

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه برق قدرت

پایان نامه

برای دریافت درجه کارشناسی ارشد در رشته

مهندسی برق قدرت، گرایش الکترونیک قدرت

عنوان

طراحی فیلتر پسیو در خروجی اینورترهای مورد

استفاده در درایو

استاد راهنما

دکتر علی دستفان

دانشجو

محمد محمدی قره بوغا

## سپاسگزاری:

با سپاس از پروردگار بی‌همتا، بر خود لازم می‌دانم در آغاز این پایان‌نامه از تمامی عزیزانی که مرا در نگارش

این پایان‌نامه یاری رسانده‌اند، سپاسگزاری کنم.

از استاد بزرگوارم، جناب آقای دکتر دستفان، که پدرانه مرا در طول مدت تحصیل راهنمایی و پشتیبانی کرده-

اند تشکر و قدردانی می‌نمایم. از آقای مهندس کوهساری که با مشاوره‌های ارزشمند خود راه این پژوهش را هموارتر

نمودند نیز سپاسگزاری می‌کنم. همچنین از آقایان دکتر حاجی زاده و دکتر سلیمانی که آموزه‌های ایشان در طول دوره‌ی

تحصیلات دانشگاهی من منجر به نگارش این پایان‌نامه شده است و اکنون زحمت نقد و اصلاح این پایان‌نامه را بر

عهده دارند تشکر می‌کنم.

## چکیده:

افزایش تعداد بارهای غیرخطی و وجود اینورترها در نزدیکی مصرف کننده‌ها، میزان هارمونیک‌های ولتاژ و جریان را بشدت افزایش داده و کیفیت توان<sup>۱</sup> را مورد مخاطره قرار می‌دهد. عدم توجه به هارمونیک‌ها باعث افزایش تلفات موتور و ترانسفورماتورها و آسیب به ایزولاسیون آنها و ایجاد خطا در تجهیزات اندازه‌گیری و کاهش طول عمر مفید تجهیزات الکتریکی می‌شود. برای بهبود وضعیت هارمونیک و واقع شدن در محدوده مجاز تعیین شده از سوی مراجع معتبر همانند استاندارد *IEEE Std 519-1992* از راهکارهایی بهره گرفته می‌شود که استفاده از فیلترهای پسیو از آن جمله می‌باشد.

در این پایان نامه سعی در ارائه‌ی مدلی از فیلترهای پسیو با توجه به تحقیقات انجام شده و مروری بر کارهای انجام گرفته در رابطه با بهینه‌سازی عملکرد فیلترهای پسیو شده است و پس از آن اقدام به طراحی بهینه‌المان‌های یک فیلتر *RLC* با استفاده از الگوریتم ژنتیک و ارائه‌ی یک فیلتر بهینه از نظر قیمتی و ابعاد و تلفات و قدرت کاهش هارمونیک‌ها گرفته شده است به شکلی که با انتخاب پارامترهایی مناسب، عملکرد سیستم هرچه بیشتر در محدوده‌ی کنترل ما قرار گرفته و رفتار آن قابل پیش‌بینی باشد و پس از آن سعی در معرفی یک ساختار جدید برای سرکوب کردن هر چه بیشتر هارمونیک‌ها و کاهش *THD* شده است. ساختاری که بدون افزایش غیرمنطقی اندازه و دقت المان‌ها که موجب افزایش قیمت آنها می‌گردد، موجب حذف هرچه بیشتر هارمونیک‌ها در حوزه‌ی فرکانس-های نزدیک فرکانس کاری می‌گردد و عملکرد دقیق‌تری برای سیستم به همراه دارد.

---

<sup>۱</sup>Power quality

کلمات کلیدی: اینورتر، فیلتر پسیو، پارامترهای فیلتر، بهینه‌سازی، کاهش هارمونیک، شبیه‌سازی

مقدمه	۱
۲- مروری بر خواص و مشخصه های فیلترهای متصل به اینورتر	۵
۱-۲ اینورتر	۵
۲-۲ ولتاژ $CM$ و افزایش ولتاژ	۸
۳-۲ کاهش جریان نشتی در $CM$	۸
۴-۲ مشکلات رایج در اثر نصب اینورترها و یا بارهای غیر خطی	۱۰
۵-۲ فیلترهای متصل به اینورتر	۱۱
۶-۲ فیلتر برای اینورترهای متصل به بار (موتورهای الکتریکی)	۱۳
۷-۲ انواع فیلترهای پسیو در سمت اینورتر:	۱۴
۱-۷-۲ فیلتر $L$ :	۱۴
۲-۷-۲ فیلتر $LC$ :	۱۵
۳-۷-۲ فیلتر $RLC$ :	۱۷
۸-۲ فرکانس تشدید فیلترها	۲۲
۹-۲ تشدید و پیامدهای انتخاب نامناسب پارامترهای فیلتر	۲۲
۱۰-۲ انواع فیلترهای $RLC$ رایج	۲۳
۱-۱۰-۲ فیلترهای $RLC$ ساده	۲۳

- ۳۰ ..... ۲-۱۰-۲ فیلترهای  $DM$  و  $CM$  .....
- ۳۱ ..... ۲-۱۰-۲ فیلتر ولتاژ  $DM$  : .....
- ۳۴ ..... ۲-۲-۱۰-۲ فیلتر ولتاژ  $CM$  .....
- ۳-۱۰-۲ استفاده از دو فیلتر پسیو یکی در خروجی اینورتر و دیگری در ورودی  
یکسوساز..... ۳۶.....
- ۳۸ ..... ۴-۱۰-۲ فیلتر  $LC TRAP$  .....
- ۴۴ ..... ۱۱-۲ بررسی پارامترهای کنترلی فیلترهای هارمونیکي .....
- ۴۵ ..... ۱-۱۱-۲ فیلتر تک تنظیمه .....
- ۲-۱۱-۲ پدیده ی  $over\ voltage$  در ترمینال های موتور به علت کابل ارتباطی بلند ... ۴۷
- ۴۸ ..... ۱۲-۲ تاثیر هرکدام از المان های فیلتر به تفکیک .....
- ۵۱ ..... ۱۳-۲ حساسیت .....
- ۵۳ ..... ۱-۱۳-۲ حساسیت پارامترهای فیلتر به دما .....
- ۵۳ ..... ۲-۱۳-۲ حساسیت امپدانس فیلتر نسبت به  $Q$  و  $\Omega$  .....
- ۵۵ ..... ۳-۱۳-۲ اثر تلورانس المان ها بر پارامترهای فیلتر .....
- ۳- تعیین مقادیر بهینه پارامترهای فیلتر ..... ۵۸ .....
- ۱-۳ توابع بهینه‌گی ..... ۶۰ .....
- ۱-۱-۳ تابع  $THD$  ..... ۶۰ .....

- ۳-۱-۲ تابع قیمت ..... ۶۱
- ۳-۱-۳ تابع اندازه ..... ۶۴
- ۳-۱-۴ تابع تلفات فیلتر ..... ۶۵
- ۳-۱-۵ تابع تلفات موتور در اثر هارمونیک ها ..... ۶۶
- ۳-۲ فرآیند بهینه‌یابی ..... ۶۷
- ۳-۳ ترندهای اجرایی برای یافتن زودتر مقدار بهینه ..... ۶۹
- ۳-۴ نتیجه شبیه سازی الگوریتم پیشنهادی ..... ۷۰
- ۳-۵ طراحی یک فیلتر جدید ..... ۷۴
- ۳-۵-۱ نتایج شبیه سازی ..... ۸۳
- ۴- جمع بندی و پیشنهادات ..... ۹۷
- ۵- مراجع ..... ۹۹
- ۵-۱ پیوست: ..... ۱۰۳
- مروری بر الگوریتم‌های ژنتیکی ..... ۱۰۳
- دییاجه ..... ۱۰۳
- ساختار الگوریتم‌های ژنتیکی ..... ۱۰۵
- کروموزوم: ..... ۱۰۵
- جمعیت ..... ۱۰۵



- ۱۰۵..... تابع برازندگی
- ۱۰۶..... عملگرهای ژنتیکی
- ۱۰۶..... عملگرهای ژنتیکی
- ۱۰۶..... عملگر انتخاب
- ۱۰۶..... عملگر آمیزش
- ۱۰۷..... عملگر جهش
- ۱۰۸..... روند کلی الگوریتم‌های ژنتیکی
- ۱۱۰..... آشنایی با روش‌های انتخاب در الگوریتم‌های ژنتیکی
- ۱۱۱..... همگرایی
- ۱۱۱..... همگرایی زودرس
- ۱۱۱..... نرخ انتظار
- ۱۱۲..... فقدان تنوع
- ۱۱۲..... فشار انتخاب یا شدت انتخاب
- ۱۱۲..... روش‌های انتخاب
- ۱۱۲..... انتخاب متناسب با برازندگی
- ۱۱۳..... نمونه‌برداری به روش چرخ رولت
- ۱۱۳..... روش *SUS*

۱۱۴.....	<i>Sigma Scaling</i>
۱۱۶.....	انتخاب نخبگان
۱۱۶.....	انتخاب <i>Boltzmann</i>
۱۱۷.....	انتخاب رتبه‌ای
۱۱۹.....	انتخاب تورنمنت
۱۲۰.....	شرط پایان الگوریتم

- شکل ۱-۲: نمودار ولتاژ خروجی اینورتر [۲] ..... ۵
- شکل ۲-۲: شکل موج جریان موتور متصل به اینورتر [۲] ..... ۶
- شکل ۳-۲: مدل مداری اینورتر به همراه المان های پارازیتی [۳] ..... ۷
- شکل ۴-۲: مدل اینورتر متصل به بار به همراه المانهای پراکندگی [۳] ..... ۷
- شکل ۵-۲: زنجیره ی اتفاقات در نتیجه ی  $dv/dt$  بالا و  $PWM$  [۵] ..... ۱۰
- شکل ۶-۲: نمودار تغییرات خاصیت خازنی بر اثر دما [۶] ..... ۱۲
- شکل ۷-۲: مدل های موجود برای نمایش خازن ها [۶] ..... ۱۲
- شکل ۸-۲: شماتیک ترانسفورماتورهای فیلتر با هسته ی واحد [۸] ..... ۱۵
- شکل ۹-۲: شماتیک ترانسفورماتورهای فیلتر با هسته ی مجزا [۸] ..... ۱۵
- شکل ۱۰-۲: بلوک دیاگرام طراحی فیلتر [۹] ..... ۱۶
- شکل ۱۱-۲: شماتیک فیلتر  $[10]RLC$  ..... ۱۸
- شکل ۱۲-۲: فیلترهای بهینه سازی شده با اتصال نقطه ستاره فیلتر به نقطه میانی لینک  $DC$  [۱۳] ..... ۱۸
- شکل ۱۳-۲: فیلترهای بهینه سازی شده با اتصال نقطه ستاره فیلتر به نقطه مثبت و منفی لینک  $DC$  [۱۳] ..... ۱۹
- شکل ۱۴-۲: مشخصه ولتاژ خروجی اینورتر بدون فیلتر [۱۳] ..... ۲۰
- شکل ۱۵-۲: مشخصه ولتاژ خروجی اینورتر به همراه فیلتر  $LC$  [۱۳] ..... ۲۰
- شکل ۱۶-۲: مشخصه ولتاژ خروجی اینورتر به همراه اتصال نقطه ستاره به شاخه میانی لینک  $DC$  [۱۳] ..... ۲۱

