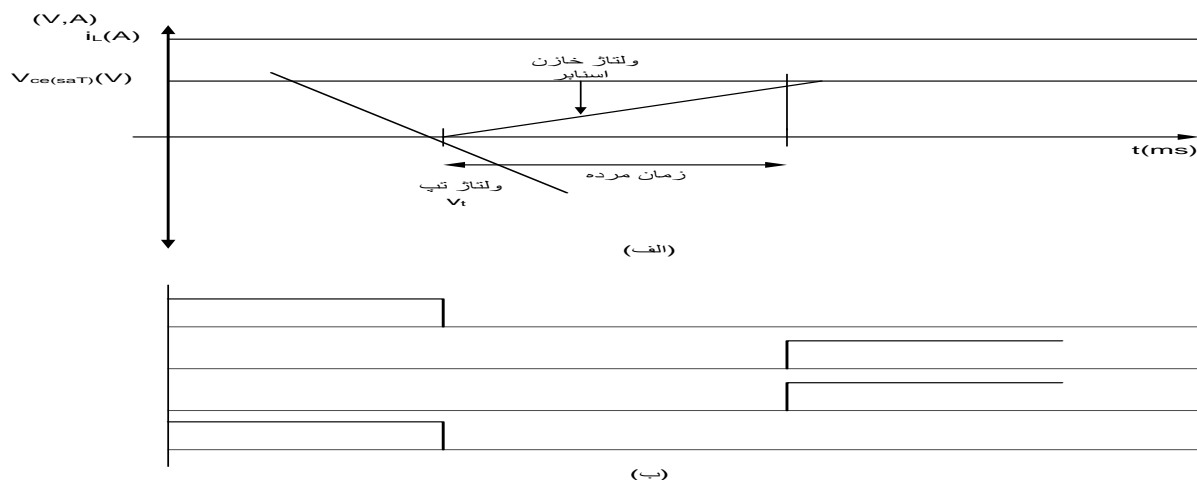
شکل ۲۳-۳ بدترین حالت این ماجرا را نشان می دهد، زمانی که خازن اسنابر با یک شیفت فاز ۳۰ درجه بین ولتاژ تپ و جریان سلف عمل می کند. همچنین فرض شده IGBT بعنوان یک سویچ ایده آل که بلافاصله بعد اعمال فرمان گیت، خاموش و روشن شده است، عمل می کند.

شکل ۲۳-۳ نشان می دهد که ولتاژ خازن بعد از سیگنال گیت برای  $T_1$  و  $T_4$  به یکباره حذف می شود، به طور مستقیم افزایش می یابد. دقیقاً زمانی که ولتاژ تپ از نقطه صفر عبور می کند. ولتاژ خازن افزایش می یابد، بخاطر اینکه خازن یک مسیر جایگزین برای جریان ارائه می کند.

ولتاژ خازن به صورت خطی افزایش می یابد، در نتیجه جریان ثابتی در خازن در طول زمان مرده جاری است. قاعده اصلی برای طراحی محدود کردن ولتاژ خازن جهت باقی ماندن بر مقدار کمتر از ولتاژ اشباع IGBT های  $T_2$  و  $T_3$  وقتی سویچ ها روشن هستند.

بدترین شرایط برای ولتاژ، جریان و مدت زمان در طی این که خازن اسنابر عمل خواهد کرد، و برای رفتار سویچ زنی IGBT ها محاسبه شده است.

در زیر سه متغیر (ولتاژ، جریان و زمان) آمده است، با توضیح اینکه چگونه هر مقدار برای استفاده در معادله طراحی تعیین می شود.



شکل ۲۳-۳ (الف) شکل موج ولتاژ و جریان برای خازن اسنابر (ب) سیگنالهای گیت IGBT[26]

ولتاژ خازن: بیشینه ولتاژ که خازن ممکن است در طول پریود هدایت به آن برسد، بعد از گذشتن زمان مرده، باید برای یک دلیل معین محدود شود. بیشینه ولتاژ باید کمتر از دوبرابر ولتاژ اشباع IGBT ها باشد. اگر این شرایط محقق نشود،  $T_2$  و  $T_3$  هنگامی که روشن هستند، خازن اسنابر را اتصال کوتاه خواهند کرد.

اگر ولتاژ دو سر خازن کمتر از دو برابر ولتاژ اشباع IGBT ها باشد، IGBT ها جریان عبوری IGBT ها را

بعلت ولتاژ کلکتور-امیتر کم محدود خواهند کرد.

جریان خازن: خازنی که باید برای بدترین حالت در مدتی که جریان بزرگترین مقدار هدایت می‌کند، طراحی شود. بدترین حالت در طول زمان مرده است، بعد از گذر از صفر ولتاژ ورودی  $v_s$  با بزرگترین شیفت فاز ممکن بین ولتاژ ورودی و جریان سلف

مدت زمان: پریود هدایت خازن اسنابر در این شرایط صرفاً توسط زمان مرده مقرر می‌شود. مدت زمان زمان مرده پریود هدایت خازن اسنابر را تعیین می‌کند.

رفتار IGBT: این تقریباً غیر ممکن است که مقدار دقیق جریانی که در خازن جاری خواهد شد را تعیین کرد، اگر برای IGBT رفتار سویچ زنی غیرایده آل بر شمرده شود [۳۱]. لذا اینگونه فرض می‌شود که رفتار سویچ زنی IGBT ایده آل است.

محاسبه ظرفیت خازن اسنابر با استفاده از رابطه ۳-۶ [۳۲]

$$C_s = \frac{idt}{dv} \quad ۳-۶$$

برای محاسبه خازن اسنابر  $i$  را برابر با جریان سلف که ۲۰۸ آمپر می‌باشد در نظر گرفته و میزان  $dt$  را برابر میزان زمان مرده که در اینجا آن ۱ میکروثانیه در نظر گرفته می‌شود، همچنین میزان  $dv$  همان طور که پیشتر ذکر شد باید از دو برابر ولتاژ اشباع IGBTها باشد که ولتاژ  $V_{ce(sat)}$  طبق دیتا شیت<sup>۱</sup> IGBT را ۱/۷۵ ولت گرفته می‌شود، که در اینجا میزان ولتاژ  $dv$  را ۲/۶ ولت گرفته شده است، که به میزان ۰/۹ ولت از دو برابر ولتاژ اشباع IGBTها کمتر است. با جایگذاری این مقادیر در ۳-۶ مقدار  $C_s$  برابر  $8 \times 10^{-5} F$  خواهد شد.

---

<sup>۱</sup> - Datasheet

## محاسبه بار مورد نظر

در اینجا بار یک بار سلفی مقاومتی با توان ۴۵ کیلوولت آمپر ضریب قدرت ۰/۹ در نظر گرفته شده است که با توجه به محاسبات زیر میزان مقاومت و سلف مورد استفاده برای مقادیر زیر به دست می آید.

$$V=220V, F=50HZ, S_{LOAD}=45KVA, PF=0.9,$$

$$\theta = \cos^{-1} PF \quad ۷-۳$$

$$\alpha = \tan \theta \quad ۸-۳$$

$$Z_{LOAD} = \frac{V^2}{S_{LOAD}} \quad ۹-۳$$

$$Z_{LOAD} = \sqrt{R_{LOAD}^2 + X_{LOAD}^2} \quad ۱۰-۳$$

$$L = \frac{X_{LOAD}}{2\pi f} \quad ۱۱-۳$$

در نتیجه از معادلات بالا

$$Z= 1.0756\Omega, X_{LOAD}= 0.4688\Omega, R_{LOAD}= 0.9680\Omega, L=0.0015H$$



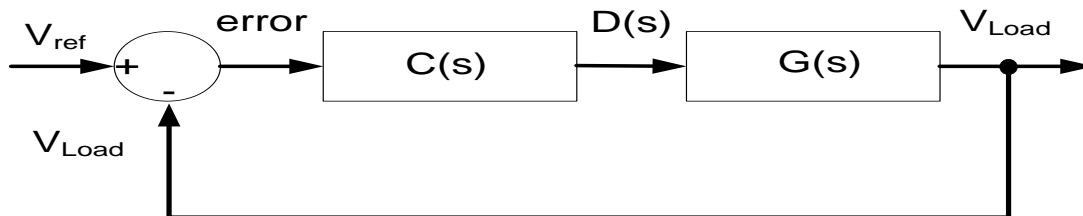
**۴ - طراحی کنترلر مورد نیاز مبدل**



## ۱-۴ طراحی کنترلر ولتاژ

کنترل هر وسیله ای، خواه مکانیکی یا الکتریکی باشد، به اندازه خود وسیله مهم است. تپ چنجر پایه IGBT از این قانون مستثنی نیست. هدف اصلی طراحی تپ چنجر پایه IGBT تنظیم ولتاژ خروجی تحویلی به بار است. اما تنظیم ولتاژ بار نیازمند افزودن یک فیدبک ولتاژ به تپ به منظور تنظیم ولتاژ است.

شکل زیر اجزای یک کنترلر فیدبک که ولتاژ خروجی را تنظیم می کند، نشان می دهد.



شکل ۱-۴ طرح نمادین کنترلر فیدبک

- $V_{ref}$ : ولتاژ مرجع استفاده شده توسط کنترلر جهت تعیین مقدار خطای سیستم
- $error$ : سیگنال خطا که از طریق تفریق ولتاژ بار از ولتاژ مرجع به دست می آید
- $C(s)$ : جبران ساز، که سیکل کاری جدید با توجه به سیگنال خطای دریافتی تعیین می کند
- $D(s)$ : سیگنال سیکل کاری که وارد سیستم می شود، توسط جبران ساز تعیین می شود.
- $G(s)$ : تابع تبدیل سیستم
- $V_{Load}$ : ولتاژ بار

طراحی کنترلر فیدبک شامل دو مرحله است

- مرحله اول: تعیین تابع تبدیل سیستم که در اینجا ورودی سیستم، سیکل کاری (d) و خروجی

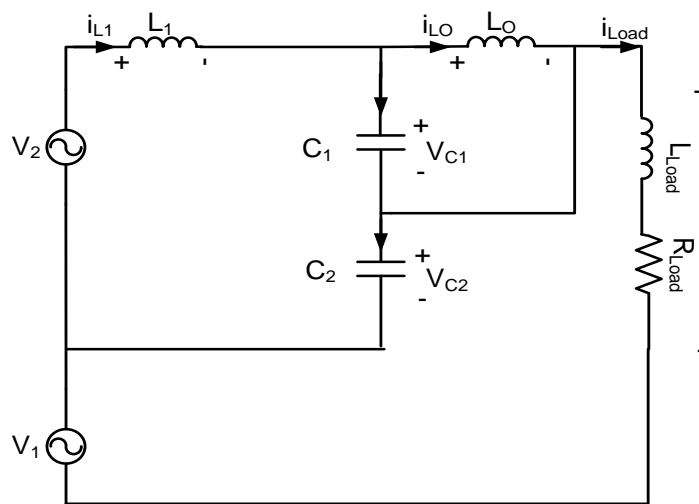
سیستم ولتاژ خروجی ( $V_{Load}$ ) است.

- مرحله دوم: طراحی جبران‌ساز که در اینجا از یک کنترلر PI استفاده می‌شود که در ادامه به آن بصورت مفصل پرداخته خواهد شد.

## ۴-۱-۱-۱ بدست آوردن تابع تبدیل

برای طراحی کنترلر ابتدا باید تابع تبدیل  $\frac{V_{Load}}{d}$  را بدست آورده شود، برای این کار از روش مدل میانگین استفاده می‌شود.

این کار در نیم سیکل مثبت ولتاژ و هنگامی که IGBTهای  $T_1$  و  $T_4$  روشن و  $T_2$  و  $T_3$  کلید زنی می‌کنند، انجام می‌شود. هنگامیکه  $T_2$  روشن است،  $T_3$  خاموش و بعکس پس دو مدار معادل را برای این دو حالت از مدار شکل ۳-۳ استخراج می‌کنیم، که مدار معادل برای زمان روشن بودن کلید  $T_2$  به شرح ذیل به دست می‌آید.



شکل ۴-۲ مدار معادل برای زمان روشن شدن  $T_2$  و خاموش بودن  $T_3$

با توجه مدار معادل معادلات حالت استخراج می‌شود، که به شرح ذیل است:

$$\dot{V}_{C_1} = \frac{i_{L_1}}{C_1} - \frac{i_{L_0}}{C_1} \quad ۱-۴$$

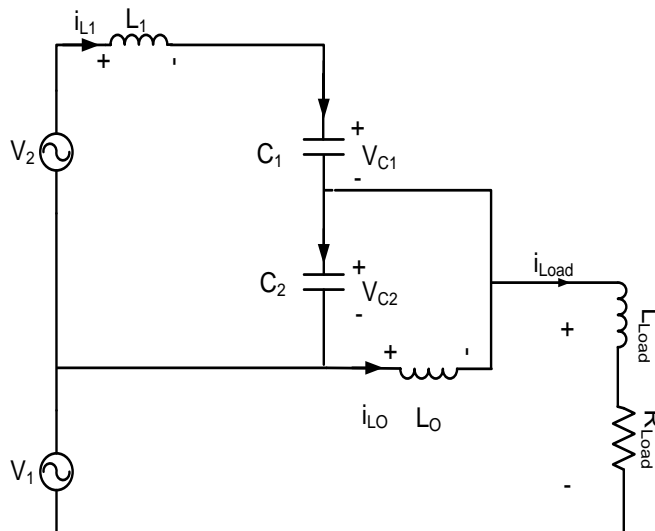
$$\dot{V}_{C_2} = -\frac{i_{L_{Load}}}{C_2} + \frac{i_{L_1}}{C_2} \quad ۲-۴$$

$$i_{L_0} = \frac{V_{C_1}}{L_0} \quad ۳-۴$$

$$i_{L_{Load}} = \frac{V_1}{L_{Load}} + \frac{V_{C_2}}{L_{Load}} - \frac{R_{Load}i_{L_{Load}}}{L_{Load}} \quad ۴-۴$$

$$i_{L_1} = \frac{V_2}{L_1} - \frac{V_{C_2}}{L_1} - \frac{V_{C_1}}{L_1} \quad ۵-۴$$

و در ادامه مدار معادل را برای زمانی که  $T_2$  خاموش و  $T_3$  روشن در نظر می‌گیریم، که به شکل ذیل است:



شکل ۳-۴ مدار معادل برای زمان روشن شدن  $T_3$  و خاموش بودن  $T_2$

با توجه مدار معادل معادلات حالت استخراج می‌شود، که به شرح ذیل است:

$$\dot{V}_{C_1} = \frac{i_{L_1}}{C_1} \quad ۶-۴$$

$$\dot{V}_{C_2} = -\frac{i_{L_{Load}}}{C_2} + \frac{i_{L_1}}{C_2} + \frac{i_{L_O}}{C_2} \quad ۷-۴$$

$$\frac{d}{dt} i_{L_O} = -\frac{V_{C_2}}{L_O} \quad ۸-۴$$

$$\frac{d}{dt} i_{L_{Load}} = \frac{V_1}{L_{Load}} + \frac{V_{C_2}}{L_{Load}} - \frac{R_{Load} i_{L_{Load}}}{L_{Load}} \quad ۹-۴$$

$$\frac{d}{dt} i_{L_1} = \frac{V_2}{L_1} - \frac{V_{C_2}}{L_1} - \frac{V_{C_1}}{L_1} \quad ۱۰-۴$$