- شکل ۱۷-۲: مدار شماتیک یک فیلتر  $RLC$  در مدار درایو موتور [۴] ..... ۲۵
- شکل ۱۸-۲: مدار اینورتر در حالت  $DM$  [۱۷] ..... ۳۱
- شکل ۱۹-۲: مدار معادل تک خطی فیلتر ولتاژ  $DM$  [۲۰] ..... ۳۲
- شکل ۲۰-۲: نمای فیلتر  $CM$  شامل یک ترانس ۴ هسته [۱۳] ..... ۳۴
- شکل ۲۱-۲: شماتیک خطی فیلتر  $CM$  [۱۳] ..... ۳۴
- شکل ۲۲-۲: مدار معادل فیلتر ولتاژ  $CM$  [۱۴] ..... ۳۶
- شکل ۲۳-۲: مدار اینورتر به همراه ۲ فیلتر پسیو [۱۵] ..... ۳۷
- شکل ۲۴-۲: مدار تک خطی اینورتر و یکسوساز در مدار درایو [۱۵] ..... ۳۷
- شکل ۲۵-۲: مدار اینورتر به همراه ۲ فیلتر پسیو [۱۵] ..... ۳۸
- شکل ۲۶-۲: مدار شماتیک فیلتر  $LC TRAP$  [۲۰] ..... ۳۹
- شکل ۲۷-۲: فیلتر  $RLC$  در مسیر فیلتر  $LC TRAP$  [۲۰] ..... ۴۰
- شکل ۲۸-۲: شکل موج خروجی ولتاژ اینورتر با فیلترهای  $RLC$  و  $LC TRAP$  به تنهایی و  $LC TRAP$  به همراه فیلتر  $RLC$  [۲۰] ..... ۴۱
- شکل ۲۹-۲: شکل موج هارمونیکهای ولتاژ اینورتر با فیلترهای  $RLC$  و  $LC TRAP$  به تنهایی و  $LC TRAP$  به همراه فیلتر  $RLC$  [۲۰] ..... ۴۲
- شکل ۳۰-۲: راندمان فیلتر برحسب سرعت موتور [۲۰] ..... ۴۳
- شکل ۳۱-۲: استفاده از فیلتر  $RLC$  به همراه سلف اضافه شونده [۲۴] ..... ۴۴
- شکل ۳۲-۲: ساختار انواع فیلترهای پسیو  $RLC$  ..... ۴۴
- شکل ۳۳-۲: مدار معادل خط ارتباطی بلند به همراه خازن پراکندگی آن [۱۳] ..... ۴۷

- شکل ۲-۳۴: مشخصه  $THD$  بر حسب فرکانس خروجی [۱۴] ..... ۴۹
- شکل ۲-۳۵: مشخصه  $THD$  بر حسب میزان بار [۱۴] ..... ۴۹
- شکل ۲-۳۶: مشخصه  $THD$  بر حسب فرکانس کلید زنی [۱۴] ..... ۵۰
- شکل ۲-۳۷: نمودار تاثیر اندازه ی اندوکتانس بر روی فرکانس قطع [۱۴] ..... ۵۰
- شکل ۲-۳۸: حساسیت امپدانس فیلتر تضعیف کننده مرتبه دوم نسبت به  $Q$  [۲۳] ..... ۵۴
- شکل ۲-۳۹: حساسیت امپدانس فیلتر تضعیف کننده مرتبه دوم نسبت به  $\Omega$  [۲۳] ..... ۵۴
- شکل ۲-۴۰: حساسیت امپدانس فیلتر تضعیف کننده مرتبه سوم نسبت به  $Q$  [۲۳] ..... ۵۴
- شکل ۲-۴۱: حساسیت امپدانس فیلتر تضعیف کننده مرتبه سوم نسبت به  $\Omega$  [۲۳] ..... ۵۵
- شکل ۲-۴۲: نمودار اندازه بر حسب ضرایب کیفیت متفاوت [۲۴] ..... ۵۶
- شکل ۲-۴۳: نمودار فاز بر حسب ضرایب کیفیت متفاوت [۲۴] ..... ۵۶
- شکل ۲-۴۴: نمودار اندازه بر حسب مقادیر متفاوت مقاومت دمپر [۲۴] ..... ۵۷
- شکل ۲-۴۵: نمودار فاز بر حسب مقادیر متفاوت مقاومت دمپر [۲۴] ..... ۵۷
- شکل ۳-۱: پارامترهای فیلتر پایینگذر [۶] ..... ۷۶
- شکل ۳-۲: مشخصه امپدانسى مربوط به فیلتر نگذر سیستم ..... ۸۲
- شکل ۳-۳: مشخصه امپدانسى مربوط به فیلتر پایین گذر سیستم ..... ۸۲
- شکل ۳-۴: شماتیک مدارات شبیه سازی شده توسط نرم افزار متلب ..... ۸۵
- شکل ۳-۵: شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور بدون فیلتر ..... ۸۶
- شکل ۳-۶: نمودار  $FFT$  مربوط به شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور بدون فیلتر ..... ۸۷
- شکل ۳-۷: شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر  $RLC$  ..... ۹۰

شکل ۳-۸: نمودار  $FFT$  مربوط به شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر

۹۱ .....  $RLC$

شکل ۳-۹: شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر  $RLC$  به همراه فیلتر  $natch$

۹۳ .....

شکل ۳-۱۰: نمودار  $FFT$  مربوط به شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر

۹۴ .....  $RLC$  به همراه فیلتر  $natch$

شکل ۱-۰: یک کروموزوم قبل و بعد از عملگر جهش ..... ۱۰۸.....

شکل ۲-۰: یک الگوریتم ژنتیکی استاندارد ..... ۱۰۹.....

شکل ۳-۰: نمودار گردشی الگوریتم های ژنتیکی ..... ۱۱۰.....

# فصل اول

## ۱- مقدمه

مدارهای درایو که شامل اینورترها نیز می‌باشند وظیفه "کنترل دور موتور" را بر عهده دارند. درایوها قادرند دور موتور را از صفر تا چندین برابر دور نامی موتور و بطور پیوسته تغییر دهند. علاوه بر آن درایوها جریان راه اندازی کشیده شده از شبکه را به میزان زیادی کاهش می‌دهند بطوریکه این جریان بسیار کمتر از جریان راه‌اندازی عادی موتور است.

درایوها می‌توانند موتور را بطور نرم و کاملاً کنترل شده روشن و متوقف نمایند. زمان روشن و توقف را می‌توان بدقت تنظیم نمود. این زمان‌ها می‌توانند چند ثانیه و یا چند دقیقه باشند. توانایی درایو در روشن و توقف نرم موجب کاهش قابل ملاحظه تنش‌های مکانیکی در کوپلینگ‌ها و سایر ادوات دوار می‌گردد. همزمان با پیشرفت و فزونی کاربرد موتورهای  $AC$ ، تکنولوژی درایوی  $AC$  نیز دستخوش تغییرات شگرفی شده‌اند بطوریکه درایوهای  $AC$  قابلیت موتورهای  $AC$  را تکمیل کرده‌اند. این درایوها تجهیزاتی هستند که از قطعات الکترونیکی مانند: ترستورها و  $IGBT$  و... ساخته شده‌اند و از آنها برای کنترل ولتاژ یا کنترل فرکانس استفاده می‌شود. علاوه بر این در کاربردهایی مانند جرثقیل-ها، آسانسورها و... که عدم وجود ضربه در راه‌اندازی و توقف موتور از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است، استفاده از درایو اجتناب ناپذیر می‌شود. در نهایت مزایای استفاده از کنترل کننده‌های دور موتورهای الکتریکی را می‌توان به شکل زیر بیان کرد [۱]:

۱. عمر مفید بالا (به دلیل استفاده از مدارات الکترونیک قدرت).

۲. توانائی درایو در کاهش انرژی مصرفی به منظور ترمزهای مکانیکی و یا تلف شده در مقاومت‌های الکتریکی اتصال به شبکه (بعضاً هزینه انرژی بازیافت شده از این طریق، در کمتر از یکسال معادل هزینه سرمایه گذاری سیستم بازیافت انرژی می‌شود).
۳. کاهش جریان راه‌انداز کشیده شده از شبکه (جریان راه‌اندازی کمتر از نصف جریان راه‌اندازی نامی می‌شود).
۴. کاهش مصرف انرژی در سیستم‌های دارای فن (در گذشته با وجود موتورهای دور ثابت، کنترل جریان سیال با دمپرها صورت می‌گرفت).
۵. کاهش تنش‌های الکتریکی (به دلیل راه‌اندازی و توقف نرم) و در پی آن کاهش تنش‌های مکانیکی و این خود باعث کاهش هزینه‌های تعمیر و نگهداری می‌شود.
۶. افزایش دامنه تغییرات ممکن برای سرعت موتور نسبت به روش‌های مکانیکی.
۷. اضافه شدن امکانات نرم افزاری برای مدیریت عملکرد کنترل دور در روش‌های کنترل سرعت. در درایوهای AC کنترل‌کننده‌های دور موتور انواع مختلفی دارند و قیمت آنها علاوه بر اینکه برای چه توانی استفاده می‌شود، وابسته به نوع تکنولوژی بکار رفته در ساختمان آنها می‌باشد.
- یکی از استفاده‌های عمومی از فیلترها برای ایجاد یک ایزولاسیون<sup>۲</sup> قابل کنترل مابین منبعی که دارای مولفه‌های مختلف خروجی (مدارهای درایو) و باری است که می‌خواهیم تنها مولفه‌های مشخصی را دریافت کند و مابقی مولفه‌ها دفع شوند.

---

<sup>۲</sup>Isolation



دو منبع اساسی برای ایجاد هارمونیک وجود دارد: یکی هارمونیک ایجاد شده توسط کلیدزنی<sup>۳</sup> اینورترهای *PWM* و دیگری اتصال بارهای غیر خطی به سیستم هستند که با قرار دادن فیلترها در خروجی مدارهای درایو و در مسیر بارهای غیرخطی می‌توان از گسترش این هارمونیک‌ها در سیستم جلوگیری کرد. بیشترین استفاده مربوط به اینورترهای متصل به موتورهای می‌باشند که معمولاً به علت فاصله‌ی زیاد اینورتر از موتور ناگزیر به استفاده از کابل‌های ارتباطی بلند می‌شوند که به علت وجود انعکاس ولتاژی<sup>۴</sup>، ولتاژ ترمینال‌های موتور افزایش می‌یابد [۱].

همچنین افزایش توانایی قطعات الکتریکی در سوئیچ‌های *IGBT* و *BJT* مانند آسانی در روشن و خاموش شدن و ارزان بودن و سرعت کلید زنی بالای آنها که موجب افزایش فرکانس کاری آنها شده، موجب افزایش زمان خیزش<sup>۵</sup> آنها و نتیجتاً افزایش سرعت تغییرات ولتاژ ( $dv/dt$ ) شده است که این افزایش موجب افزایش جریان نشتی<sup>۶</sup> و جریان یاطاقان<sup>۷</sup> و ولتاژ روتور<sup>۸</sup> می‌شود که به عنوان تداخلات الکترومغناطیسی (*EMI*) شناخته می‌شوند [۲].

در این پروژه ابتدا برای بررسی دقیق، سعی در ایجاد یک مدل دقیق از اینورتر و معرفی مشکلات پیش رو در صورت استفاده از آن در مدارهای درایو موتورهای می‌کنیم تا ویژگی‌های آن مشخص گردد و با شناخت دقیق تری از المان‌های پارازیتی و معضلات پیش رو، عملکردهایی قابل پیش بینی از مدارهای درایو داشته باشیم. پس از آن با معرفی انواع فیلترهای رایج و پارامترهای موثر

---

<sup>۳</sup>Switching

<sup>۴</sup>Voltage reflection

<sup>۵</sup>Rise time

<sup>۶</sup>Straycurrent

<sup>۷</sup>Bearing current

<sup>۸</sup>Shaft voltage

در آن، برای مشخص نمودن پارامترهای فیلتر روش جدیدی مبتنی بر الگوریتم ژنتیک معرفی می-  
نماییم و با انتخاب پارامترهایی در جهت بهینه‌گی خواسته شده، فیلتری مناسب به دست می‌آوریم. در  
پایان ساختار جدیدی از فیلترهای پسیو برای تضعیف هرچه بیشتر هارمونیک‌ها و بهبود مشخصه  
*THD* ارائه می‌کنیم.

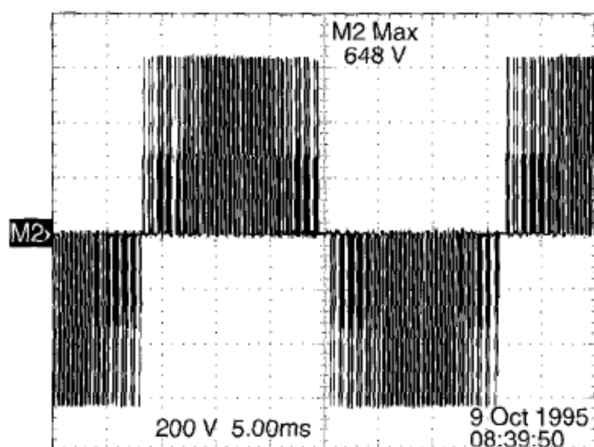
## فصل دوم

۲- مروری بر خواص و مشخصه های فیلترهای متصل به اینورتر

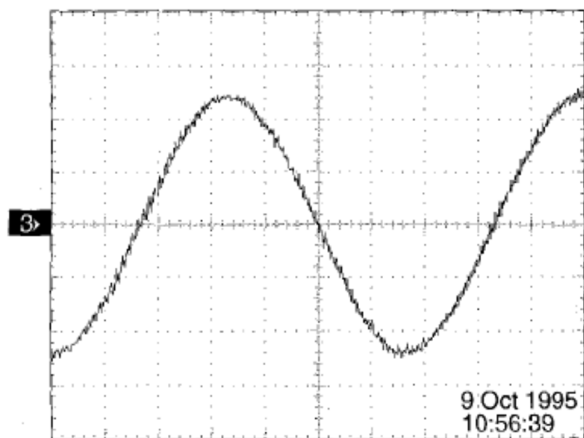
۱-۲ اینورتر

شکل معمول ولتاژ خروجی یک اینورتر و شکل موج جریانی اینورتر متصل به یک موتور

(بار) به شکل زیر است:



شکل ۱-۲: نمودار ولتاژ خروجی اینورتر [۲]



شکل ۲-۲: شکل موج جریان موتور متصل به اینورتر [۲]

در صورت استفاده از فیلترها انتظار می‌رود هارمونیک‌های ولتاژی کاهش یافته و شکل موج

اعوجاجات کمتری داشته و نوسانات جریانی نیز بهبود یابد [۲].

در این مدل سعی در در نظر گرفتن پارامترهای پارازیتی عمده مانند اندوکتانس پراکندگی<sup>۹</sup> ناشی

از اتصال کابل و همچنین خازن پارازیتی مابین سوئیچ‌های *IGBT* و صفحه جاذب گرما<sup>۱۰</sup> شده

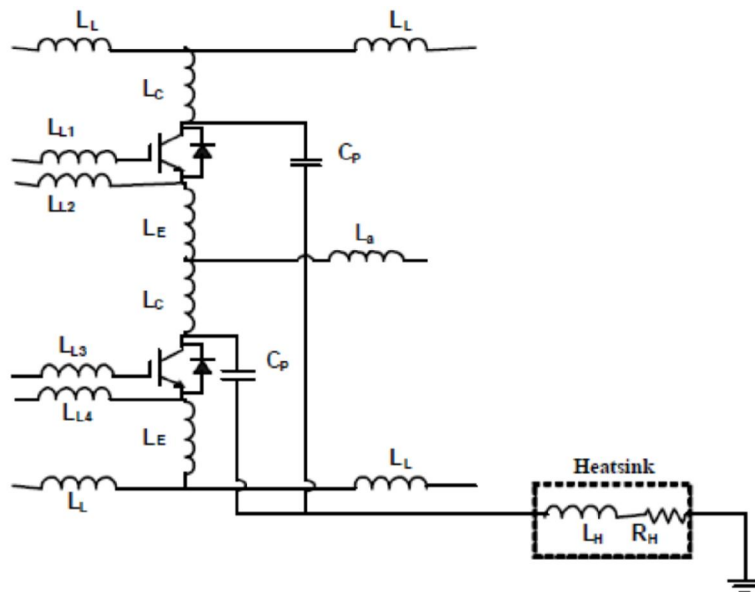
است. در این مدل  $L_L$  اندوکتانس ناشی از اتصال کابل رابط و  $C_p$  خازن ناشی مابین کلکتور و

هیت‌سینک زمین شده می‌باشد.  $L_c$  و  $L_E$  اندوکتانس‌های پارازیتی کلکتور و امیتر سوئیچ‌ها و  $L_a$

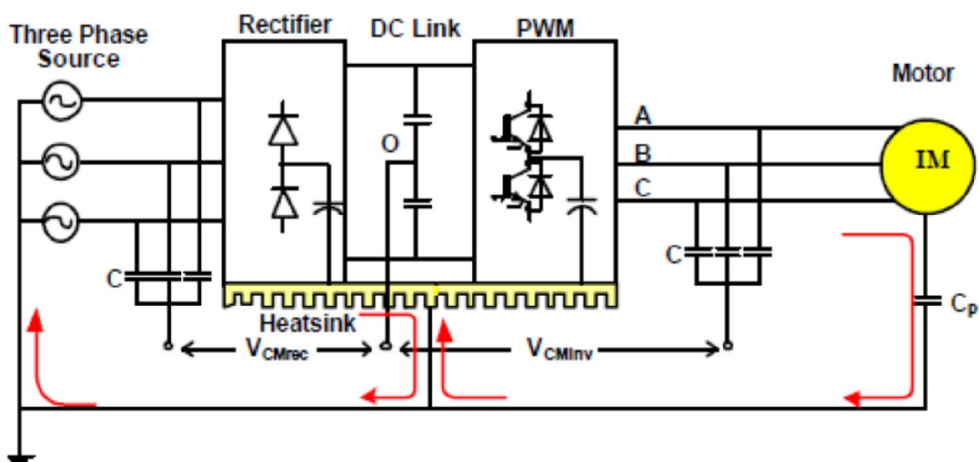
اندوکتانس فاز  $a$  و  $L_1$  تا  $L_4$  اندوکتانس‌های مابین کلکتور و بیس تا منبع جریان است [۳].

<sup>۹</sup>Distributed inductance

<sup>۱۰</sup>Heat sink



شکل ۳-۲: مدل مداری اینورتر به همراه المان های پارازیتی [۳]



شکل ۴-۲: مدل اینورتر متصل به بار به همراه المان های پراکنده [۳]

با در نظر گرفتن این مدل ها مدل نهایی اینورتر متصل به بار به شکل بالا می باشد.

## ۲-۲ ولتاژ CM<sup>۱۱</sup> و افزایش ولتاژ<sup>۱۲</sup>

ولتاژ CM یک موج چهار سطحی است که متشکل از مولفه‌های هارمونیک سوم و فرکانس کلیدزنی و مولفه‌های فرکانس‌های اطراف آن است که مولفه‌های فرکانس کلیدزنی و فرکانس‌های اطراف آن ایجاد جریان یا طاقان و نشتی و ولتاژ روتور می‌کند. فرکانس‌های بالای این ولتاژ مخرب‌تر بوده و می‌باید بیشتر تضعیف گردد [۴].

هرچه فرکانس کلید زنی کمتر باشد اندازه‌ی فیلتر کوچکتر و کارایی آن بیشتر است زیرا در فرکانس‌های پایین‌تر اندازه‌ی ولتاژ CM بیشتر است یعنی بیشترین مقدار *rms* ولتاژ CM زمانی است که موتور شروع به کار می‌کند زیرا در این لحظه هر سه سوئیچ بالایی و یا پایینی شروع به کار می‌کنند و ولتاژ خطی لحظه‌ای در خروجی صفر است [۴].

باید توجه داشت که کابل اتصال به موتور طویل‌تر و زمان خیزش سریع‌تر موجب ایجاد افزایش ولتاژ بیشتری می‌شود که به پدیده افزایش ولتاژ و یا دوبرابری موج<sup>۱۳</sup> منجر می‌گردد.

پدیده‌ی دوبرابری موج که موجب افزایش ولتاژ ترمینال‌های موتور تا ۳-۴ برابر مقدار ولتاژ شاخه DC می‌شود وابسته به الگوریتم کلیدزنی و اندازه‌ی بحرانی طول کابل<sup>۱۴</sup> است [۴].

## ۲-۳ کاهش جریان نشتی در CM

جریان نشتی در اثر وجود المان‌های پارازیتی و پراکندگی پدیدار شده که به سمت زمین جاری

---

<sup>۱۱</sup>Common mode

<sup>۱۲</sup>Over voltage

<sup>۱۳</sup>Double pulsing

<sup>۱۴</sup>Critical length

شده و توسط بدنه زمین شده و از طریق ارتباط الکترومغناطیسی آن با سیم پیچ‌های استاتور برمی-  
گردد[۴].

وجود جریان ناشی به زمین می‌تواند با تحت تاثیر قرار دادن رله‌های موجود در مسیر اتصال  
زمین سیستم موجب اختلال در سیستم حفاظت در برابر خطاهای زمین شود و عملاً کارایی آن را به  
حداقل ممکن برساند[۴].

در ابتدا به بررسی انواع فیلترهای موجود در خروجی اینورترها و چگونگی رفع مشکلات بالا  
توسط آنها می‌پردازیم. برای بیان تاریخچه‌ای از روند تکامل فیلترهای موجود در خروجی اینورترها  
می‌توان به موارد زیر اشاره کرد که شامل عمده‌ترین فعالیت‌های انجام شده در این حوزه می‌باشند[۵]:

- استفاده از مدارهای کنترل جریان برای خنثی کردن جریان ناشی. این روش برای خنثی کردن  
اثر کابل بلند و تغییرات سریع ولتاژ در  $DM^{10}$  ناکارآمد است.
- قرار دادن یک ترانسفورماتور  $CM$  در بین اینورتر و موتور برای کاهش پیک و مقدار موثر  
جریان ناشی.
- استفاده از یک اینورتر ۴ شاخه که البته مستلزم استفاده از دو سوئیچ اضافه می‌باشد.
- قرار دادن یک سلف در شاخه‌ی اتصال فیلتر به باس منفی شاخه  $DC$  برای کاهش جریان  
ناشی فرکانس بالا.
- استفاده از یک فیلتر اکتیو و بای‌پس کردن توالی صفر<sup>۱۶</sup> ولتاژ به سمت سیم زمین برای

---

<sup>۱۰</sup>*differential mode*

<sup>۱۶</sup>*Zero sequence*

جلوگیری از جریان نشتی. این روش برای ولتاژ روتور بی تاثیر است.