و حال در ادامه برای مدار معادل شکل ۲-۴ خواهیم داشت:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ i_{L_O} \\ i_{L_{Load}} \\ i_{L_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & -1/C_2 & 1/C_2 \\ 1/L_O & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_{Load} & 0 & -R/L_{Load} & 0 \\ -1/L_1 & -1/L_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ i_{L_O} \\ i_{L_{Load}} \\ i_{L_1} \end{bmatrix} \quad ۱۱-۴$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1/L_{Load} & 0 \\ 0 & 1/L_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C_1 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 0 & -1/C_2 & 1/C_2 \\ 1/L_O & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_{Load} & 0 & -R/L_{Load} & 0 \\ -1/L_1 & -1/L_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad ۱۲-۴$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1/L_{Load} & 0 \\ 0 & 1/L_1 \end{bmatrix} \quad ۱۳-۴$$

و همچنین برای مدار معادل شکل ۳-۴ خواهیم داشت:

$$d/dt \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ i_{L_0} \\ i_{L_{Load}} \\ i_{L_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & -1/C_2 & 1/C_2 \\ 0 & -1/L_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_{Load} & 0 & -R/L_{Load} & 0 \\ -1/L_1 & -1/L_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ i_{L_0} \\ i_{L_{Load}} \\ i_{L_1} \end{bmatrix} \quad ۱۴-۴$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1/L_{Load} & 0 \\ 0 & 1/L_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & -1/C_2 & 1/C_2 \\ 0 & -1/L_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_{Load} & 0 & -R/L_{Load} & 0 \\ -1/L_1 & -1/L_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad ۱۵-۴$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1/L_{Load} & 0 \\ 0 & 1/L_1 \end{bmatrix} \quad ۱۶-۴$$

با توجه به معادلات حالت سیستم

$$d/dt \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ i_{L_0} \\ i_{L_{Load}} \\ i_{L_1} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ i_{L_0} \\ i_{L_{Load}} \\ i_{L_1} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad ۱۷-۴$$

آنگاه خواهیم داشت:

$$A = dA_1 + (1-d) A_2 \quad ۱۸-۴$$

$$B = dB_1 + (1-d) B_2 \quad ۱۹-۴$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -d/C_1 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 1-d/C_2 & 1-2d/C_2 & 2d-1/C_2 \\ d/L_0 & d-1/L_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_{Load} & 0 & -R/L_{Load} & 0 \\ -1/L_1 & -1/L_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad ۲۰-۴$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1/L_{Load} & 0 \\ 0 & 1/L_1 \end{bmatrix} \quad ۲۱-۴$$

$$\dot{V}_{C_1} = \frac{-di_{L_0}}{C_1} + \frac{i_{L_1}}{C_1} \xrightarrow{\text{خطی سازی}} \partial \dot{V}_{C_1} = \frac{-D\partial i_{L_0}}{C_1} + \frac{\partial i_{L_1}}{C_1} - \frac{I_{L_0}\partial d}{C_1} \quad ۲۲-۴$$

$$\dot{V}_{C_2} = \frac{(1-2d)i_{L_{Load}}}{C_2} + \frac{(2d-1)i_{L_1}}{C_2} + \frac{(1-d)i_{L_0}}{C_2} \quad ۲۳-۴$$

$$\begin{aligned} &\xrightarrow{\text{خطی سازی}} \partial \dot{V}_{C_2} \\ &= \frac{(1-2D)\partial i_{L_{Load}}}{C_2} + \frac{(2D-1)\partial i_{L_1}}{C_2} \\ &+ \frac{(1-D)\partial i_{L_0}}{C_2} - \frac{2I_{L_{Load}}\partial d}{C_2} + \frac{2I_{L_1}\partial d}{C_2} - \frac{I_{L_0}\partial d}{C_2} \end{aligned}$$

$$d/dt i_{L_0} = \frac{dV_{C_1}}{L_0} + \frac{(d-1)V_{C_2}}{L_0} \xrightarrow{\text{خطی سازی}} \quad ۲۴-۴$$

$$d/dt \partial i_{L_0} = \frac{D\partial V_{C_1}}{L_0} + \frac{(D-1)\partial V_{C_2}}{L_0} + \frac{V_{C_1}}{L_0}\partial d + \frac{V_{C_2}}{L_0}\partial d$$

$$d/dt i_{L_{Load}} = \frac{V_1}{L_{Load}} + \frac{V_{C_2}}{L_{Load}} - \frac{R_{Load}i_{L_{Load}}}{L_{Load}} \xrightarrow{\text{خطی سازی}} \quad ۲۵-۴$$

$$d/dt \partial i_{L_{Load}} = \frac{\partial V_{C_2}}{L_{Load}} - \frac{R_{Load}\partial i_{L_{Load}}}{L_{Load}}$$

$$d/dt i_{L_1} = \frac{V_2}{L_1} - \frac{V_{C_2}}{L_1} - \frac{V_{C_1}}{L_1} \xrightarrow{\text{خطی سازی}} d/dt \partial i_{L_1} \quad ۲۶-۴$$

$$= \frac{-\partial V_{C_2}}{L_1} - \frac{\partial V_{C_1}}{L_1}$$

و در ادامه بعد از خطی سازی ماتریسهای A و B حاصل می‌شوند:

$$d/dt \begin{bmatrix} \partial V_{C_1} \\ \partial V_{C_2} \\ \partial i_{L_0} \\ \partial i_{L_{Load}} \\ \partial i_{L_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -D/C_1 & 0 & 1/C_1 \\ 0 & 0 & 1-D/C_2 & 1-2D/C_2 & 2D-1/C_2 \\ D/L_0 & D-1/L_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_{Load} & 0 & -R/L_{Load} & 0 \\ -1/L_1 & -1/L_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad 27-4$$

$$\times \begin{bmatrix} \partial V_{C_1} \\ \partial V_{C_2} \\ \partial i_{L_0} \\ \partial i_{L_{Load}} \\ \partial i_{L_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-I_{L_0}}{C_1} \\ \frac{2(-I_{L_{Load}} + I_{L_1} - 0.5I_{L_0})}{C_1} \\ \frac{(V_{C_1} + V_{C_2})}{L_0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times \partial d$$

و همچنین داریم:

$$V_{Load} = (sL_{Load} + R_{Load})i_{L_{Load}} \quad 28-4$$

که بعد از حل معادلات در محیط نرم افزار متلب<sup>1</sup> تابع تبدیل سیستم با توجه به مقادیر زیر به شرح ذیل حاصل می‌گردد:

$$I_{L_1}=89.65A, \quad I_{Load}=197.42A, \quad I_{L_0}=219A, \quad V_{C_1}=18.365V, \quad V_{C_2}=15.135V, \quad V_1=33V, \\ V_2=198V, \quad C_1=0.0099F, \quad C_2=0.009F, \quad L_1=1.8395 \times 10^{-6}H, \quad L_0=5.7194 \times 10^{-5}H, \quad L_{Load}= \\ 0.0015H,$$

$$R_{Load} = 0.9680\Omega,$$

$$\frac{V_{Load}}{d} = \frac{20411s + 1.317 \times 10^7}{s^2 + 605s} \quad 29-4$$

#### ۴-۱-۲ طراحی جبران‌ساز

جهت طراحی جبران‌ساز ابتدا مکان ریشه تابع تبدیل به دست آمده از قسمت قبل در شکل ۴-۴ رسم شده است، که در آن مربع نشان دهنده قطبهای حلقه بسته می‌باشد.

<sup>1</sup> -Matlab

کنترلر باید طوری طراحی شود که سیستم نهایی دارای ویژگیهای ذیل باشد:

ا. پهنای باند آن کمتر از ۱۰۰ هرتز باشد

با توجه به اینکه توان لحظه‌ای ورودی به مبدل و خروجی آن با هم برابر نیستند. بنابراین ولتاژ خازنها و ولتاژ خروجی داری یک ریپل با فرکانس دو برابر فرکانس شبکه می‌باشد. این ریپل ۱۰۰ هرتز با هیچ نوع کنترلی قابل جبران سازی نمی‌باشد. بنابراین پهنای باند کنترلر باید کمتر از ۱۰۰ هرتز باشد تا نسبت به این ریپل حساس نباشد.

ب. زمان رسیدن به مقدار مرجع تا حد امکان کم باشد

به هنگام تغییر ناگهانی بار یا ولتاژ ورودی ترانسفورماتور بایستی ولتاژ با سرعت مناسب به مقدار مرجع برسد.

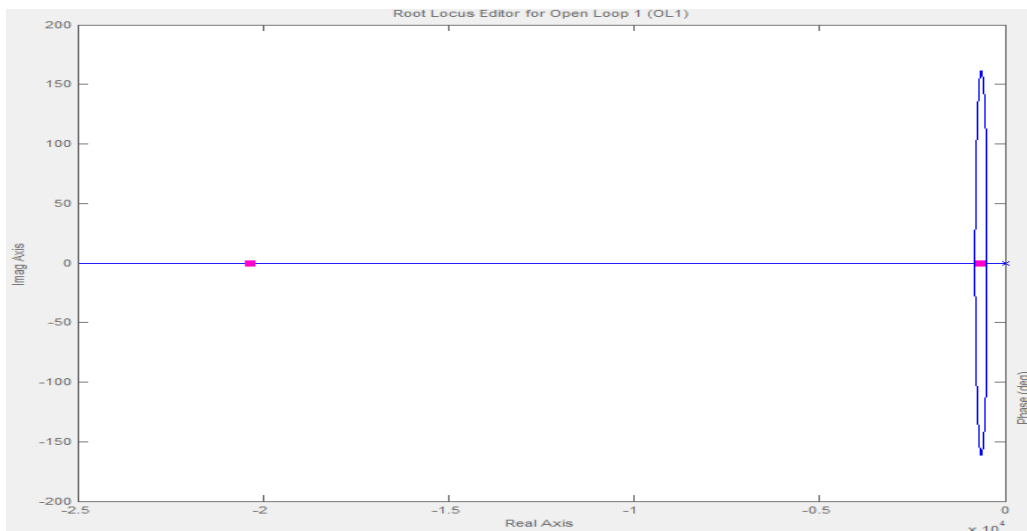
ج. خطای حالت دائم کمتر از ۰.۵٪ باشد

با توجه به توضیحات بالا و با استفاده دستور sisotool نرم افزار متلب کنترلر را به صورت ذیل بدست آورده می‌شود.

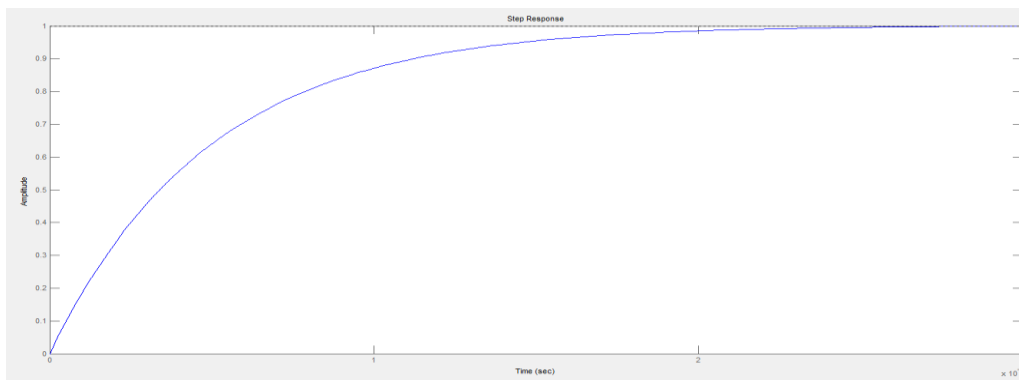
$$C(s) = 1.16 \frac{1 + 0.11s}{s}$$

از شکل ۴-۴ داریم که تابع تبدیل ما پایدار است و همچنین از پاسخ پله تبدیل که در شکل ۴-۵ نشان داده شده است داریم که سیستم خیلی زود به مقدار مرجع خود می‌رسد، اما از دیاگرام بد تابع تبدیل که در شکل ۴-۶ نشان داده شده است داریم که میزان پهنایی باند آن ۳۲۷۰ هرتز است، که به هیچ وجه مطلوب نیست. به همین دلیل از جبران‌ساز PI جهت کم کردن میزان پهنای باند به زیر ۱۰۰ هرتز استفاده می‌شود. که پس از اعمال این جبران‌ساز مکان ریشه تابع تبدیل سیستم که در شکل ۴-۷ همچنان در سمت چپ محور حقیقی باقی خواهند، و در نتیجه سیستم پایدار می‌ماند.