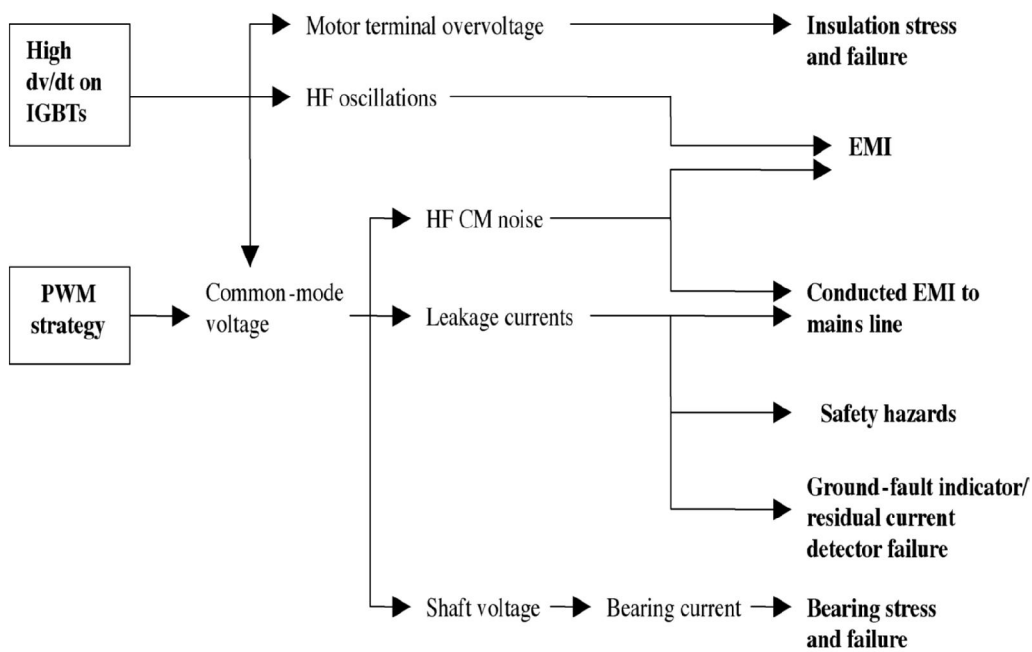
## ۴-۲ مشکلات رایج در اثر نصب اینورترها و یا بارهای غیر خطی

مهمترین مشکلات حاشیه‌ای در اینورترهای منبع ولتاژی شامل ایجاد تغییرات سریع در ولتاژ

( $dv/dt$ ) و فرکانس سوئیچ‌زنی بالا که موجب ایجاد ولتاژ در بدنه و جریان‌های یاطاقان می‌شود، است

که سبب آسیب زدن به ایزولاسیون سیم بندی‌های موتور نیز می‌گردد [۵].

زنجیره‌ی اتفاقات در نتیجه‌ی  $dv/dt$  بالا و  $PWM$  به شکل زیر است [۵]:



شکل ۵-۲: زنجیره‌ی اتفاقات در نتیجه‌ی  $dv/dt$  بالا و  $PWM$  [۵]



کاهش تغییرات ولتاژ ( $dv/dt$ ) در  $DM$  موجب کاهش افت ولتاژ در ترمینال‌های موتور و کاهش فشارهای وارده بر ایزولاسیون موتور می‌شود و کاهش تغییرات در  $CM$  موجب کاهش جریان نشتی فرکانس بالا به زمین و ولتاژ در بدنه می‌گردد [۵].

## ۲-۵ فیلترهای متصل به اینورتر

از فیلترها برای جداسازی سیگنال‌ها از یکدیگر و حذف سیگنال‌های ناخواسته استفاده می‌شود. یک فیلتر ایده‌آل دارای اندازه‌ی یک در محل باند عبور<sup>۱۷</sup> خود و اندازه‌ی صفر در باند توقف<sup>۱۸</sup> خود است و محل گذر از باند عبور به باند توقف را فرکانس قطع<sup>۱۹</sup> می‌گویند (اندازه‌ی فیلتر از حد نهایی خود ۳- دسی بل افت پیدا کند و یا از  $1/\sqrt{2}$  برابر آن کمتر شود) [۶].

علاوه بر اندازه، فیلترها بر روی فاز سیگنال‌های عبوری<sup>۲۰</sup> نیز تاثیر گذاشته و به ازای هر قطب خود ۹۰- درجه آنها را تغییر فاز می‌دهند.  $Q$  ضریب کیفیت فیلتر<sup>۲۱</sup> می‌باشد که میزان شارپ بودن آن را مشخص می‌کند [۶]. برای  $Q$  بزرگ‌تر از یک میزان ثابتی از تضعیف در فرکانس‌های پایین پدید می‌آید و به همین دلیل معمولاً میزان آنرا کوچک‌تر از یک و یا خود یک در نظر می‌گیرند. اگر  $Q$  بزرگ‌تر از ۰,۷۰۷ باشد اندازه‌ی فیلتر در فرکانس قطع دارای پیک خواهد بود و در صورتی که کوچک‌تر باشد افت اندازه در فیلتر زودتر و آرام‌تر رخ خواهد داد [۷].

---

<sup>۱۷</sup>Pass band

<sup>۱۸</sup>Stop band

<sup>۱۹</sup>Stop frequency

<sup>۲۰</sup>Signal phase

<sup>۲۱</sup>Quality factor

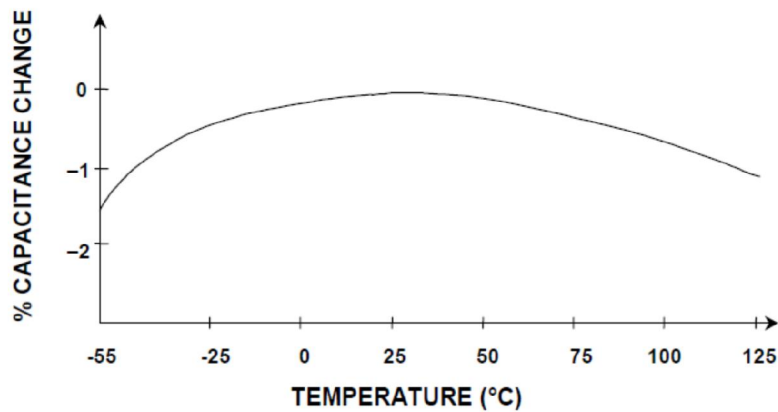
باید توجه داشت تغییر فاز برای سیگنال‌هایی که نیازمند تجزیه و تحلیل می‌باشند مخرب است

زیرا شکل فوریه آنها را تغییر می‌دهد و با تحلیل فوریه سیگنال اولیه متفاوت خواهد بود.

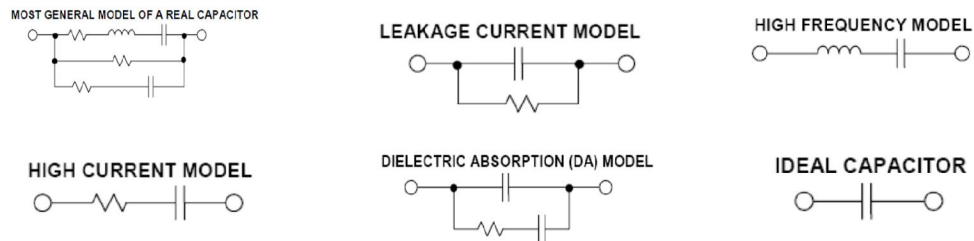
در هنگام طراحی یک فیلتر باید توجه داشت که کلیه مقادیر محاسباتی در دسترس نمی‌باشند و

می‌باید با نزدیکترین نمونه واقعی آنها را تطبیق داد و همچنین طراحی در حالت ایده‌آل صورت می‌-

گیرد در حالی که شرایط دمایی و محیطی بر روی اندازه‌ی پارامترهای مدار تاثیر گذارند[۶]:



شکل ۶-۲: نمودار تغییرات خاصیت خازنی بر اثر دما[۶]



شکل ۷-۲: مدل‌های موجود برای نمایش خازن‌ها[۶]

همچنین هیچ عنصری به شکل خالص موجود نمی‌باشد و همراه با عناصر پارازیتی نمایان می‌شوند و برای کاهش این اثر می‌توان قطعات را به صورت سطحی و برجسته<sup>۲۲</sup> در مدار قرار داد [۶].

## ۶-۲ فیلتر برای اینورترهای متصل به بار (موتورهای الکتریکی)

بر اساس هدف از نصب فیلترها ۲ مدل فیلتر می‌توان تعریف کرد:

۱. فیلترهای  $dv/dt$  که هدف آنها کاهش زمان خیزش<sup>۲۳</sup> اینورترها می‌باشد که موجب کاهش افزایش ولتاژ می‌گردد.

۲. فیلترهای سینوسی که هدف آنها ایجاد تقریبی موج سینوسی از پالس‌های ولتاژ است که موجب از بین رفتن افزایش ولتاژ حتی در صورت وجود کابل طویل می‌باشد.

در صورتی که کابل ارتباطی مابین اینورتر و موتور کوتاه باشد می‌توان از فیلترهای  $dv/dt$  و در صورت بلند بودن آنها می‌باید از فیلترهای سینوسی استفاده کرد زیرا فیلترهای  $dv/dt$  توانایی جلوگیری از پدیده ی ولتاژ روتور را ندارند.

فیلترها در هنگام اتصال به بار هم می‌توانند در سمت موتور (بار) و هم می‌توانند در سمت اینورتر نصب شوند:

---

<sup>۲۲</sup>Mounted

<sup>۲۳</sup>Rise time

## ۷-۲ انواع فیلترهای پسیو در سمت اینورتر:

### ۷-۲-۱ فیلتر $L$ :

یکی از رایج‌ترین فیلترها فیلترهای سلفی ( $L$ -filter) هستند که دارای قدرت تضعیف کم و امپدانس بالایی می‌باشند که به صورت محدودکننده جریان شارژ<sup>۲۴</sup> ورودی به کابل عمل کرده و موجب فیلتر کردن پالس‌های ولتاژی و کاهش تغییرات ولتاژی و نویزهای الکترو مغناطیسی می‌گردند [۸]. اما افت ولتاژ ناشی از سلف موجب تضعیف دینامیک سیستم<sup>۲۵</sup> و پاسخ زمانی<sup>۲۶</sup> بالای آن است. در زمان استفاده از این فیلترها فرکانس سوئیچ زنی می‌بایست بالا باشد تا توانایی تضعیف هارمونیک‌ها را داشته باشد [۸].

در این فیلترها به جای استفاده از ۳ سلف در هر کدام از فازها برای کاهش اعوجاجات می‌توان از ترانسفورماتورهای سه فاز تک هسته استفاده کرد که علاوه بر کاهش میزان آهن به کار رفته در هسته و کاهش تلفات آهنی<sup>۲۷</sup> و افزایش بازده و کاهش اندازه‌ی سیستم و قیمت آن، دینامیک مناسبی برای تضعیف ریپل‌های جریانی دارد. از ویژگی‌های برجسته این ترانسفورماتورها امپدانس کم بر اثر عبور جریان از هسته آنها می‌باشد [۸].

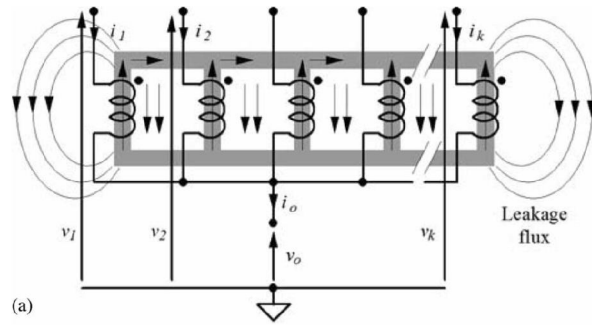
---

<sup>۲۴</sup>Charge current

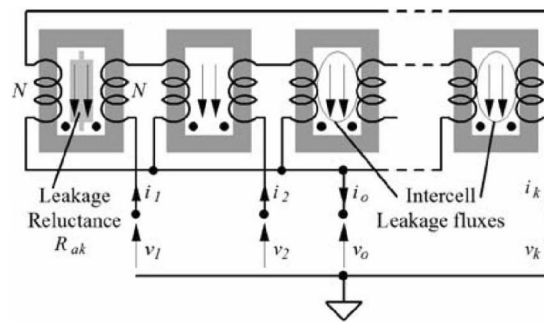
<sup>۲۵</sup>System dynamic

<sup>۲۶</sup>Time response

<sup>۲۷</sup>Core losses



شکل ۸-۲: شماتیک ترانسفورماتورهای فیلتر با هسته‌ی واحد [۸]



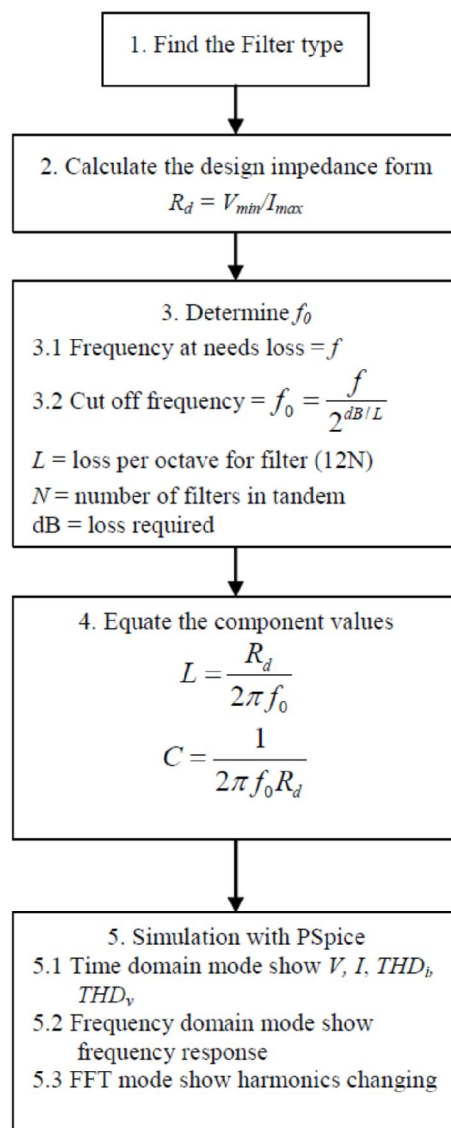
شکل ۹-۲: شماتیک ترانسفورماتورهای فیلتر با هسته‌ی مجزا [۸]

## ۲-۷-۲ فیلتر LC:

با توجه به اینکه فیلترهای سلفی توانایی کمی در تضعیف دارند، با موازی کردن یک خازن با آنها این توانایی را افزایش می‌دهیم. فیلترهای LC ساده و بسیار ارزان هستند و مناسب برای بارهایی با امپدانس بالا می‌باشند. برای کاهش تلفات اندازه‌ی خازن می‌باید بزرگ باشد تا ایجاد امپدانس کوچکی کند اما این افزایش نباید بیش از اندازه باشد زیرا ممکن است سیستم را دچار جریان هجومی نماید و یا جریان را کتانس بالایی در هارمونیک اصلی ایجاد شود و یا پدیده رزونانس رخ دهد [۹].

مراحل طراحی یک فیلتر LC به این شکل است [۹]:

۱. ابتدا می‌باید مناسب‌ترین نوع فیلتر برای کارکرد مورد نظر تعیین شود.
۲. سپس امپدانس طراحی از تقسیم مینیمم ولتاژ بر ماکسیمم جریان محاسبه شود.
۳. در این مرحله می‌باید فرکانس قطع مناسب سیستم مشخص گردد.
۴. بعد از آن نوبت محاسبه‌ی اندازه‌ی سلف و خازن فیلتر با استفاده از داده‌های مراحل ۲ و ۳ است.



شکل ۱۰-۲: بلوک دیاگرام طراحی فیلتر [۹]

باید توجه داشت که قابلیت اجرایی فیلتر  $LC$  نسبت به بقیه فیلترها کمتر است. با استفاده از سلف با اندازه‌ی کوچکتری نسبت به  $C$ ، فیلترها می‌توانند هارمونیک‌های جریانی را به صورت بهتری تضعیف کنند [۹].

## ۲-۷-۳ فیلتر $RLC$ :

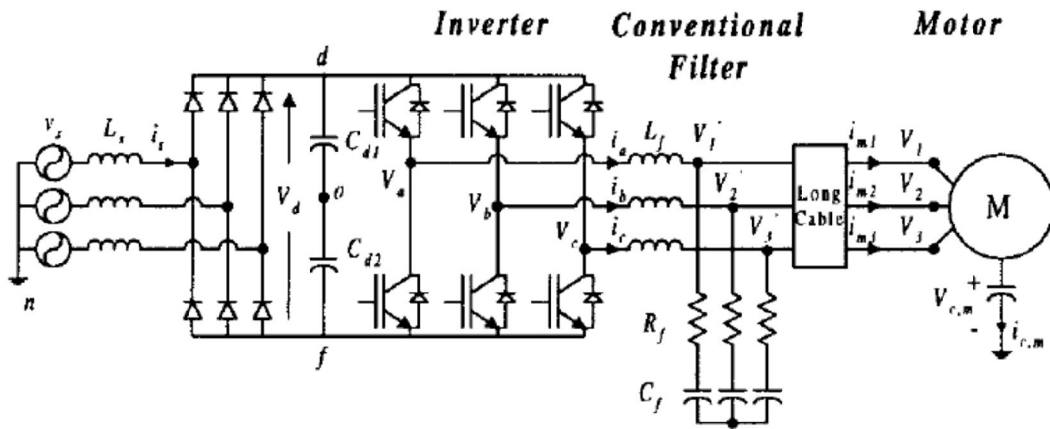
در فیلترهای  $RLC$  اندازه‌ی هر هارمونیک ولتاژ در فرکانس‌های مختلف وابسته به فرکانس قطع و مقاومت میراکننده<sup>۲۸</sup> می‌باشد و هرچه فرکانس قطع پایین‌تر و مقاومت میراکننده بزرگتر باشد فیلتر عملکرد بهتری خواهد داشت [۱۰].

با توجه به ثابت بودن ساختار این فیلترها تلاش‌هایی در جهت بهینه‌سازی این ساختار انجام شده است که هر یک بهبود مشخصه‌ای را به همراه دارد.

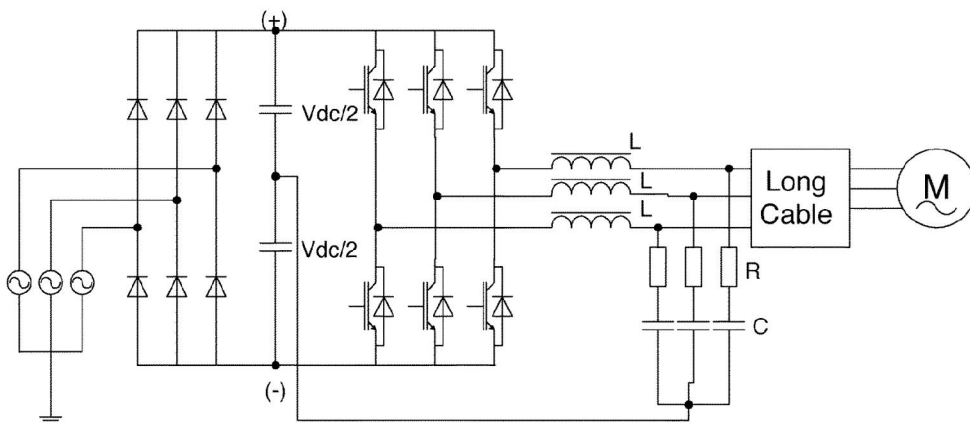
به عنوان مثال می‌توان با متصل کردن نقطه ستاره فیلتر به نقطه میانی لینک  $DC$  و بازگشت انرژی به مدار از اتلاف انرژی جلوگیری کرد. از معایب این روش در دسترس نبودن نقطه میانی شاخه  $DC$  در اینورترهای تجاری می‌باشد [۱۰].

---

<sup>۲۸</sup>Damping resistor



شکل ۱۱-۲: شماتیک فیلتر RLC [10]



شکل ۱۲-۲: فیلترهای بهینه سازی شده با اتصال نقطه ستاره فیلتر به نقطه میانی لینک DC [۱۳]

می توان با اعمال کمی تغییرات این نمونه بهینه سازی شده را کاربردی تر کرد به شکلی که در

زیر آمده است و حتی در صورت عدم دسترسی به نقطه میانی لینک DC نیز قابل پیاده سازی می-

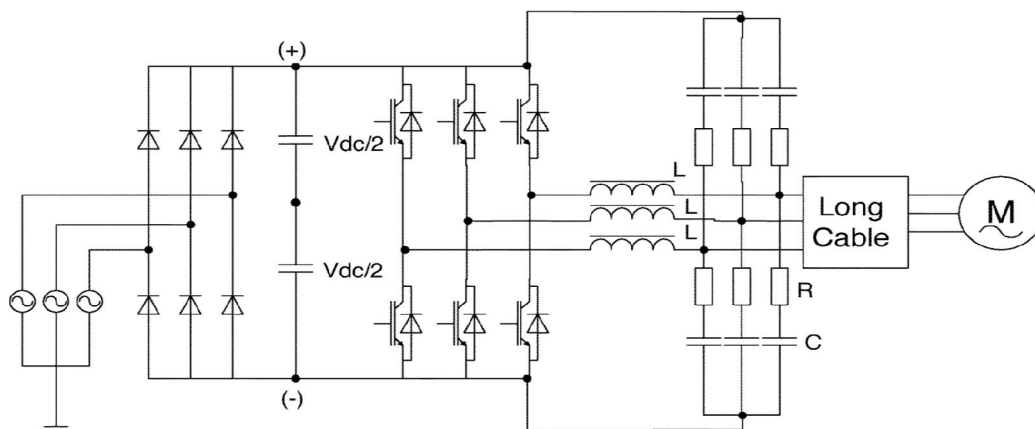
باشد.

باید توجه داشت نقطه میانی خازن شاخه ی DC اینورترهای تجاری در دسترس نمی باشد و

این ساختار برای استفاده در آنها مناسب می باشد. همچنین برای موتورهای قدیمی که تحمل تاثیرات

ثانویه PWM را ندارند نیز این ساختار موثر است.



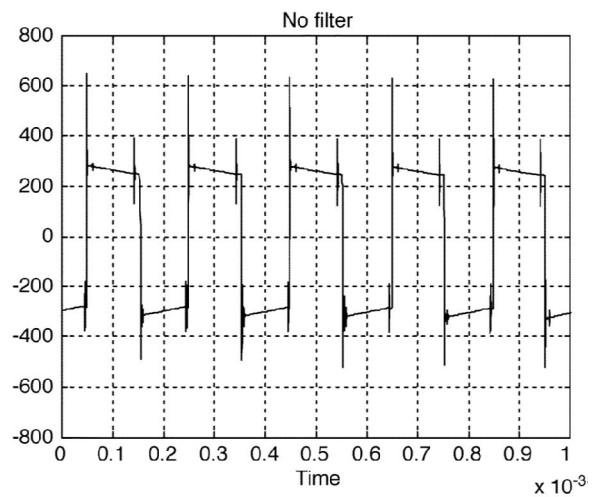


شکل ۱۳-۲: فیلترهای بهینه سازی شده با اتصال نقطه ستاره فیلتر به نقطه مثبت و منفی لینک  $DC$  [۱۳]

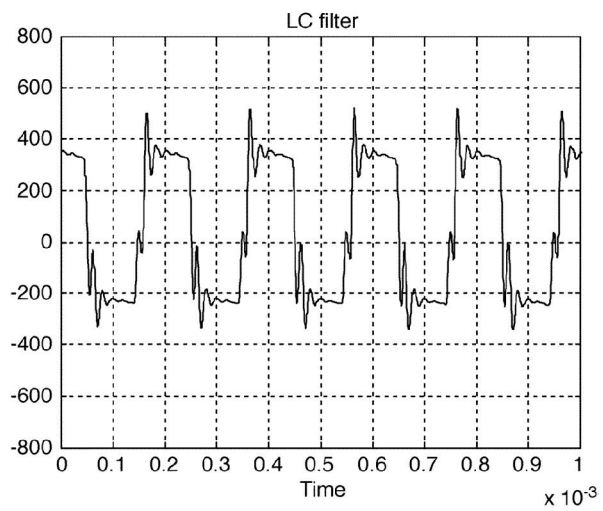
در صورت استفاده از دیود در مسیره‌های برگشت جریان می‌باید در طراحی‌ها میزان جریان عبوری از دیودها در نظر گرفته شود.