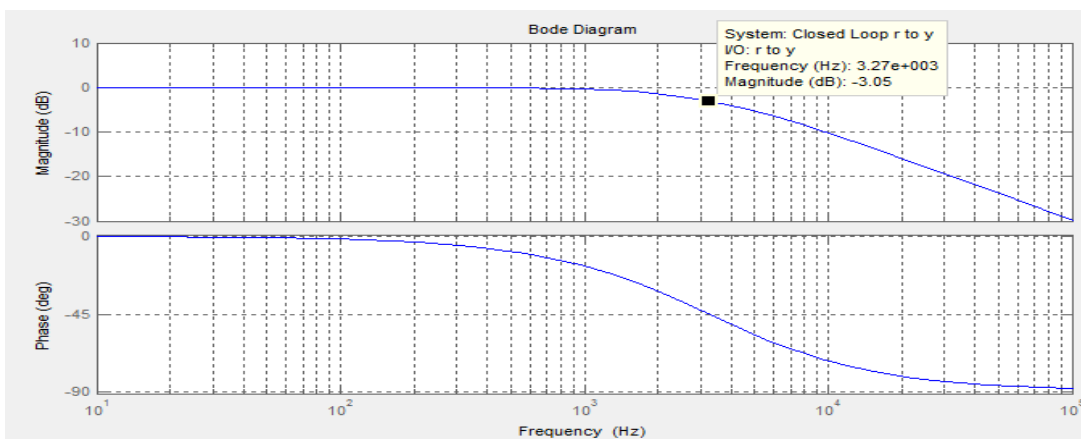




شکل ۴-۴ مکان ریشه تابع تبدیل بدون کنترلر ۳۲۷۰

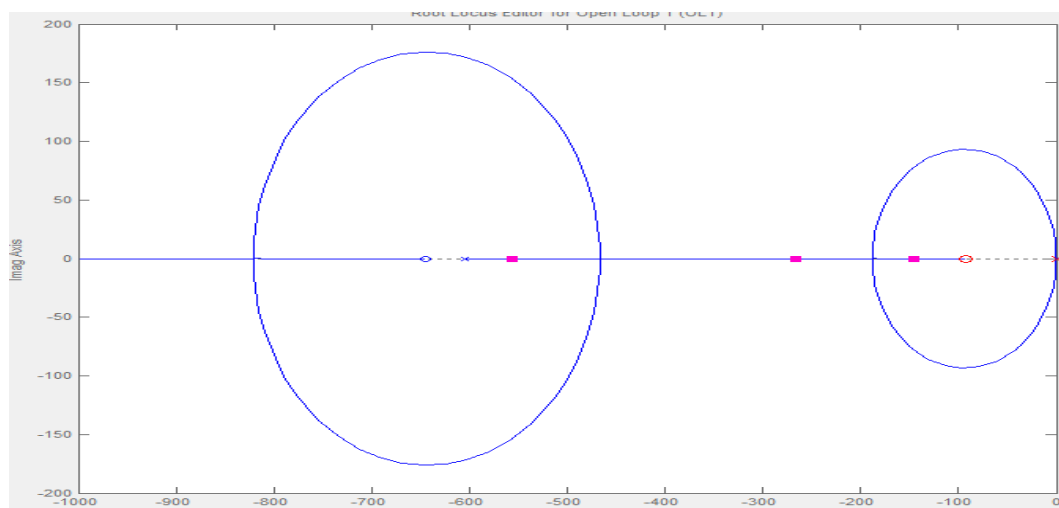


شکل ۴-۵ شکل پاسخ پله حلقه بسته تابع تبدیل بدون کنترلر

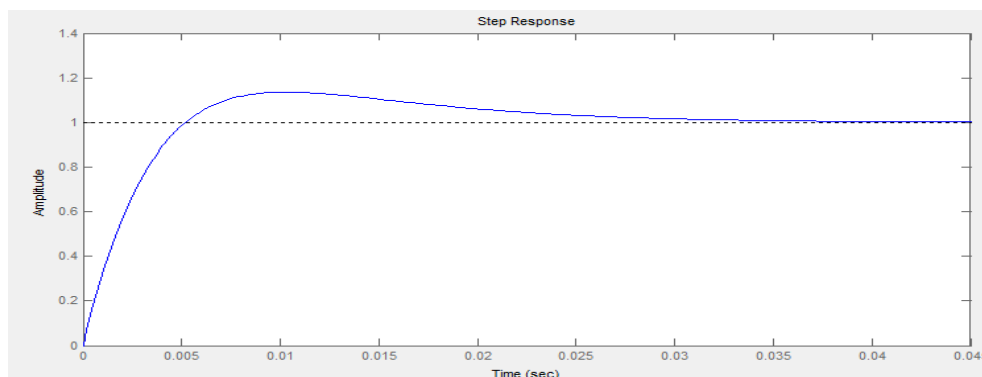


شکل ۴-۶ دیاگرام بد حلقه بسته تابع تبدیل بدون کنترلر

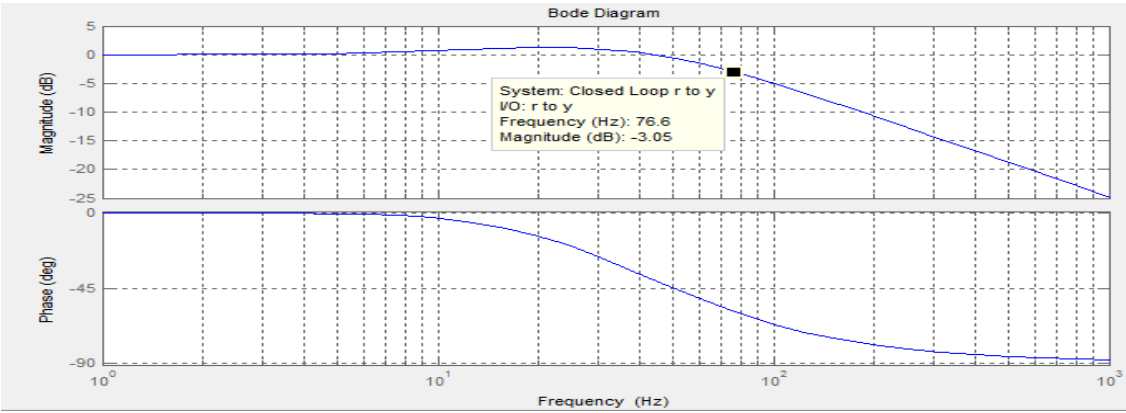
شکل ۸-۴ پاسخ پله حلقه بسته تبدیل با کنترلر را نشان می‌دهد، اگرچه میزان سرعت رسیدن به مقدار یک کمتر از شکل ۵-۴ و هنگامی که بدون کنترلر است می‌باشد، اما باز میزان سرعت رسیدن به مقدار یک مطلوب می‌باشد. شکل ۹-۴ دیاگرام بد حلقه بسته تابع با کنترلر را نشان می‌دهد، مشاهده می‌شود که تابع تبدیل با اعمال کنترلر به میزان پهنای باند مطلوب زیر ۱۰۰ هرتز رسیده است، که به مراتب کمتر از میزان پهنای باند تابع تبدیل بدون اعمال کنترلر است.



شکل ۷-۴ مکان ریشه تابع تبدیل با کنترلر



شکل ۸-۴ پاسخ پله حلقه بسته تبدیل با کنترلر



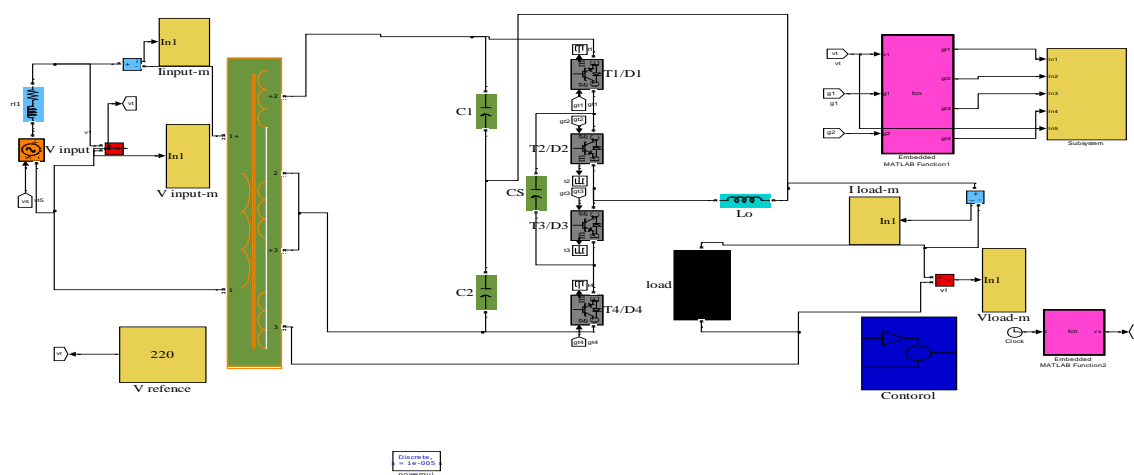
شکل ۹-۴ دیاگرام بد حلقه بسته تابع تبدیل با کنترلر

## ۵ – شپه سازی و نتایج

در این بخش نتایج شبیه سازی برای تک فاز ترانسفورماتور 11.3/0.22KV که توسط یک تپ چنجر پایه IGBT ولتاژ خروجی آن تنظیم می شود به تفصیل آورده شده است.

ابتدا سعی شده با دادن مقادیر ولتاژ مرجع به ترانسفورماتور میزان دقت و سرعت آن بررسی شود و در واقع هوشمند و قابل برنامه ریزی بودن ترانسفورماتور نشان داده شود، سپس میزان تغییرات ولتاژ خروجی برای زمانی که ولتاژ سمت فشار متوسط دچار تغییر ۰/۹ الی ۱/۱ ولتاژ اصلی می گردد، و همچنین برای زمانی که میزان بار به یکباره دو برابر یا نصف می گردد، بررسی شده است، که البته در اینجا هدف آن است که مقدار موثر<sup>۱</sup> ولتاژ فشار ضعیف یا همان ولتاژ سمت مشتری بروی میزان مطلوب که همان ۲۲۰ ولت می باشد ثابت نگه داشته شود، و برابر تغییرات فوق بیش از میزان ۰.۵٪ مقدار مطلوب تغییر نکند.

## شبیه سازی در محیط سیمولینک<sup>۲</sup>



شکل ۱-۵ شبیه سازی مدار تپ چنجر در محیط سیمولینک

<sup>1</sup> - RMS

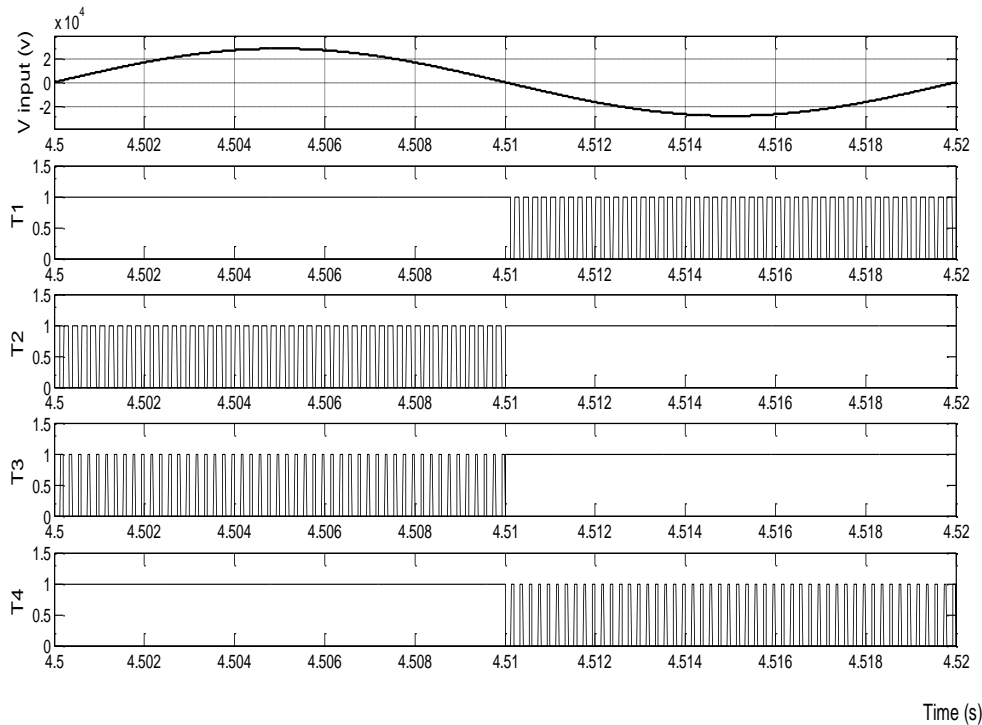
<sup>2</sup> - Simulink

مدار پیشنهادی در شکل ۳-۳ در محیط سیمولینک شبیه سازی شده که در شکل ۱-۵ نشان داده شده است.

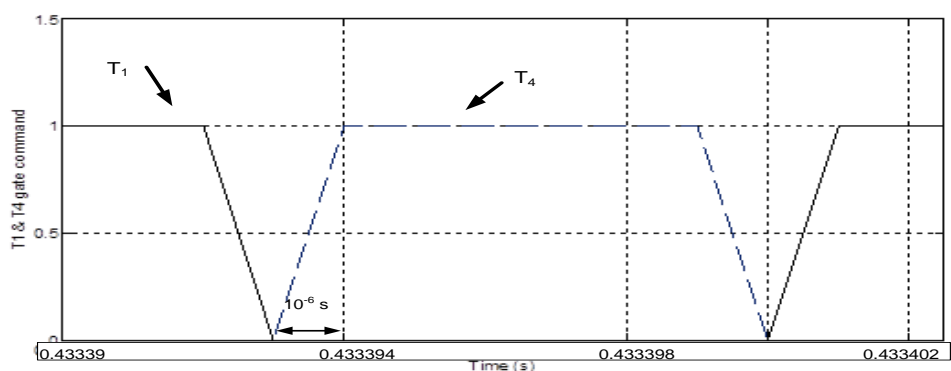
### ۱-۱-۵ شبیه سازی رویه کلید زنی

شکل ۲-۵ رویه کلید زنی که قبلا در بخش ۳-۵ در مورد آن گفته شد را نشان می دهد. همانطور که دیده می شود در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی IGBT های  $T_1$  و  $T_4$  به صورت پیوسته روشن هستند و IGBT های  $T_2$  و  $T_3$  اقدام به کلید زنی می کنند.

همانطور که قبلا بحث شد، به میزان ۱ میکروثانیه زمان مرده در نظر گرفته شده که این مهم در شکل ۳-۵ به خوبی نشان داده شده است. توجه شود که IGBT ها  $T_2$  و  $T_3$  و IGBT ها  $T_1$  و  $T_4$  به هیچ عنوان نباید در یک زمان در زمانی که مدولاسیون عرض پالس می کنند روشن شوند.



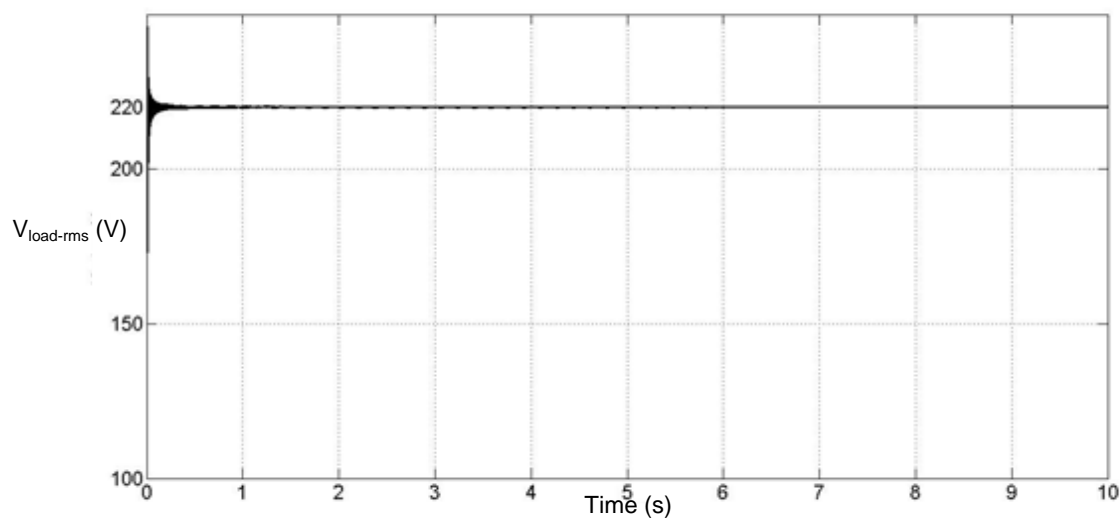
شکل ۲-۵ شبیه سازی رویه کلید زنی



شکل ۳-۵ رویه کلید زنی و زمان مرده به میزان امیکرو ثانیه بین IGBT های  $T_1$  و  $T_4$

### ۲-۱-۵ نتایج شبیه سازی برای مقدار $V_{ref} = 220v$

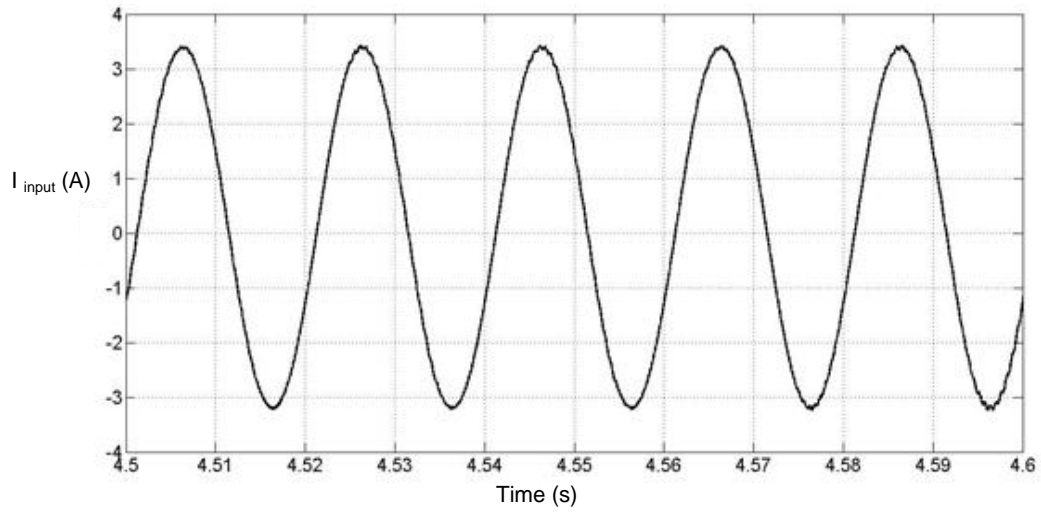
ابتدا مقدار مرجع ولتاژ خروجی را برابر ۲۲۰ ولت قرار داده شده و سپس برنامه بر ۱۰۰ ثانیه اجرا می-شود که در همان ثانیه اول و در  $0/2$  سیستم از صفر به مقدار مطلوب می رسد که در شکل ۴-۵ نشان داده شده است.



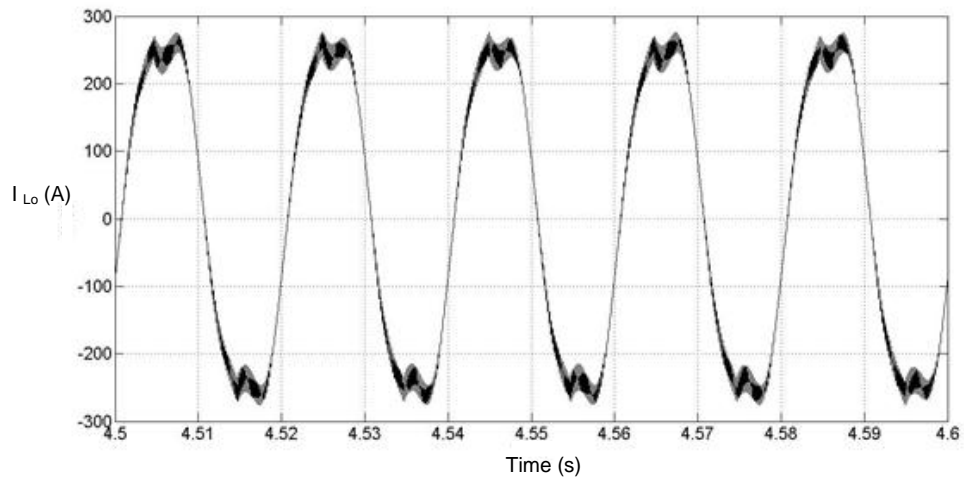
شکل ۴-۵ مقدار RMS ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت

شکل ۵-۵ شکل موج جریان ورودی ترانسفورماتور در سمت اولیه را نشان می دهد. شکل ۶-۵ جریان عبوری از سلف فیلتر خروجی را نشان می دهد، که دارای اعوجاج می باشد. شکل ۷-۵ که جریان بار را

نشان می‌دهد، که مشاهده می‌شود که فیلتر خروجی از ریبیل جریان بشدت کاسته است.

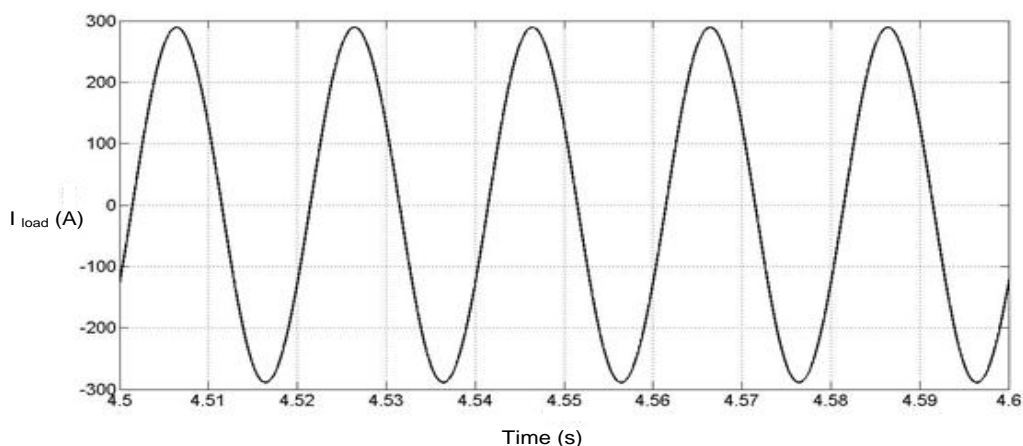


شکل ۵-۵ شکل موج جریان ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت



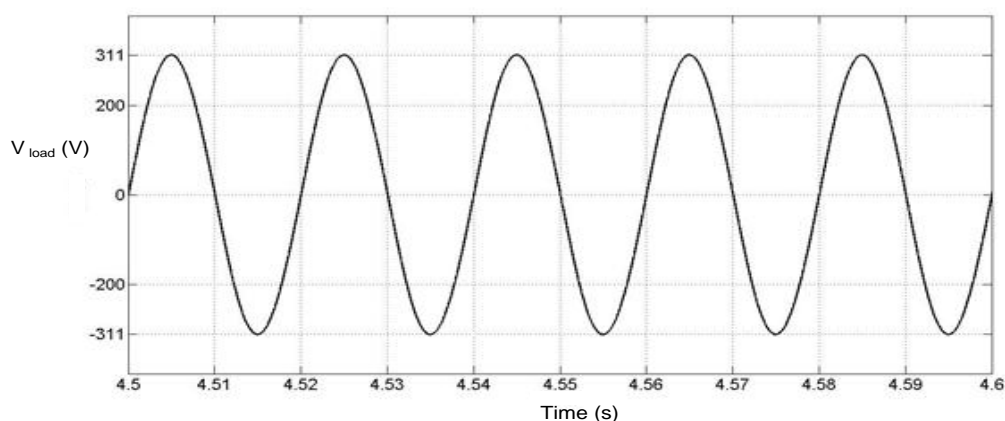
شکل ۵-۶ شکل موج جریان سلف فیلتر خروجی برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت





شکل ۵-۷ شکل موج جریان بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت

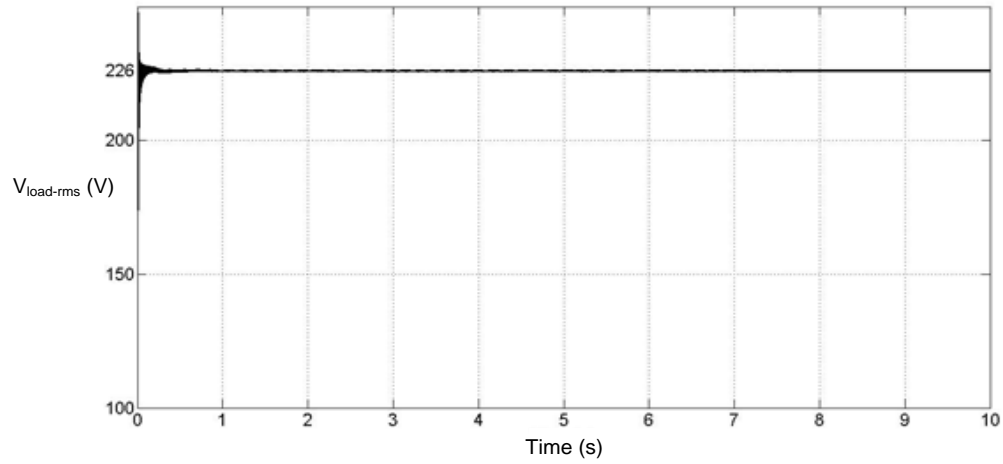
همچنین ولتاژ بار در شکل ۵-۸ نشان داده شده است، که به شکل مطلوب و سینوسی می‌باشد.



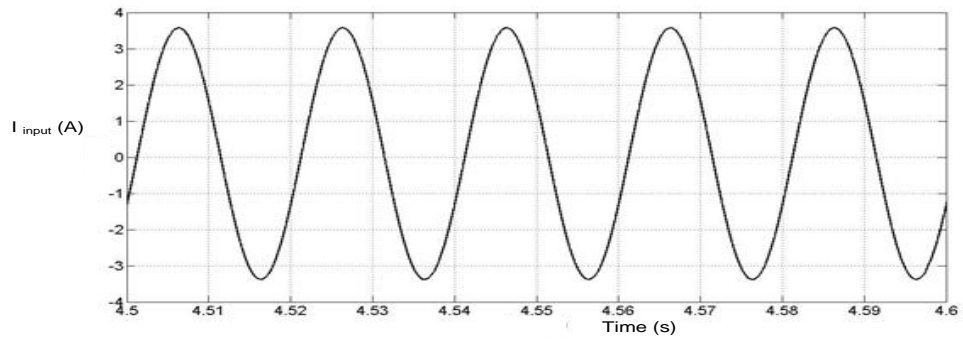
شکل ۵-۸ شکل موج ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت

### ۵-۱-۳ نتایج شبیه سازی برای مقدار $V_{ref} = 226V$

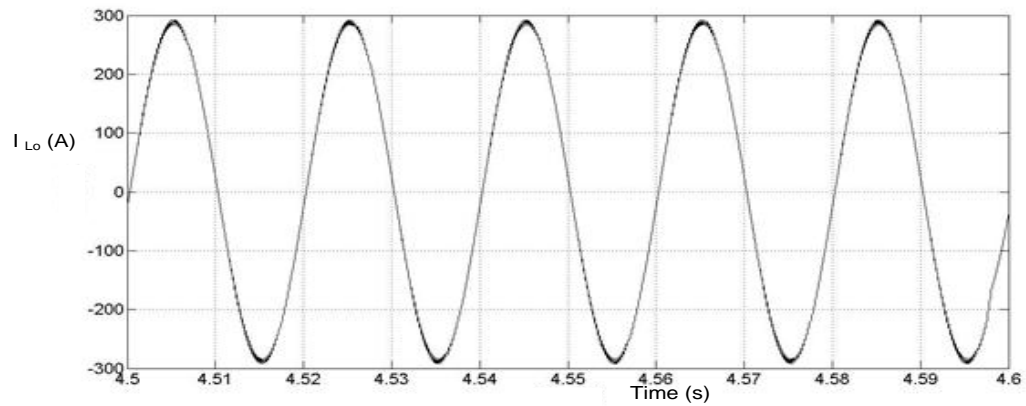
جهت اثبات هوشمندی ترانسفورماتور و قابل تنظیم بودن ولتاژ خروجی برای مقادیر ۱۹۸ الی ۲۳۱ ولت این بار مقدار مرجع ولتاژ خروجی روی ۲۲۶ ولت قرار داده می‌شود، و سپس برنامه بر ۱۰۰ ثانیه اجرا می‌شود که در همان ثانیه اول و در ۰/۲ ثانیه سیستم از صفر به مقدار مطلوب ۲۲۶ ولت می‌رسد که در شکل ۵-۹ نشان داده شده است.



شکل ۹-۵ مقدار RMS ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت

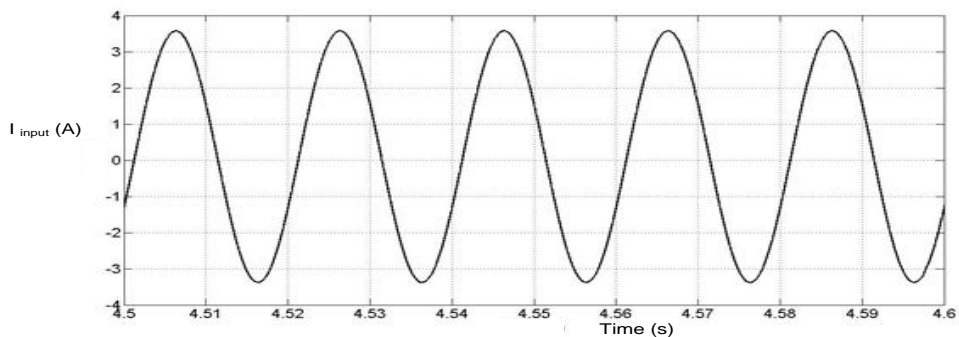


شکل ۱۰-۵ شکل موج جریان ورودی ترانسفورماتور در سمت اولیه را برای این مقدار مرجع جدید نشان می-دهد.

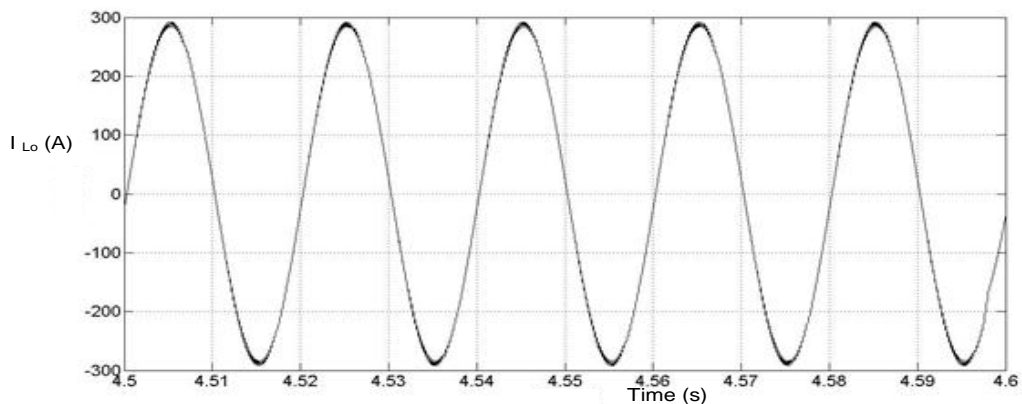


شکل ۱۱-۵ جریان عبوری از سلف فیلتر خروجی را نشان می‌دهد که دارای اندکی اعوجاج می‌باشد،

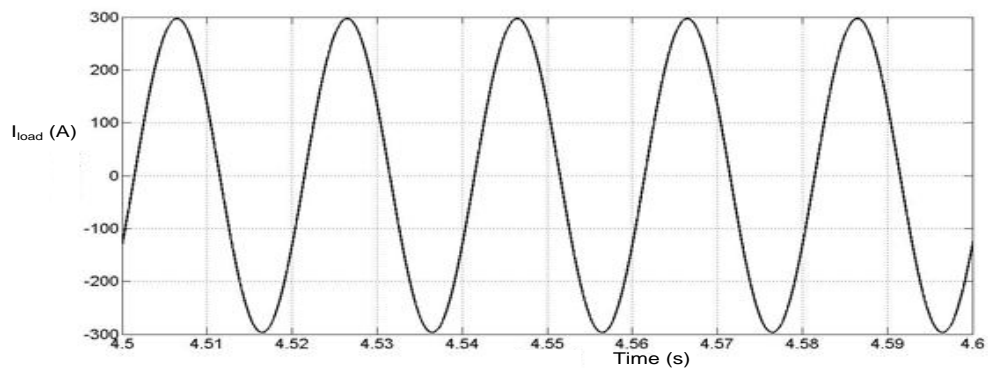
شکل ۵-۱۲ که جریان بار را نشان می‌دهد، مشاهده می‌شود که فیلتر خروجی از ریبیل جریان بشدت کاسته است.