در حالی که فیلتر  $LC$  در  $CM$  سعی در کاهش  $dv/dt$  دارد در صورت رخداد هرگونه نوسانات افزایشی ولتاژ که در آنها اندازه‌ی ولتاژ از میزان  $V_{dc}/2$  (ولتاژ نقطه‌ی میانی شاخه‌ی  $DC$ ) بیشتر شود، دیودهای مهار کننده موجب اتصال نقطه‌ی ستاره‌ی خازن‌های فیلتر به شاخه‌ی  $DC$  شده و انرژی را به مدار باز می‌گردانند.

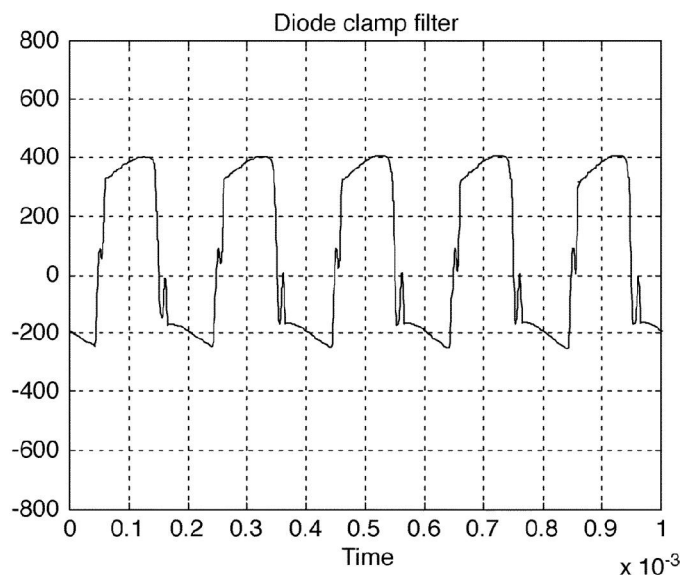
با در نظر گرفتن یک سیستم نمونه ثابت برای شبیه سازی و اعمال ساختارهای متفاوت فیلتر بر روی آن، مشخصه ولتاژ خروجی آنها به شکل زیر خواهد بود (این نمودارها صرفاً جهت مقایسه می‌باشند):



شکل ۱۴-۲: مشخصه ولتاژ خروجی اینورتر بدون فیلتر [۱۳]



شکل ۱۵-۲: مشخصه ولتاژ خروجی اینورتر به همراه فیلتر LC [۱۳]



شکل ۱۶-۲: مشخصه ولتاژ خروجی اینورتر به همراه اتصال نقطه ستاره به شاخه میانی لینک  $DC$  [۱۳]

برای سیستم نمونه مذکور با تغییر فرکانس کلیدزنی و فرکانس کاری نرخ تغییرات میزان موثر

ولتاژ و مقدار پیک آن در ساختارهای مختلف به شکل زیر خواهد بود:

جدول ۱-۲: نرخ تغییرات میزان موثر ولتاژ و مقدار پیک آن در ساختارهای مختلف

شماره	ساختار فیلتر	فرکانس کلیدزنی	فرکانس پایه	ولتاژ پیک تا پیک	ولتاژ پیک
۱	<i>No filter</i>	۴۵۰۰	۸	۱۱۰۰	۶۲۴
۲	<i>LC filter</i>	۴۵۰۰	۸	۸۱۶	۵۱۶
۳	<i>Filter with diode clamp</i>	۴۵۰۰	۸	۶۵۲	۴۰۰
۴	<i>No filter</i>	۹۰۰۰	۸	۱۱۳۰	۶۳۶
۵	<i>LC filter</i>	۹۰۰۰	۸	۶۶۰	۴۷۶

۶	<i>Filter with diode clamp</i>	۹۰۰۰	۸	۶۲۴	۳۸۸
۷	<i>No filter</i>	۴۵۰۰	۴۸	۱۰۸۰	۷۰۴
۸	<i>LC filter</i>	۴۵۰۰	۴۸	۷۸۸	۷۹۶
۹	<i>Filter with diode clamp</i>	۴۵۰۰	۴۸	۵۲۸	۶۸۴
۱۰	<i>No filter</i>	۹۰۰۰	۴۸	۱۰۶۰	۶۹۲
۱۱	<i>LC filter</i>	۹۰۰۰	۴۸	۸۰۰	۷۸۰
۱۲	<i>Filter with diode clamp</i>	۹۰۰۰	۴۸	۵۵۶	۶۶۰

## ۸-۲ فرکانس تشدید فیلترها

برای دستیابی به یک ولتاژ سینوسی در پایانه‌های موتور فرکانس تشدید می‌باید از اندازه‌ی فرکانس کوچکترین هارمونیک ولتاژ خروجی اینورتر کوچکتر و از فرکانس اصلی ولتاژ خروجی اینورتر بزرگتر باشد. البته می‌باید توجه داشت که هرچه فرکانس کاری سیستم بالاتر باشد اندازه‌ی فیلتر مورد نیاز کوچکتر خواهد شد و این افزایش فرکانس موجب محدودیت در کاربرد در سیستم-هایی با توان بالا می‌شود [۶].

## ۹-۲ تشدید و پیامدهای انتخاب نامناسب پارامترهای فیلتر

تقویت هارمونیک با وجود آمدن تشدید بین فیلتر با امپدانس‌های سیستم، با انتخاب مناسب

پارامترهای فیلتر کاهش می‌یابد. تاثیرات مضر امپدانس پایین فیلتر در فرکانس‌های تنظیم شده، می‌تواند با نامتعادل کردن فیلتر از فرکانس‌های مشخص آن هارمونیک‌ها کاهش یابد. متأسفانه نامتعادل کردن فرکانس تنظیمی، میزان افت جریان بار را در آن هارمونیک‌ها (هارمونیک‌هایی که در آنها تشدید رخ می‌دهد) کاهش می‌دهد. بنابراین برای بهبود کارایی فیلتر، تعادلی بین افت جریان هارمونیکی و نامتعادل کردن فیلتر از فرکانس آن هارمونیک‌ها، مورد نیاز است. نتایج مطالعه حاضر بر مبنای مدل‌سازی کامپیوتری فیلترهای متفاوت، در شرایط مختلف با توجه به اعوجاجات شکل امواج است. این مورد امکان رسم نتایج کل در اثر روش طراحی فیلتر در کارایی فیلتر را امکان‌پذیر می‌سازد [۶].

## ۲-۱۰ انواع فیلترهای RLC رایج

### ۲-۱۰-۱ فیلترهای RLC ساده

از عمده مشکلات ایجاد شده توسط اینورترها با فرکانس کاری بالا ایجاد جریان یا طاقان‌ها بوسیله جریان  $CM$  و آسیب‌های ایزولاسیون سیم پیچ‌های موتور به وسیله ولتاژ  $DM$  و تغییرات ناگهانی بالای ولتاژ می‌باشد.

با در نظر گرفتن مسیر کوتاه مابین موتور و اینورتر (کمتر از ۱۰۰ متر) داریم:

می‌توان با قرار دادن یک خازن به صورت موازی در مسیر جریان موتور از حالت گذرای ایجاد شونده توسط موتور کاست و میزان تغییرات ولتاژ در پایانه‌های موتور را در محدوده‌ای مشخص نگاه داشت به شکلی که [۱۱]:

$$C \geq \frac{i_{pk}}{\left[\frac{dV}{dt}\right]_{max}} \quad (1-2)$$

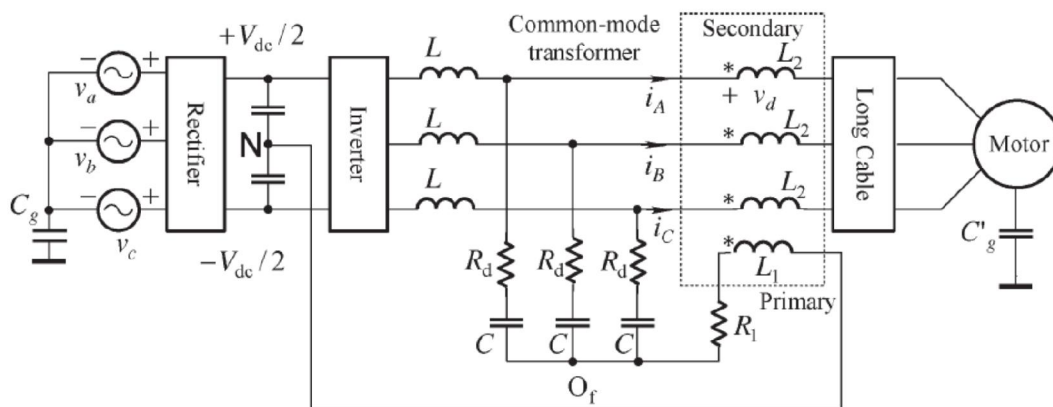
اینورتر می باشد.  $i_{pk}$  جریان ماکزیمم موتور می باشد.

اما بدون استفاده از یک المان محدود کننده جریان، امکان ایجاد پالس های شدید جریانی توسط اینورتر و یا امکان بازگشت جریان بالایی از مسیر این خازن به سمت اینورتر می باشد پس از یک سلف سری با آن در مسیر جریان اصلی استفاده می کنیم. در این حالت میزان تغییرات ولتاژ عبارت خواهد بود از [۱۱][۱۲][۱۳]:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{L * C}} \quad (2-2)$$

با قرار گیری فیلتر و افت ولتاژ بر روی آن باید توجه داشت ولتاژ خروجی فیلتر نباید از ۸۵٪ ولتاژ خروجی اینورتر کمتر باشد [۱۴].

در نهایت یک فیلتر  $LC$  به همراه تغییرات بالای ولتاژ امکان ایجاد ولتاژی بیشتر از ولتاژ شاخه-ی  $DC$  را در دو سر خازن خود دارد پس از یک مقاومت محدود کننده به شکل سری با خازن استفاده می کنیم.



شکل ۱۷-۲: مدار شماتیک یک فیلتر  $RLC$  در مدار درایو موتور [۴]

با توجه به اینکه بدون این مقاومت، جریان ماکزیمم موتور از تقسیم ولتاژ شاخه  $DC$  بر

امپدانس مشخصه مدار  $LC$  ( $\sqrt{\frac{L}{C}}$ ) بدست می‌آید می‌توان میزان این مقاومت را برابر امپدانس مشخصه

فیلتر قرار داد [۱۱] و یا بزرگتر از آن [۱۲] و با اتصال کوتاه کردن انتهای مقاومت با نقطه میانی لینک

$DC$  (نقطه خستی) و اتصال کوتاه کردن سکوننس صفر جریان، از جریان نشتی زمین جلوگیری

کرد [۴].

با انتخاب دقیق پارامترهای فیلتر  $RLC$  می‌توان ولتاژ روتور ایجاد و جریان زمین را تا ۷۰٪

کاهش داد [۱۲]. در طراحی پارامترهای فیلتر توجه به قیود زیر الزامی است و به انتخاب پارامتر دقیق-

تر کمک فراوانی می‌کند:

$$\frac{1}{2} * L * I_{pk}^2 = \frac{1}{2} * C * V_d^2 \quad (۳-۲)$$

با توجه به قیود موجود می‌توان حدود بالا و پایینی برای المان‌ها تعیین کرد به شکلی که:

حدود بالا برای راکتانس عبارتند از:

- افت ولتاژ بر روی اندوکتانس می‌باید تا حد امکان پایین باشد [۱۳].
- اندوکتانس بالا علاوه بر افزایش اندازه و قیمت، استرس‌های ولتاژی بر روی سوئیچ‌ها را افزایش خواهد داد [۱۶].
- به عنوان حد بالایی برای امپدانس سلف فیلتر، می‌باید این مقدار به شکل کسری از امپدانس موتور در فرکانس اصلی باشد و از ۵٪ آن کمتر قرار گیرد و افت ولتاژ در فرکانس اصلی بر روی آن از ۵٪ ولتاژ نامی بیشتر نشود [۷].