شکل ۵-۱۰ شکل موج جریان ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت

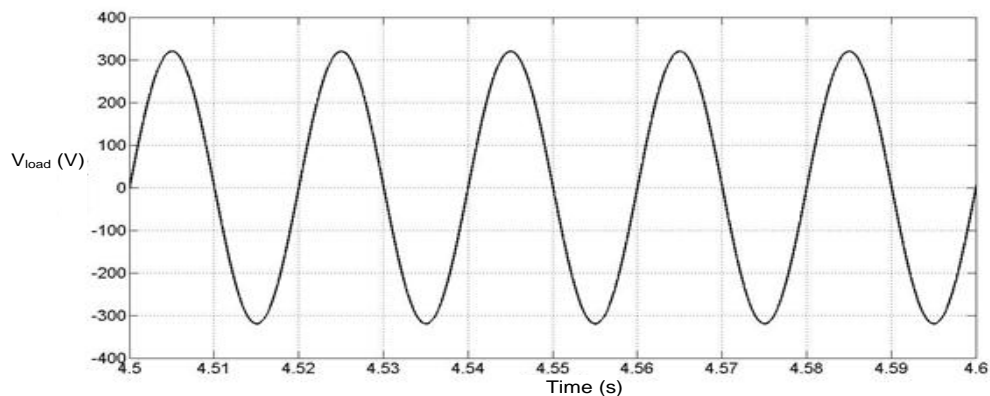


شکل ۵-۱۱ شکل موج جریان سلف فیلتر خروجی برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت



شکل ۵-۱۲ شکل موج جریان بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت

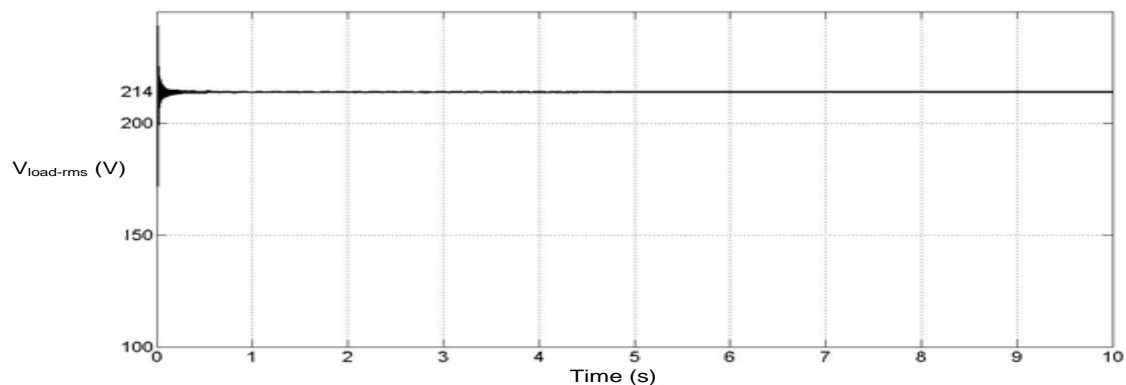
ولتاژ بار در شکل ۱۳-۵ برای مقدار مرجع ۲۲۶ ولت نشان داده شده است.



شکل ۱۳-۵ موج ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۶ ولت

#### ۴-۱-۵ نتایج شبیه سازی برای مقدار $V_{ref} = 214v$

در این قسمت ولتاژ مرجع بر روی مقدار ۲۱۴ ولت قرار می‌گیرد، و سپس برنامه برای مدت زمان ۱۰۰ ثانیه اجرا می‌شود که در همان ثانیه اول و در ۰.۲ ثانیه سیستم از صفر به مقدار مطلوب ۲۱۴ ولت می‌رسد که در شکل ۱۴-۵ نشان داده شده است.

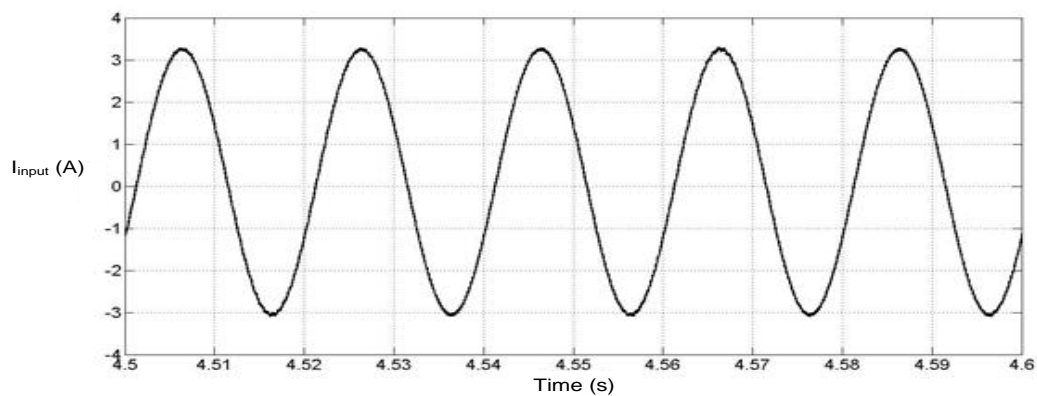


شکل ۱۴-۵ مقدار RMS ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت

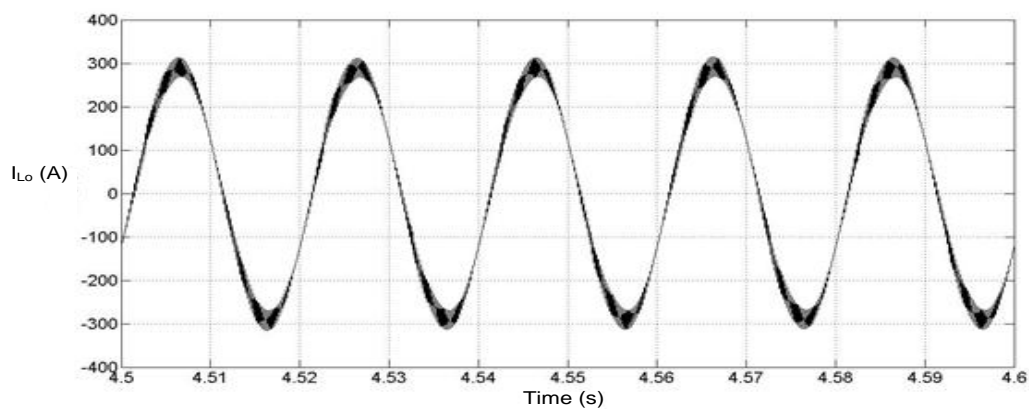
شکل ۱۵-۵ شکل موج جریان ورودی ترانسفورماتور در سمت اولیه را برای این مقدار مرجع جدید

نشان می‌دهد. شکل ۱۶-۵ جریان عبوری از سلف فیلتر خروجی را نشان می‌دهد که دارای اعوجاج می‌-

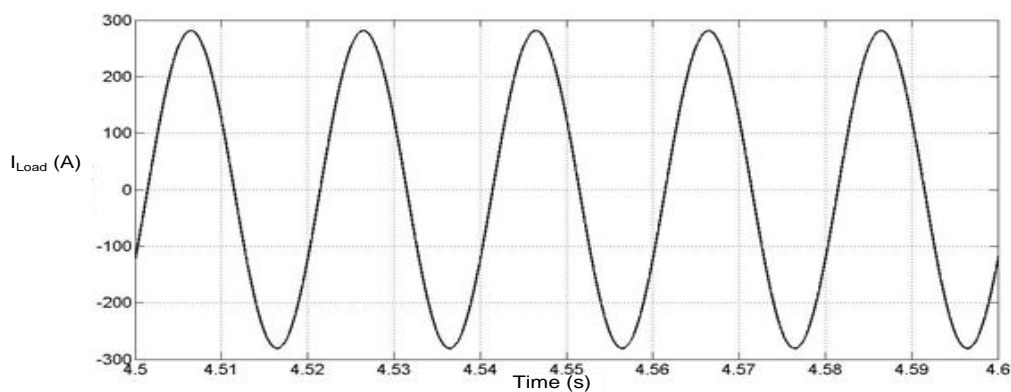
باشد، شکل ۱۷-۵ که جریان بار را نشان می‌دهد، مشاهده می‌شود که فیلتر خروجی از ریپل جریان  
بشدت کاسته است.



شکل ۱۵-۵ شکل موج جریان ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت



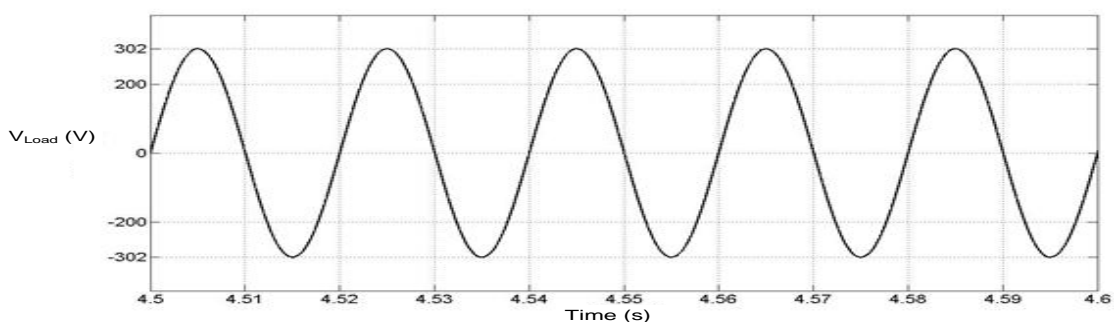
شکل ۱۶-۵ شکل موج جریان سلف فیلتر خروجی برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت



شکل ۵-۱۷ شکل موج جریان بار برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت

ولتاژ بار در شکل ۵-۱۸ شکل موج ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت برای مقدار مرجع ۲۱۴

ولت نشان داده شده است.



شکل ۵-۱۸ شکل موج ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۱۴ ولت

۵-۱-۵ نتایج شبیه سازی برای مقدار  $V_{ref} = 220v$  به همراه تغییر ناگهانی بار

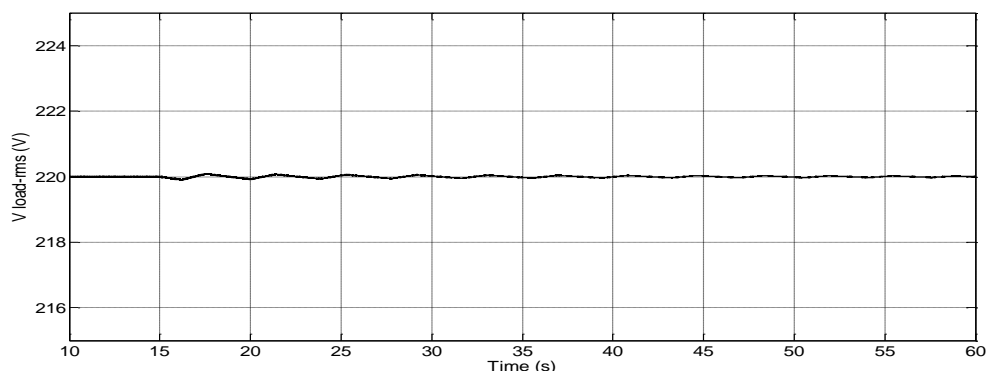
۵-۱-۵-۱ تغییر ناگهانی بار از ۳۰ کیلو ولت آمپر به ۶۰ کیلو ولت آمپر

برای آزمایش پایداری ولتاژ خروجی سیستم در برابر تغییر بار به یک باره در ثانیه 15 بار

سیستم را دو برابر شده و از میزان ۳۰ کیلو ولت آمپر به میزان ۶۰ کیلو ولت آمپر می‌رسد، شکل ۵-۱۹

تغییرات ولتاژ RMS خروجی برای این تغییر ناگهانی بار نشان می‌دهد، مشاهده می‌شود این تغییرات

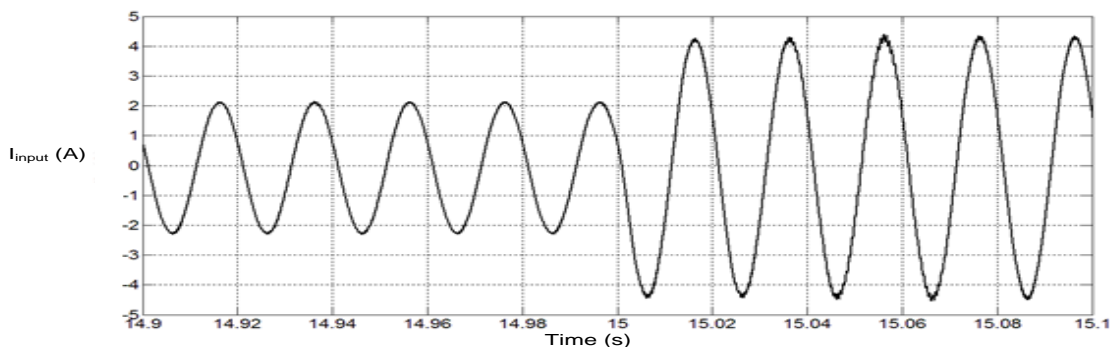
زیاد محسوس نبوده و در حدود ۰/۱ ولت نوسان می‌کند و به مرور زمان در حال کم شدن و پایدار شدن است، و خیلی زود در عرض ۲ دقیقه کاملاً از بین می‌رود.



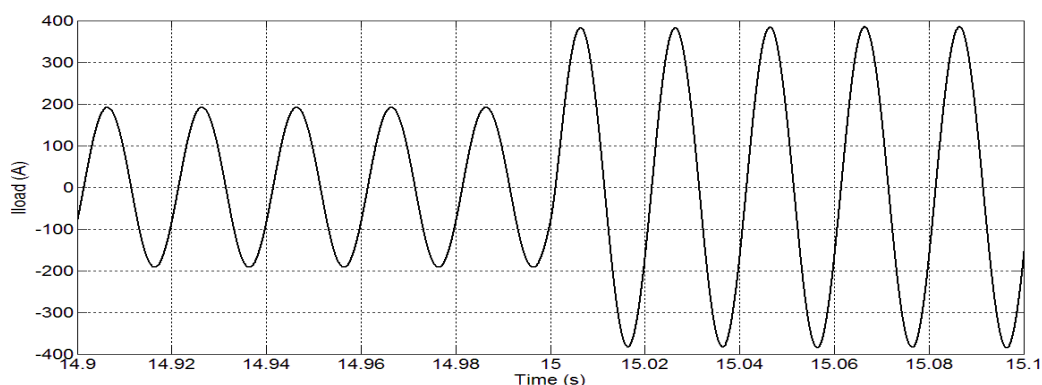
شکل ۵-۱۹ تغییرات ولتاژ RMS بار برای تغییر ناگهانی بار از 30KVA به 60KVA در ثانیه 15

شکل ۵-۲۰ و شکل ۵-۲۱ به ترتیب تغییرات جریان ورودی و بار را برای زمان تغییر بار از ۳۰ کیلو ولت آمپر به ۶۰ کیلو ولت آمپر نشان می‌دهد که همانطور که مشاهده می‌شود جریان به یکباره دو برابر می‌شود.

شکل ۵-۲۴ و شکل ۵-۲۵ به ترتیب تغییرات جریان ورودی و بار را برای زمان تغییر بار از ۶۰ کیلو ولت آمپر به ۳۰ کیلو ولت آمپر نشان می‌دهد که همانطور که مشاهده می‌شود جریان به یکباره نصف می‌شود.



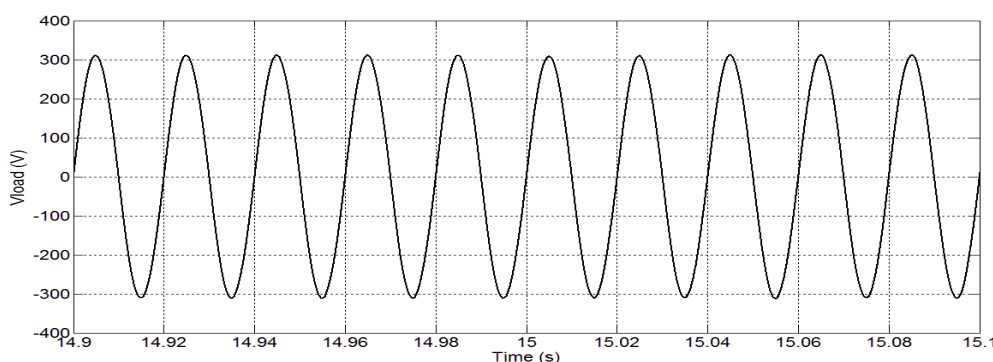
شکل ۵-۲۰ تغییرات جریان ورودی برای تغییر ناگهانی بار از 30KVA به 60KVA در ثانیه 15



شکل ۲۱-۵ تغییرات جریان بار برای تغییر ناگهانی بار از 30KVA به 60KVA در ثانیه 15

شکل ۲۲-۵ شکل موج ولتاژ بار را نشان می‌دهد که نسبت به این تغییرات محسوس نکرده

است.

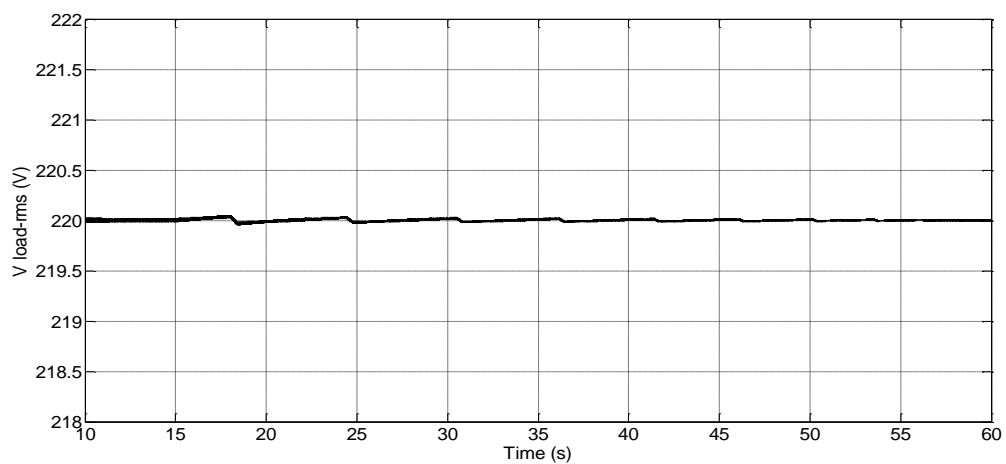


شکل ۲۲-۵ تغییرات ولتاژ با برای تغییر ناگهانی بار از 30KVA به 60KVA در ثانیه 15

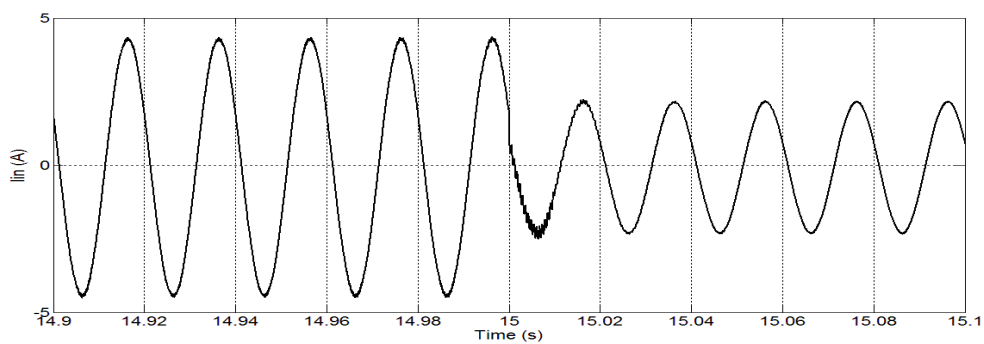
### ۲-۵-۱-۵ تغییر ناگهانی بار از ۶۰ کیلو ولت آمپر به ۳۰ کیلو ولت آمپر

دوباره در این بخش برای آزمایش پایداری ولتاژ خروجی سیستم در برابر تغییر بار به یک باره در ثانیه ۱۵ بار سیستم را نصف شده و از میزان ۶۰ کیلو ولت آمپر به میزان ۳۰ کیلو ولت آمپر می‌رسد، شکل ۵-۲۳ تغییرات ولتاژ RMS خروجی برای این تغییر ناگهانی بار را نشان می‌دهد، باز هم مشاهده می‌شود این تغییرات زیاد محسوس نبوده و در حدود ۰/۰۴ ولت می‌باشد و به مرور زمان در حال کم شدن و پایدار شدن است، و خیلی زود در عرض ۲ دقیقه کاملاً از بین می‌رود.

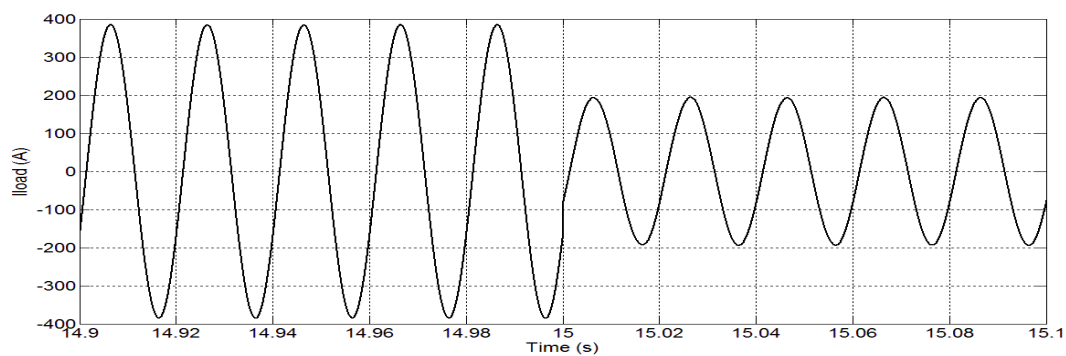




شکل ۲۳-۵ تغییرات ولتاژ RMS بار برای تغییر ناگهانی بار از 60KVA به 30KVA در ثانیه 15

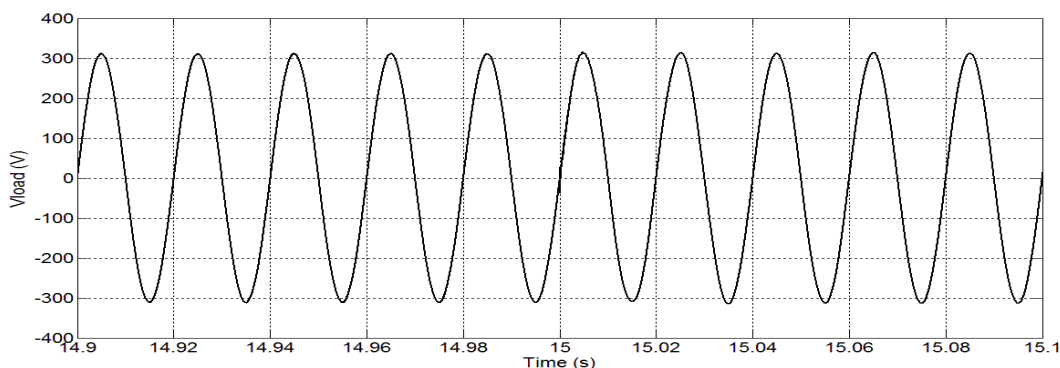


شکل ۲۴-۵ تغییرات جریان ورودی برای تغییر ناگهانی بار از 60KVA به 30KVA در ثانیه 15



شکل ۲۵-۵ تغییرات جریان بار برای تغییر ناگهانی بار از 60KVA به 30KVA در ثانیه 15

شکل ۲۶-۵ موج ولتاژ بار را نشان می‌دهد که نسبت به این تغییرات تغییر محسوسی نکرده است.



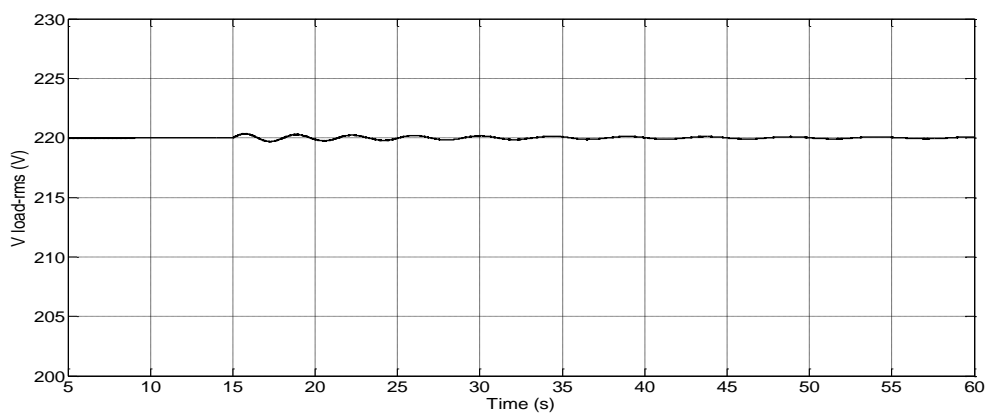
شکل ۲۶-۵ ولتاژ بار برای تغییر ناگهانی بار از 60KVA به 30KVA در ثانیه 15

۶-۱-۵ نتایج شبیه سازی برای مقدار  $V_{ref}=220v$  برای تغییرات ناگهانی ولتاژ سمت

اولیه ترانسفورماتور

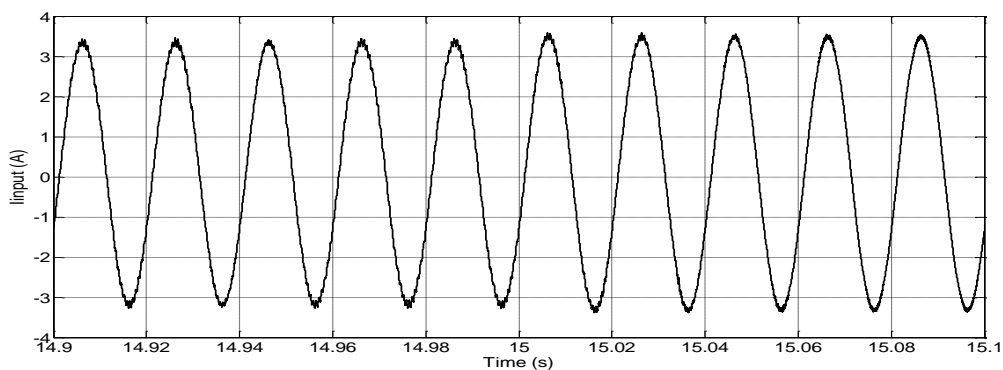
۱-۶-۱-۵ تغییر ناگهانی ولتاژ سمت اولیه ترانسفورماتور از 20KV به 21KV

در این بخش برای آزمایش پایداری ولتاژ خروجی سیستم در برابر تغییر ولتاژ اولیه به یک باره در ثانیه ۱۵ از میزان ۲۰ کیلو ولت به میزان ۲۱ کیلو ولت می‌رسد. شکل ۲۷-۵ تغییرات ولتاژ RMS خروجی برای این تغییر ناگهانی بار نشان می‌دهد، مشاهده می‌شود این تغییرات کمی محسوس تر از زمان تغییر یکباره بار است، و در حدود ۰/۳۵ ولت می‌باشد و به مرور زمان در حال کم شدن و پایدار شدن است، و خیلی زود کاملاً از بین می‌رود.

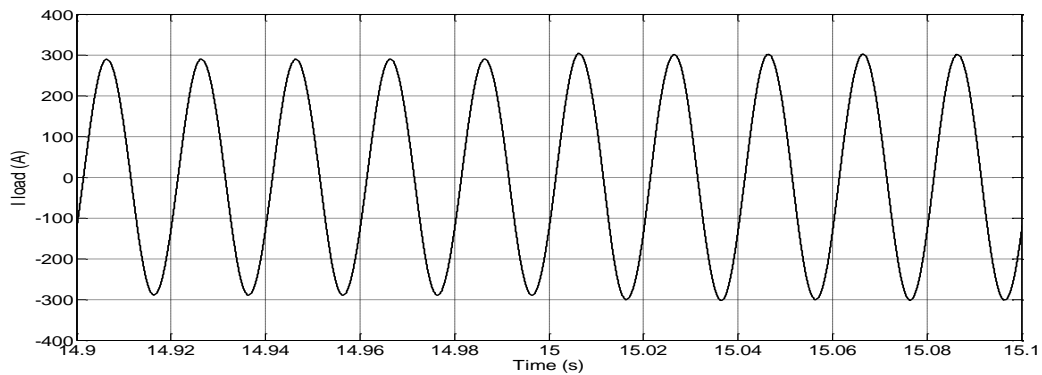


شکل ۵-۲۷ تغییرات ولتاژ RMS بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 21KV در ثانیه 15

شکل ۵-۲۸ و شکل ۵-۲۹ به ترتیب تغییرات جریان ورودی و بار را برای زمان تغییر ولتاژ ورودی از ۲۰ کیلوولت به ۲۱ کیلوولت در ثانیه ۱۵ نشان می‌دهد که همانطور که مشاهده می‌شود جریان به میزان اندکی افزایش می‌یابد.