حدود پایین برای راکتانس عبارتند از:

- میزان انتخابی  $L$  نباید از ۱۰٪ اندوکتانس گذرای موتور کمتر باشد تا آسیبی به عملکرد سیستم درایو وارد نکند [۱۲].
- در صورتی که میزان  $L$  از حدی کمتر باشد، رخداد پیک‌های جریانی بر عملکرد سیستم درایو تاثیر گذار خواهد بود [۱۳].
- $THD_V$  وابسته به فرکانس کاری و فرکانس کلید زنی و میزان بار است به شکلی که با کاهش فرکانس کلید زنی و یا فرکانس کاری، میزان آن افزایش می‌یابد و یا با کاهش میزان بار، اندازه آن نیز کاهش می‌یابد. همچنین افزایش اندوکتانس،  $THD_V$  را کاهش می‌دهد [۱۶].
- افزایش اندوکتانس ریپل جریانی را کم می‌کند اما به دلیل کوچک شدن خازن، ولتاژ خروجی نسبت به اغتشاشات جریان بار حساس خواهد بود [۱۴].
- اندازه خازن و سلف را با استفاده از رابطه فرکانس قطع با آنها می‌توان تعیین کرد و یا اینکه با



توجه به اینکه ریپل جریان عبوری نباید از ۱۰٪ اندازه جریان بزرگتر باشد، برای  $L$  داریم:

$$2 * \pi * f_{sw} * L * i_r > \frac{V_d}{\sqrt{2}} * X_L \quad (۴-۲)$$

که  $V_d$  ولتاژ شاخه  $DC$  و  $i_r$  اندازه ریپل جریانی مجاز است [۱۴].

- با توجه به اینکه در فرکانس‌های بالا، سلف تنها المان محدود کننده جریان می‌باشد بنابراین می‌باید اندازه آن به شکلی تعیین شود که جریان هارمونیکی از ۲۰٪ ظرفیت جریانی اینورتر بیشتر نشود [۷].

حدود بالا برای خازن عبارتند از:

- اندازه خازن فیلتر می‌باید به شکلی انتخاب گردد که در صورت رزونانس با اندوکتانس بار، فرکانس این رزونانس تداخلی با فرکانس لوپ‌های کنترلی نداشته باشد [۱۳]:

$$C \leq \sqrt{\frac{1}{[2 * \pi * f]^2 * L_m}} \quad (۵-۲)$$

- اندازه شاخه  $RC$  می‌باید مشخصاً کوچک‌تر از امپدانس موتور در فرکانس قطع باشد تا جریان به راحتی عبور کند [۱۳].
- اندازه بالای خازن می‌تواند جریان شارژ بالایی از اینورتر بکشد که این عمل مستلزم بزرگ‌تر شدن و افزایش رنج سوئیچ‌های اینورتر می‌باشد [۱۴].
- ظرفیت خازن می‌باید به شکلی باشد که اندازه جریان عبوری از آن در فرکانس اصلی از ۱۰٪ ظرفیت جریانی اینورتر کمتر باشد [۷].

حدود پایین برای خازن عبارتند از:

- در صورت نیاز به ولتاژ خط سینوسی می‌باید اندازه  $C$  بزرگ و اندازه  $R$  کوچک باشد [۱۲].
- باید توجه داشت خازن از لحاظ قیمت و وزن، ارزان‌ترین قطعه می‌باشد و افزایش اندازه آن در مقایسه با سلف مقرون به صرفه‌تر است [۱۴].

حدود معین برای اندازه‌ی مقاومت دمپر عبارتند از:

- انتخاب اندازه مقاومت بالا مشخصه فیلترینگ را افزایش می‌دهد ولی بازده را کم خواهد کرد [۲۰].

- از وظایف مقاومت دمپر علاوه بر سرکوب کردن رزونانس، جلوگیری از رخداد پدیده اضافه ولتاژ<sup>۲۹</sup> است [۲۰].

- اندازه کلیه تلفات بر روی مقاومت دمپر می‌باید از ۰,۱٪ توان نامی اینورتر کوچک‌تر باشد [۳].

در صورت اتصال مدار درایو به موتور توسط کابل بلند می‌توان مقاومت فیلتر را برابر امپدانس

خط انتقال قرار داد و اندازه خازن و سلف را با استفاده از تابع انتقال بدست آورد. با توجه به اینکه

میزان تضعیف برای فرکانس قطع می‌باید  $3db$  باشد داریم [۱۷]:

$$H = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + j\omega R_f C_f}{1 - \omega^2 L_f C_f - j\omega R_f C_f} \quad (۶-۲)$$

$$A = 20 * \log \left| \frac{1}{H} \right|$$

---

<sup>۲۹</sup>Over voltage

$$R \geq 2 * \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (۷-۲)$$

یکی از معمول‌ترین روش‌های تشخیص اندازه‌ی المان‌های فیلتر، استفاده از تابع انتقال فیلتر می‌باشد به شکلی که با در نظر گرفتن اینکه برای تضعیف فرکانس‌های بالا، تابع انتقال می‌باید تنها دارای مشخصه پایین‌گذر باشد، اندازه‌ی المان‌های سیستم مشخص می‌شوند.

در رابطه با فرکانس قطع فیلتر می‌توان گفت با توجه به اینکه هارمونیک‌های اصلی کلیدزنی بر روی فرکانس کلید زنی یا بالای آن قرار دارد فرکانس قطع فیلتر عبارت است از [۱۲]:

$$\omega_0 = 2 * \pi * f_0 = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \ll 2 * \pi * f_s \quad (۸-۲)$$

برای جلوگیری از رخداد اضافه ولتاژ در ترمینال‌های موتور می‌باید فرکانس قطع پایین‌تر از فرکانس کلید زنی (تقریباً ۱۰ برابر) و برای عدم رخداد رزونانس با بار می‌باید فرکانس قطع بالاتر از فرکانس اصلی باشد [۱۸].

باید توجه داشت یک موازنه معکوس مابین فرکانس قطع فیلتر و پهنای باند آن وجود دارد به شکلی که هرچه فرکانس قطع پایین‌تر باشد، خاصیت فیلترینگ بهتر بوده اما پهنای باند کمتر و در نتیجه سرعت عملکرد پایین‌تر می‌شود. همچنین پهنای باند بالا امکان جبران‌سازی فرکانس‌های بالای ولتاژ را بدون تاخیر فاز فراهم می‌آورد. این شکل از موازنه در مورد انتخاب اندوکتانس و خازن سیستم نیز صحیح است به شکلی که با افزایش سلف می‌توان ریپل‌های جریان را کاهش داد ولی میزان خازن نیز کاهش می‌یابد و ولتاژ خروجی نسبت به اغتشاشات جریان بار حساس خواهد شد. هم‌چنین سلف با اندازه‌ی بالا سبب افزایش قیمت و وزن فیلتر و افزایش استرس‌های ولتاژی سوئیچ‌های اینورتر به دلیل افت ولتاژ بالا بر روی سلف‌ها خواهد شد [۱۶].

دو مورد از شناخته شده ترین مشکلات ایجاد شده توسط اینورترهای  $pwm$  که وظیفه تغذیه موتورها را برعهده دارند، ایجاد تغییرات سریع در ولتاژ  $DM$  که موجب آسیب رساندن به ایزولاسیون های سیم پیچ موتور شده و دیگری ایجاد تغییرات سریع در ولتاژ  $CM$  در ترمینال موتور می باشد که موجب ایجاد جریان نشتی بافرکانس بالا و ارتباط با زمین شده و بر اثر ارتباط الکترومغناطیسی موجود مابین استاتور و روتور ولتاژ روتور و تلفات گردابی<sup>۳</sup> و تلفات پوسته ای<sup>۴</sup> در هسته موتور را ایجاد می کند [۱۲].

از جمله مشکلات ایجاد شده توسط فیلترها ایجاد اختلالات ولتاژ  $CM$  و اختلالات ولتاژ  $DM$  است که هر کدام دارای فیلتر خاص خود می باشد (فیلتر ولتاژ  $CM$  سعی در سینوسی کردن و حذف اضافه ولتاژ  $CM$  در مدار و فیلتر ولتاژ  $DM$  سعی در سینوسی کردن و حذف اضافه ولتاژ  $DM$  در مدار می کنند [۱۵]). ولتاژ  $CM$  موجب ایجاد جریان زمین در سیستم می شود که از طریق ارتباط الکتروستاتیکی<sup>۵</sup> سیم پیچ های روتور و بدنه زمین شده استاتور، جاری شده و به سمت تجهیزات بر می گردد و سبب تشخیص اشتباه خطای اتصال زمین<sup>۶</sup> و ایجاد اختلالات  $EMI$  می شود. همچنین سبب ایجاد ولتاژ روتور شده که با جاری کردن جریان از یاطاقانها به ایزولاسیون آنها صدمه می زند [۲۱].

---

<sup>۱</sup>Differential mode

<sup>۲</sup>Commen mode

<sup>۳</sup>Eddy

<sup>۴</sup>Skin effect losses

<sup>۵</sup>Electrostatic

<sup>۶</sup>Ground fult

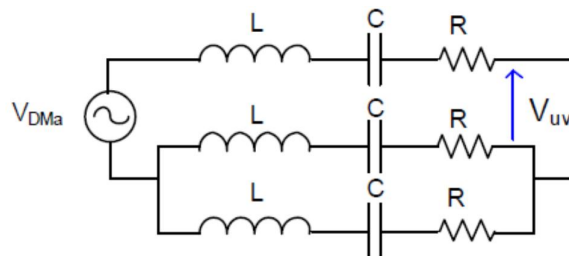
فیلتر ولتاژ  $DM$  متشکل از یک مدار  $RLC$  و فیلتر ولتاژ  $CM$  به شکل یک ترانس سه فاز با ۴

سر است که یک سر آن در مسیر اتصال نقطه ستاره فیلتر ولتاژ  $DM$  به شاخه  $DC$  قرار می‌گیرد [۱۹].