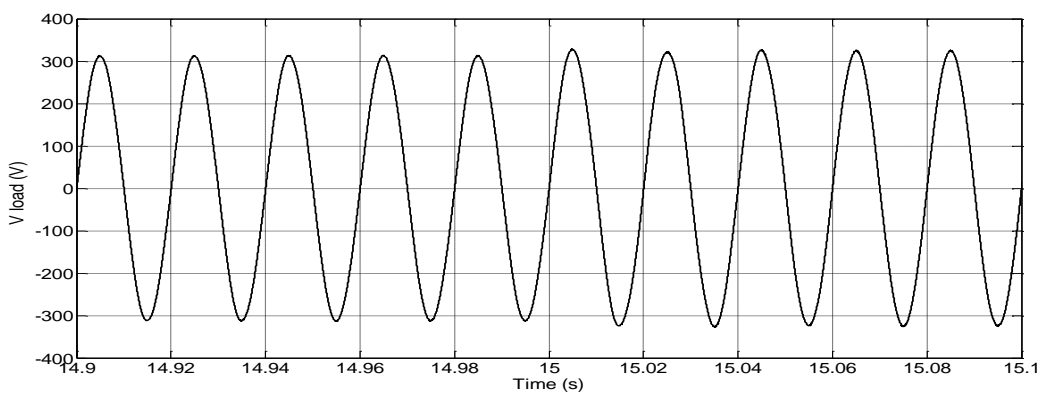
شکل ۵-۲۸ تغییرات جریان ورودی برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 21KV در ثانیه 15



شکل ۵-۲۹ تغییرات جریان بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 21KV در ثانیه 15

شکل ۵-۳۰ تغییرات ولتاژ بار را نشان می دهد که به میزان اندکی بعد از اعمال تغییر افزایش یافته

است.



شکل ۵-۳۰ تغییرات ولتاژ بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 21KV در ثانیه 15

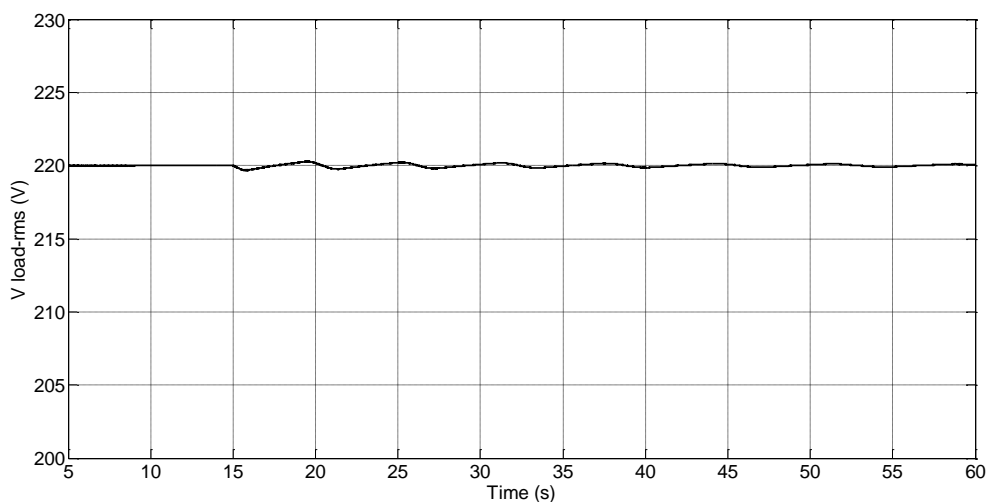
#### ۵-۱-۶-۲ تغییر ناگهانی ولتاژ سمت اولیه ترانسفورماتور از 20KV به 19KV

در این بخش برای آزمایش پایداری ولتاژ خروجی سیستم در برابر تغییر ولتاژ اولیه به یک باره در ثانیه

۱۵ از میزان ۲۰ کیلو ولت به میزان ۱۹ کیلو ولت می رسد، شکل ۵-۳۱ تغییرات ولتاژ RMS خروجی

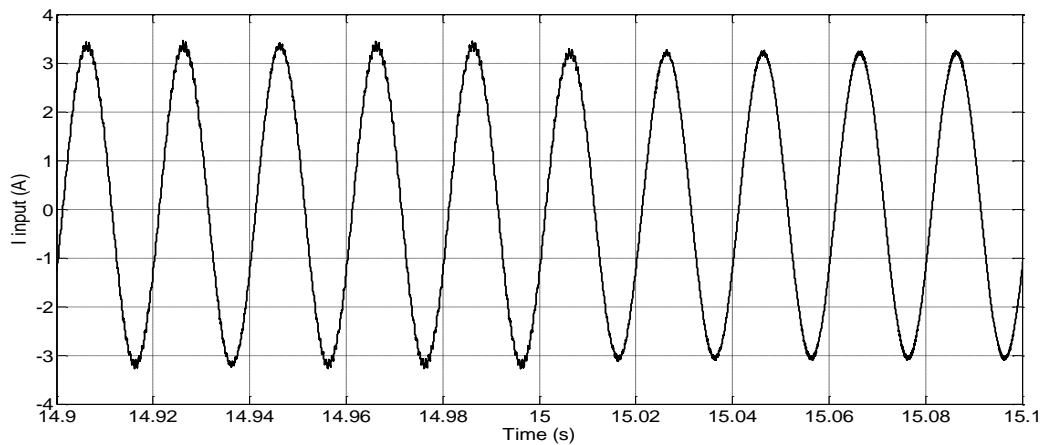
برای این تغییر ناگهانی بار نشان می دهد، مشاهده می شود این تغییرات کمی محسوس تر از زمان تغییر

یکباره بار است و در حدود ۰/۳۵ ولت می‌باشد و به مرور زمان در حال کم شدن و پایدار شدن است، و خیلی زود کاملاً از بین می‌رود.

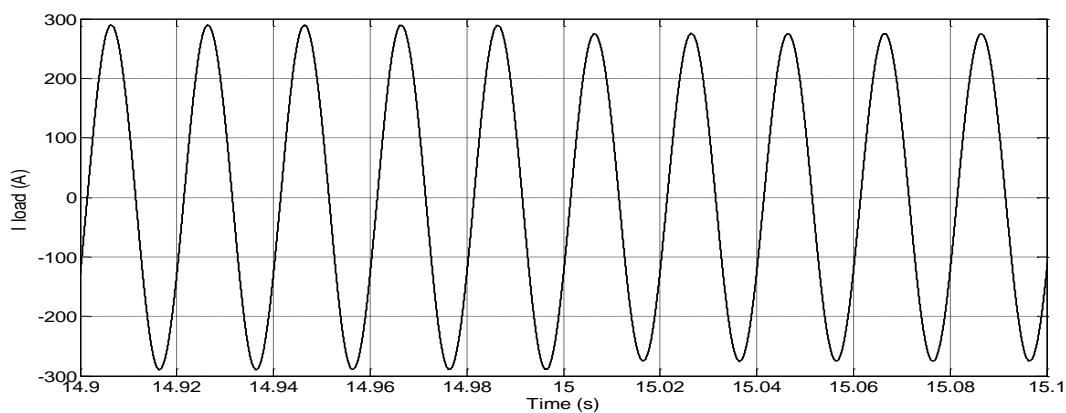


شکل ۳۱-۵ تغییرات ولتاژ RMS بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 19KV در ثانیه 15

شکل ۳۲-۵ و شکل ۳۳-۵ به ترتیب تغییرات جریان ورودی و بار را برای زمان تغییر ولتاژ ورودی از ۲۰ کیلو ولت به ۱۹ کیلو ولت در ثانیه ۱۵ نشان می‌دهد، همانطور که مشاهده می‌شود جریان به میزان اندکی کاهش می‌یابد.

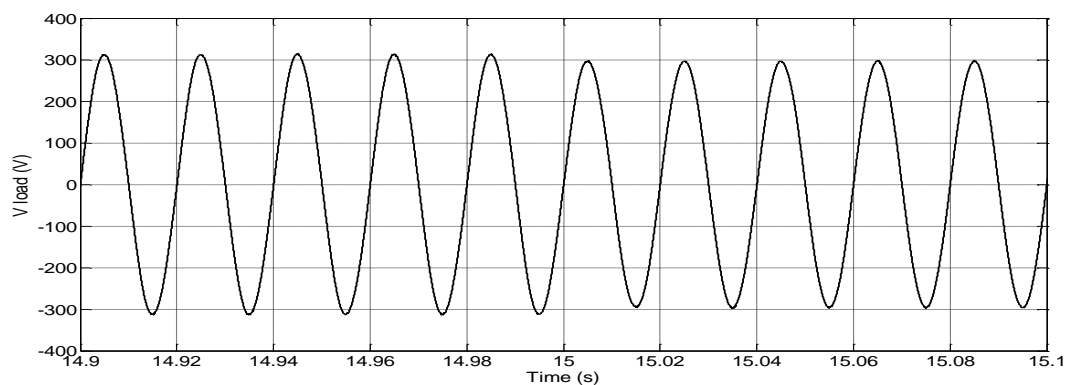


شکل ۳۲-۵ تغییرات جریان ورودی برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 19KV در ثانیه 15



شکل ۳۳-۵ تغییرات جریان بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 19KV در ثانیه 15

شکل ۳۴-۵ تغییرات ولتاژ بار را نشان می دهد که به میزان اندکی بعد از اعمال تغییر کاهش یافته است.



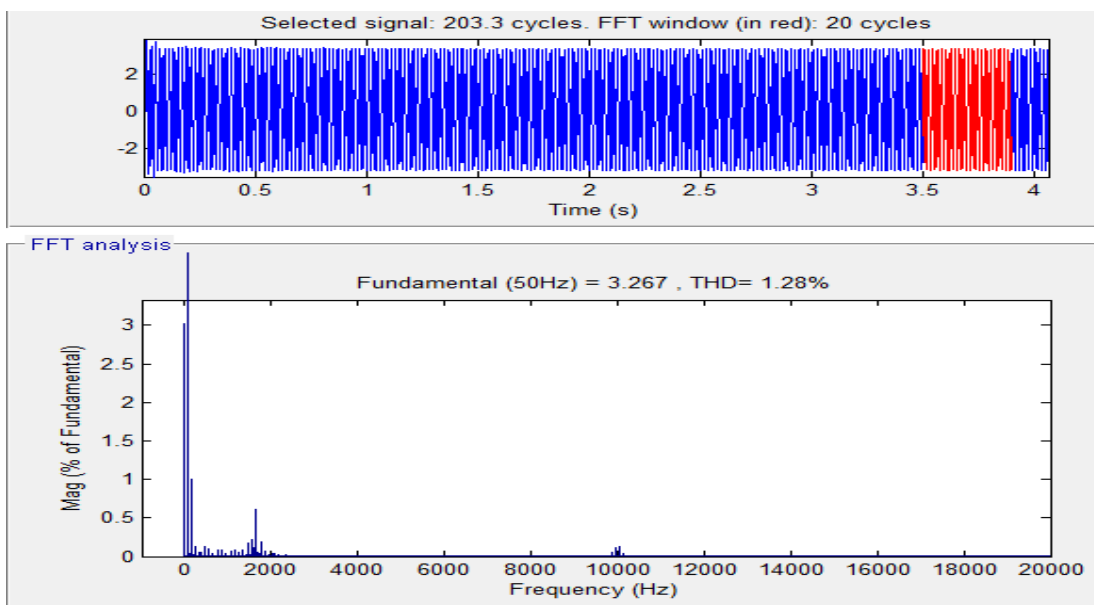
شکل ۳۴-۵ تغییرات ولتاژ بار برای تغییر ناگهانی ولتاژ اولیه از 20KV به 19KV در ثانیه 15

## ۷-۱-۵ تحلیل هارمونیک سیستم

در این بخش تحلیل هارمونیک جریان ورودی، جریان بار، ولتاژ ورودی و ولتاژ بار سیستم آورده شده

است. برای تحلیل هارمونیک از هر شکل موج ۲۰ سیکل آن جهت نمونه انتخاب شده و این تحلیل تا

فرکانس ۲۰ کیلو هرتز انجام شده است.

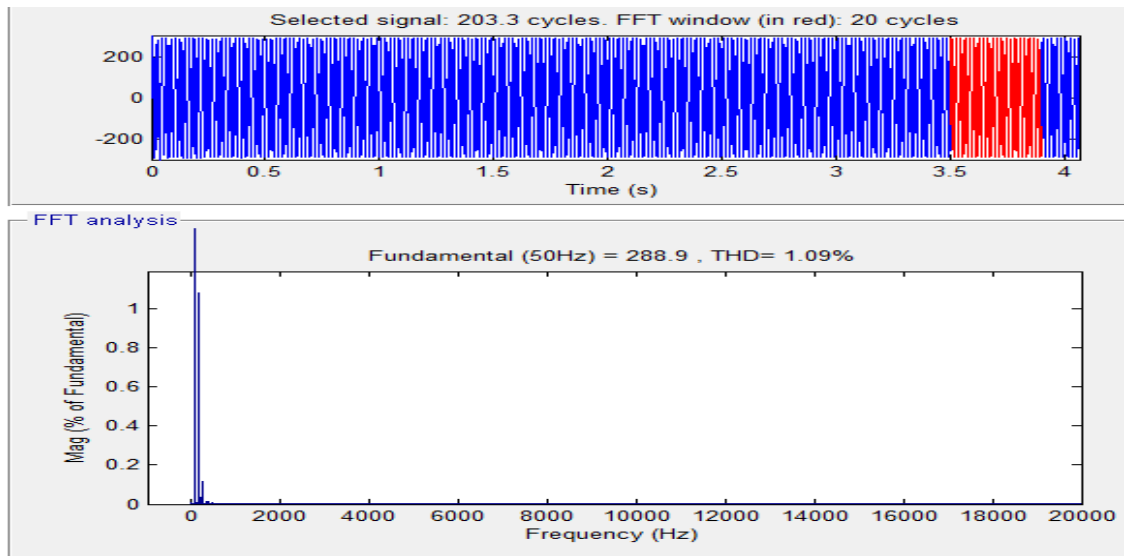


شکل ۵-۳۵ تحلیل هارمونیکی جریان ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت

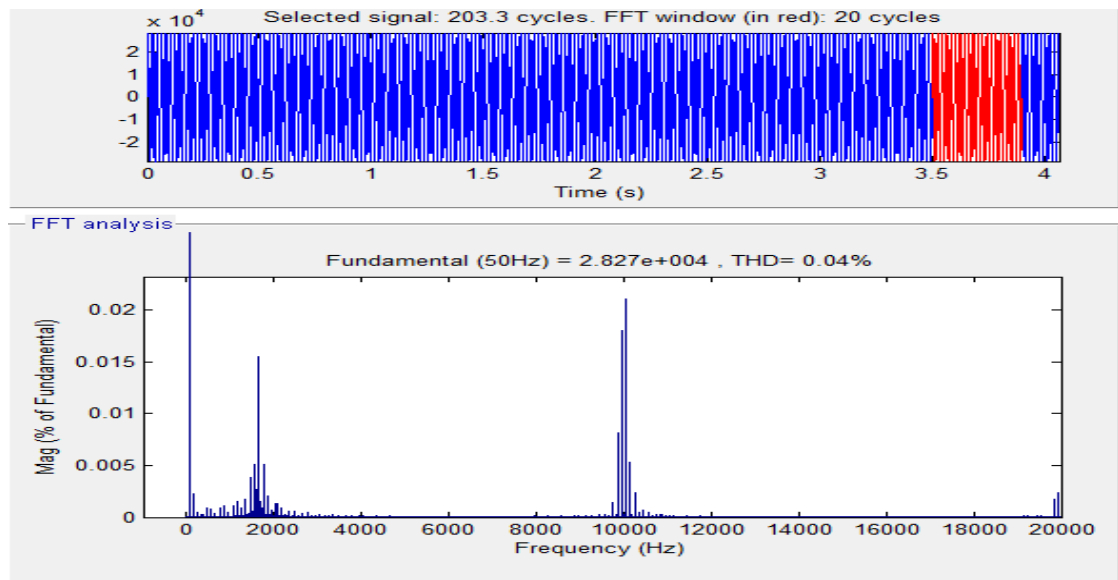
برای جریان ورودی  $THD^1$  برابر  $1/28\%$  می باشد همانطور که در شکل ۵-۳۵ نشان داده می شود، در هارمونیک سوم و پنجم بیشترین میزان هارمونیک را داریم همچنین در حول و حوش فرکانس ۲۰۰۰ هرتز هارمونیک مشاهده می شود در ضمن مولفه dc هم مشاهده می شود. شکل ۵-۳۶ تحلیل هارمونیکی جریان بار را نشان می دهد که در آن  $THD$  جریان برابر  $1/9\%$  است، در اینجا هارمونیکها بیشتر در هارمونیکهای سوم و پنجم دیده می شود.

شکل ۵-۳۷ و شکل ۵-۳۸ به ترتیب تحلیل هارمونیکی ولتاژ ورودی و بار نشان می دهد که  $THD$  به ترتیب  $1/28\%$  و  $1/4\%$  است بیشترین میزان هارمونیک برای ولتاژ در حول و حوش فرکانس ۲۰۰۰ هرتز دیده می شود، همچنین برای فرکانس کلید زنی ۱۰ کیلوهرتز هم هارمونیک دیده می شود. اما برای ولتاژ با این هارمونیک زیاد محسوس نیست و ولتاژ بار به مثل جریان بار

<sup>1</sup> - Total harmonic distortion

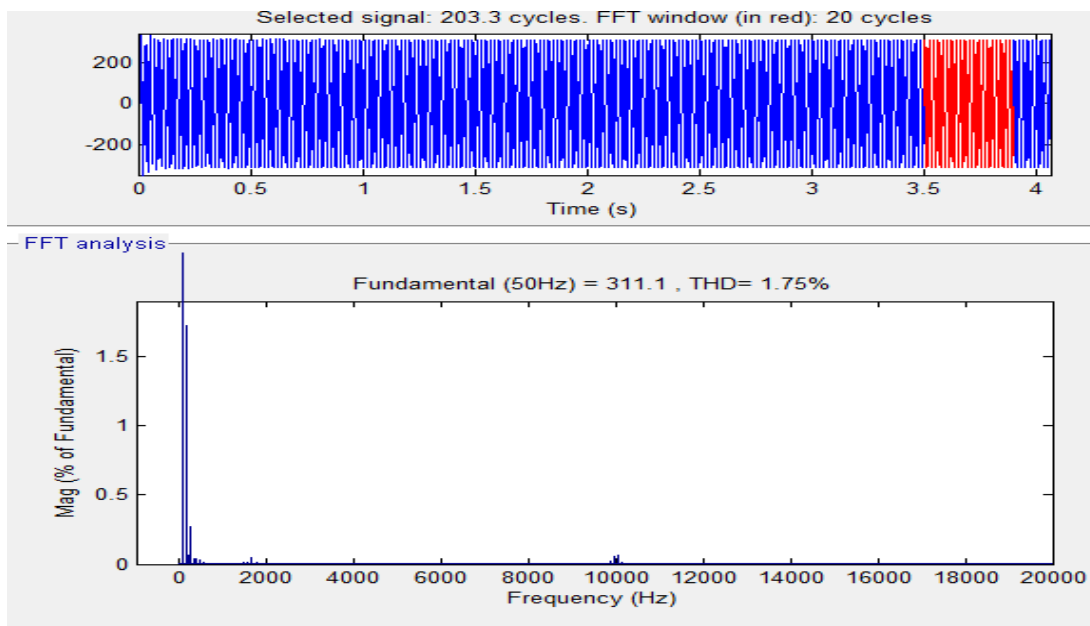


شکل ۳۶-۵ تحلیل هارمونیک جریان بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت



شکل ۳۷-۵ تحلیل هارمونیک ولتاژ ورودی برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت





شکل ۵-۳۸ تحلیل هارمونیکی ولتاژ بار برای ولتاژ مرجع ۲۲۰ ولت

در فرکانسهای ۱۵۰ و ۲۵۰ هرتز بیشترین میزان هارمونیک را دارا می باشد



## ۶ - نتیجه‌گیری و پیشنهادات

در این پایان نامه یک تپ چنجر پایه IGBT طراحی و شبیه‌سازی شده و مقدار ولتاژ خروجی آن برای سه مقدار مرجع متفاوت (برای بازه ولتاژی ۱۹۸ الی ۲۳۱ ولت یعنی برای مقادیر ۲۲۶، ۲۲۰، ۲۱۴ ولت) در شرایط کار عادی ترانسفورماتور بررسی شده و مقادیر و شکل موجهای ولتاژ ورودی و بار و همچنین جریان ورودی و بار به دست آمده از حیث سرعت رسیدن از مقدار صفر به مقدار مرجع سیستم پیشنهادی در حدود کمتر از ۰/۲ ثانیه بوده که این بسیار مطلوب است. سپس سعی شده با تغییر شرایط کار عادی ترانسفورماتور از شرایطی که کنترلر برای آن طراحی شده درستی و دقت کنترلر را مورد بررسی قرار گیرد. ابتدا بار ترانسفورماتور را به یکباره دو برابر کرده که مشاهده شده، در لحظه اعمال تغییر میزان ولتاژ موثر خروجی نوسانی به اندازه ۰/۱ ولت پیدا کرده که بسیار ناچیز بوده و به مرور زمان طی حدود ۲ دقیقه کاملاً از بین رفته است. و همچنین سعی شده این مقدار برای شرایطی که به یک باره بار نصف می‌شود تست شود که باز ولتاژ موثر خروجی نوسانی در حدود ۰/۰۴ ولت داشته که آن هم طی حدود ۲ دقیقه کاملاً برطرف می‌شود. پس ترانسفورماتور در برابر تغییرات بار که چیز معمول در شبکه‌های توزیع است بسیار مقاوم و پایدار است. اما در ادامه سعی شده ولتاژ ورودی را در محدوده ۱۹ الی ۲۱ کیلو ولت به صورت ناگهانی تغییر داده شود، که این کار برای دو مقدار کمینه و بیشینه یعنی ۱۹ و ۲۱ کیلو ولت انجام شد. که در زمانی که ولتاژ ورودی به یکباره از ۲۰ کیلو ولت به ۱۹ کیلو ولت تغییر کرده است، ولتاژ موثر خروجی در حدود ۰/۳۵ ولت نوسان کرده که البته البته این نوسان باز هم به مرور زمان و در کمتر از چند دقیقه از بین رفته است. همچنین برای تغییر ولتاژ اولیه از ۲۰ کیلو ولت به ۲۱ کیلو ولت این مورد آزمایش شده که ولتاژ موثر خروجی به میزان ۰/۳۵ ولت نوسان می‌کند که این دامنه نوسانی به مرور زمان کمتر شده و به صفر میل می‌کند.

تپ چنجر پایه IGBT پیشنهادی در این پایان نامه چه از لحاظ دقت و چه از لحاظ سرعت و چه از لحاظ قابل برنامه ریزی و هوشمند بودن و همچنین از لحاظ تزریق اندک هارمونیک به شبکه آزمونهای خود را

در شبیه سازی با موفقیت طی نموده است. اگر موضوع سطح ولتاژی که IGBTها قادر به کار کردن در آن هستند، که البته جز نکات منفی آنهاست را در نظر نگیریم، در سطح ولتاژی که این تپ چنجر کار می کند، تقریباً بی رقیب است. مسلماً استفاده از آنها در شبکه هوشمند کمک زیادی به تنظیم ولتاژ دقیق و همچنین ارتقا رضایت مندی مشتریان و بالا بردن کیفیت خدمات خواهد کرد.

### پیشنهادات:

- تحلیل از منظر کیفیت توانی این مبدلها وقتی در یک شبکه در نظر گرفته می شوند
- تحلیل این مبدلها در زمانهای که خطا در ترانسفورماتور رخ می دهد و بحث حفاظتی آنها در برابر اضافه ولتاژ و اضافه جریان مطرح می شود.

## مراجع

- [١] F. Jay and J. Goetz, "IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms, ; The Institute of Electrical and Electronics Engineers," *Inc.: New York*, 1984.
- [٢] S. A, "J & P Transformer Book, Newnes," *Great Britain*, 1998.
- [٣] R. Feinberg, *Modern power transformer practice*: Wiley, 1979.
- [٤] K. L. Gebert and K. R. Edwards, *Transformers: Principles and Applications*: American Technical Society, 1974.
- [٥] E. Transmission, "Distribution Reference Book, Central Station Engineers of Westinghouse Electric Corporation," *Westinghouse Electric Corporation, East Pittsburgh, PA*, 1964.
- [٦] Alstom, "The transformer guide".
- [٧] M. G. Say, *Alternating current machines*: Pitman, 1985.
- [٨] S. M. Laughton MA, *Electrical engineer's reference book*: Elsevier Science.٢٠٠٣ ,
- [٩] B. H. Fink DG, *Electrical engineer's reference book*: McGrawHill, 2004.
- [١٠] ABB, "On-load tap changers,Type UBB-Technical guide " vol. 1, 1997.
- [١١] J. Faiz and B. Siahkollah, *Electronic tap-changer for distribution transformers* vol. 2: Springer.٢٠١١ ,
- [١٢] P. Kang and D. Birtwhistle, "Condition assessment of power transformer onload tap changers using wavelet analysis and self-organizing map: field evaluation," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 78-84, 2003.
- [١٣] D. Gao, Q. Lu, and J. Luo, "A new scheme for on-load tap-changer of transformers," in *Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on*, 2002, pp. 1016-1020.
- [١٤] H. Jiang, R. Shuttleworth, B. A. Al Zahawi, X. Tian, and A. Power, "Fast response GTO assisted novel tap changer," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 111-115, 2001.
- [١٥] R. Shuttleworth, X. Tian, C. Fan, and A. Power, "New tap changing scheme," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, pp. 108-11.١٩٩٦ ,٢
- [١٦] J. Harlow, "Discussion of," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 826-827, 2001.
- [١٧] M. Roberts and W. Ashman, "A thyristor assisted mechanical on-load tap-changer," in *IEE Conference on Power Thyristors and Their Applications* ,١٩٦٩ ,pp. 185-192.
- [١٨] G. Cooke and K. Williams, "Thyristor assisted on-load tap changers for transformers," in *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991., Fourth International Conference on*, 1990, pp. 127-131.
- [١٩] G. Cooke and K. Williams, "New thyristor assisted diverter switch for on load transformer tap changers," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 139, pp. 507-511, 1992.
- [٢٠] R. Shuttleworth, A. Power, X. Tian, H. Jiang, and B. Al Zahaei, "A novel thyristor-assisted tap changer scheme," in *Electricity Distribution. Part 1: Contributions. CIRED. 14th International Conference and Exhibition on (IEE Conf. Publ. No. 438)*,

1997, pp. 28/1-28/5 vol. 1.

[٢١] J. Faiz and H. Javidnia, "Fast response solid-state on load transformers tap-changer," 2000.

[٢٢] G. Musgrave and D. O'Kelly, "Improvement of power system transmission by solid-state techniques," in *IEE Conf Publ*, 1974, pp. 228-233.

[٢٣] D. O'Kelly and G. Musgrave, "Improvement of power-system transient stability by phase-shift insertion," in *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1973, pp. 247-252.

[٢٤] F. Yousef-Zai and D. O'Kelly, "Solid-state on-load transformer tap changer," in *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, 1996, pp. 481-491.

[٢٥] INFINEON, "FZ400R65KF2 IGBT-module Datasheet," 2008.

[٢٦] R. Fourie, "The development of a IGBT-based tap changer," Stellenbosch: University of Stellenbosch, 2010.

[٢٧] E. Lefeuvre, T. Meynard, and P. Viarouge, "Robust two-level and multilevel PWM AC choppers ", in *Proc. Conf. EPE*, 2001, pp. 1-8.

[٢٨] R. Fourie and H. Mouton, "Development of a MV IGBT based solid-state tap changer," in *AFRICON, 2009. AFRICON'09.*, 2009, pp. 1-6.

[٢٩] irantransfo, "installation-technical information," 2004.

[٣٠] FUJIELECTRIC, "2MBI 300nb-060," 1997 1997.

[٣١] N. Mohan, T. M. Undeland, and R. W. P, *Power electronics: converters, applications, and design*: John Wiley & Sons Inc, 2003.

[٣٢] J. W. Nilsson, *Electric Circuits, 7/E*: Upper Saddle

River, New Jersey 07458, USA: Prentice Hall.٢٠٠٥ ,







## **Abstract**

Due to wide spread use of smart grids and precise voltage regulation in these systems, using smart transformers with Proper tap changer is necessary. Indeed, it is not possible to use mechanical tap changer in these transformers, due to lots of drawbacks for mechanical tap changers such as less accuracy, upkeep costs and inherent slowness of the systems. To overcome these drawbacks, power switch base tap changer is proposed. However, to have better control of these systems we need to design fast, precise and smart controller.

Therefore, the design of a basic IGBT tap changer and its related controlling system was studied in this thesis. At first we select a distributed transformer which was wired with three coils mode, and then an AC chopper was used to alter its tap. Key elements of a basic IGBT tap changer and related filters were introduced, designed and measured. At the end, with this measurements and method of average model a suitable, precise and fast controller was designed and used in the system. Our simulation results show high accuracy and speed in terms of regulation in the output voltage and well functioning in tap changer, when we have variation in input voltage and load.

Key words: Tap changer, IGBT, thyristor, average model, transformer, filter, switching, power switch





Shahrood University of Technology  
Faculty of Electrical and Robotic Engineering  
M.Sc.Thesis

**Design and simulation of converters needed in smart  
transformers**

**Seyyed Hamed Seifollah pour**

Supervisor:  
**Dr.Ali Dastfan**

2014