با توجه به میزان ضریب تضعیف فیلترها<sup>۱</sup> برای دیگر پارامترها داریم:

## ۱-۲-۱۰-۲ فیلتر ولتاژ $DM$ :

مدار زیر نشان دهنده شماتیک سیستم در  $DM$  می‌باشد:



شکل ۱۸-۲: مدار اینورتر در حالت  $DM$  [۱۷]

که می‌توان دید اندازه‌ی کاپاسیتانس<sup>۲</sup> و ادمیتانس<sup>۳</sup> در این حالت برابر  $3L/2$  و  $3C/2$  است و با توجه به

رابطه‌ی  $3(L)/2 = 3/2(C)$  و توجه به این نکته که این ادمیتانس است که محدود کننده جریان

است می‌توان پارامترهای فیلتر را تعیین کرد [۱۷].

$$H(s) = \frac{V_o[s]}{V_i[s]} = \frac{3 * R * C * s}{L * C * s^2 + 3 * R * C * s + 1} = \frac{2 * \zeta_1 * \omega_{1n} * s + \omega_{1n}^2}{s^2 + 2 * \zeta_1 * \omega_{1n} * s + \omega_{1n}^2} \quad (9-2)$$

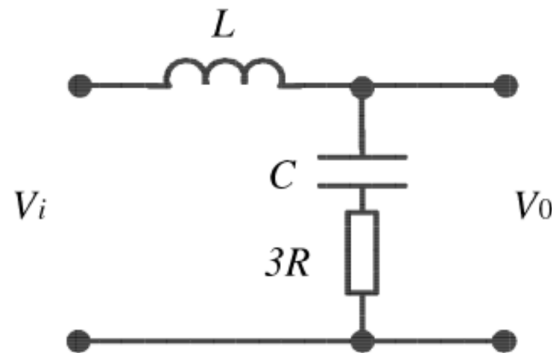
<sup>۱</sup>Damping ratio

<sup>۲</sup>Capacitance

<sup>۳</sup>Admittance

$$\zeta_1 = \frac{3 * R}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (10-2)$$

$$\omega_{1n} = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad (11-2)$$



شکل ۱۹-۲: مدار معادل تک خطی فیلتر ولتاژ  $DM$  [۲۰]

ک ضریب تضعیف و  $\omega_{1n}$  فرکانس طبیعی<sup>۱</sup> سیستم می باشد. با توجه به تعریف فرکانس قطع

داریم:

$$|H[j\omega_c]| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (12-2)$$

$$\omega_{1c} = \omega_{1n} * \sqrt{(1 + 2 * \zeta_1^2) + \sqrt{(1 + 2 * \zeta_1^2)^2 + 1}} \quad (13-2)$$

در این فیلتر با بزرگ تعریف کردن ضریب تضعیف می توان بهره<sup>۲</sup>ی مربوط به مشخصه پایین

<sup>۱</sup>Natural frequency

<sup>۲</sup>Gain

گذر بودن فرمول را کاهش داد پس  $1 \gg \zeta_1$  [۱۷]:

$$\omega_{1c} = \omega_{1n} \sqrt{2 * (1 + 2 * \zeta_1^2)} \quad (۱۴-۲)$$

با توجه به انتخاب فرکانس قطع فیلتر خیلی کوچکتر از فرکانس کلید زنی می‌توان این مقدار را ۰,۲ تا ۰,۴ آن قرار داد و مقدار اندوکتانس را به دست بیاوریم [۲۰]:

$$L = (0.2 \sim 0.4) * \frac{2 * (1 + 2 * \zeta_1^2)}{[2 * \pi * f_s]^2 * C} \quad (۱۵-۲)$$

میزان خازن را معمولاً در رنج ۲۰ تا ۶۰ میکرو فاراد انتخاب می‌کنند [۱۲] و یا در صورتی که مشخصه‌های مقاومتی و اندوکتانسی موتور معین باشد می‌توان از فرمول زیر پیروی کرد که  $L_m$  اندوکتانس موتور و  $f_m$  ماکزیمم فرکانسی است که حلقه کنترلی<sup>۱</sup> قابلیت دفع آن را دارد [۲۰]:

$$C \leq \sqrt{\frac{1}{[2 * \pi * f_m]^2 * L_m}} \quad (۱۶-۲)$$

و در صورتی که امپدانس موتور معلوم و نخواهیم تلفات فرکانس اصلی و لثاژ از مقدار مشخصی مانند الفاکمتر باشد، داریم [۲۱]:

$$L_2 = \frac{\alpha |Z|_{min}}{\omega_{max}} \quad (۱۷-۲)$$

که  $|Z|_{min}$  امپدانس سیم پیچی موتور و  $\omega_{max}$  ماکزیمم فرکانس اصلی می‌باشد [۲۱].

$$R = \frac{1}{Q} * \sqrt{\frac{L + 3 * L_1}{C}} = 3 * R_1 + R_d \quad (۱۸-۲)$$

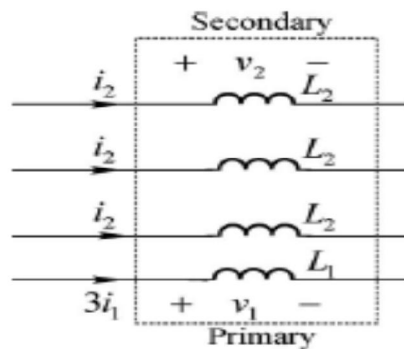
---

<sup>۱</sup>Control loop

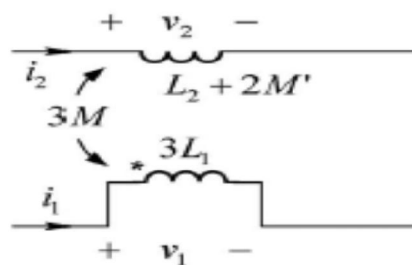
## ۲-۲-۱۰-۲ فیلتر ولتاژ $CM$

با ایجاد یک مسیر برای ولتاژ  $CM$  قبل از رسیدن به کابل ورودی موتور و هدایت آن و قرار دادن اندوکتانس‌هایی در مسیر آن و افت ولتاژ  $CM$  بر روی آنها، از برقراری ارتباط با موتور جلوگیری کرده و ولتاژ  $CM$  را تضعیف می‌کنیم [۱۲].

در صورتی که فیلتر  $RLC$  را تنها برای کاهش  $dv/dt$  ولتاژ  $CM$  به کار ببریم نیاز به فرکانس قطع پایین نیست و می‌توان آنرا برابر فرکانس کلید زنی قرار داد [۱۳].



شکل ۲-۲۰: نمای فیلتر  $CM$  شامل یک ترانس ۴ هسته [۱۳]



شکل ۲-۲۱: شماتیک خطی فیلتر  $CM$  [۱۳]



$$H(s) = \frac{V_o[s]}{V_i[s]} = \frac{3 * (L_1 - M)C * s^2 + 3 * R * C * s + 1}{[3 * L_1 + L] * C * s^2 + 3 * R * C * s + 1} \quad (19-2)$$

با توجه به اینکه می‌باید این تابع تبدیل دارای مشخصه پایین گذر باشد پس [۱۳]:

$$L - M = L_1 - k\sqrt{L_1 * L_2} = 0 \quad (20-2)$$

$$H_{ov}(s) = \frac{3 * R * C * s + 1}{[3 * L_1 + L] * C * s^2 + 3 * R * C * s + 1} \quad (21-2)$$

$$\omega_{2n} = \frac{1}{\sqrt{[L + 3 * L_1] * C}} \quad (22-2)$$

$$\zeta_2 = \frac{3 * R}{2} \sqrt{\frac{C}{[L + 3 * L_1]}} \quad (23-2)$$

$$\omega_{2n} = 2 * \pi * f_{2n} = \frac{1}{\sqrt{[L + 3 * L_1] * C}} < \frac{1}{\sqrt{L * C}} \ll 2 * \pi * f_s \quad (24-2)$$

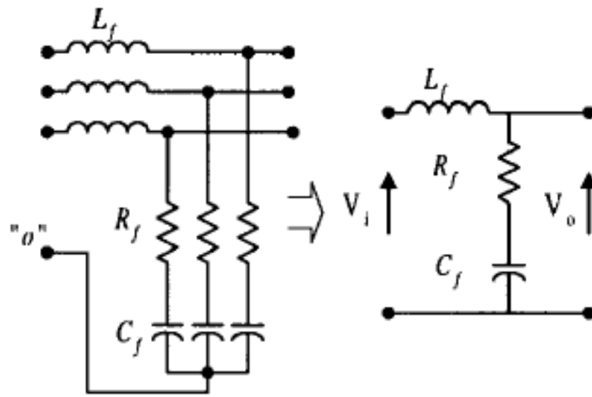
$$L \approx (2 \sim 3) * L \quad (25-2)$$

$$R = \frac{2 * \zeta_2}{3} \left[ \sqrt{\frac{L + 3 * L_1}{C}} \right] \quad (26-2)$$

$$R_1 = \frac{1}{3} \left[ \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{L + 3 * L_1}{C}} - R_d \right] \quad (27-2)$$

در فرمول‌های بالا می‌توان از ضریب کیفیت نیز استفاده کرد که برابر ۱/۲ عکس ضریب تضعیف

است ( $Q=1/2 * \zeta$ ) و در مصارف عملی بین ۱ تا ۵ انتخاب می‌شود [۱۲].



شکل ۲-۲۲: مدار معادل فیلتر ولتاژ  $CM$  [۱۴]

با توجه به تاثیر فیلتر  $RLC$  بر روی ولتاژ  $CM$  داریم:

$$V_{cm} = \frac{1}{3} [R_f * i_o + \frac{1}{C_f} \int i_o dt] \quad (2-28)$$

با توجه به فرمول بالا برای کنسل سازی ولتاژ  $CM$  می‌باید مقاومت فیلتر کوچکترین حد خود و خازن

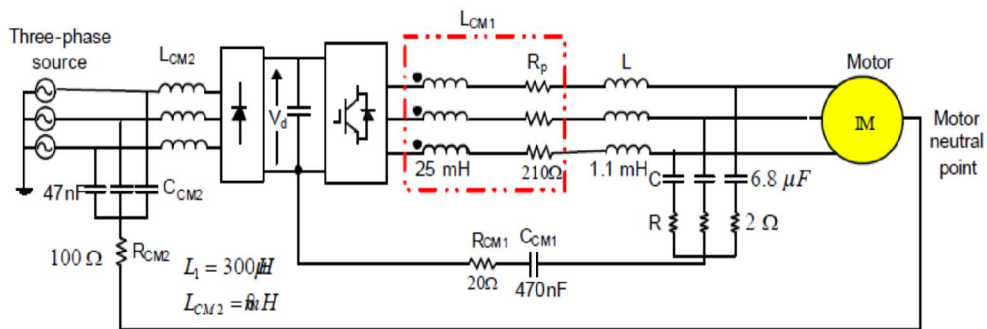
فیلتر تا حد امکان بزرگ باشد [۱۴][۱۷].

مقامت دمپر را می‌توان برابر مقاومت مشخصه کابل نیز در نظر گرفت [۲۲].

۳-۱۰-۲ استفاده از دو فیلتر پسیو یکی در خروجی اینورتر و دیگری در ورودی یکسوساز

با استفاده از این روش می‌توان علاوه بر کاهش  $dv/dt$  بالا و جریان های نشتی، تداخلات

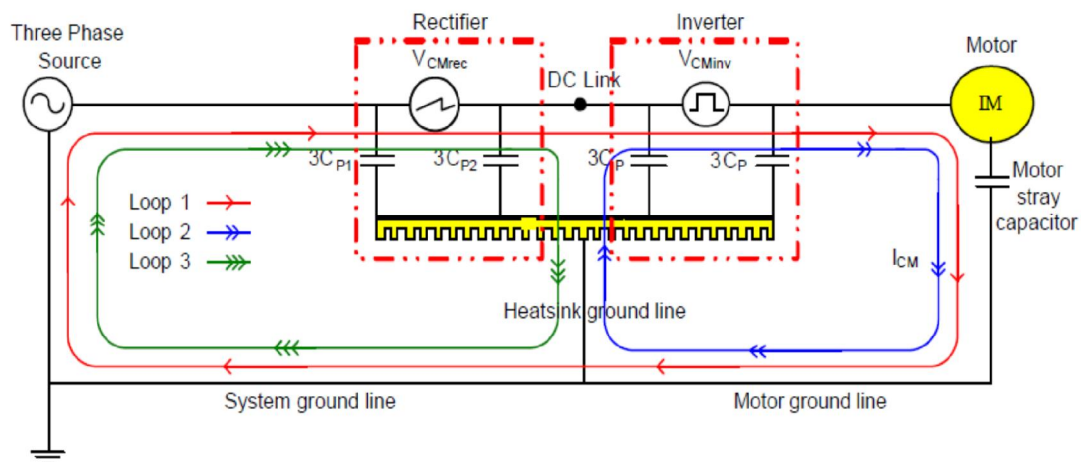
الکترومغناطیسی را نیز کنترل کرد.



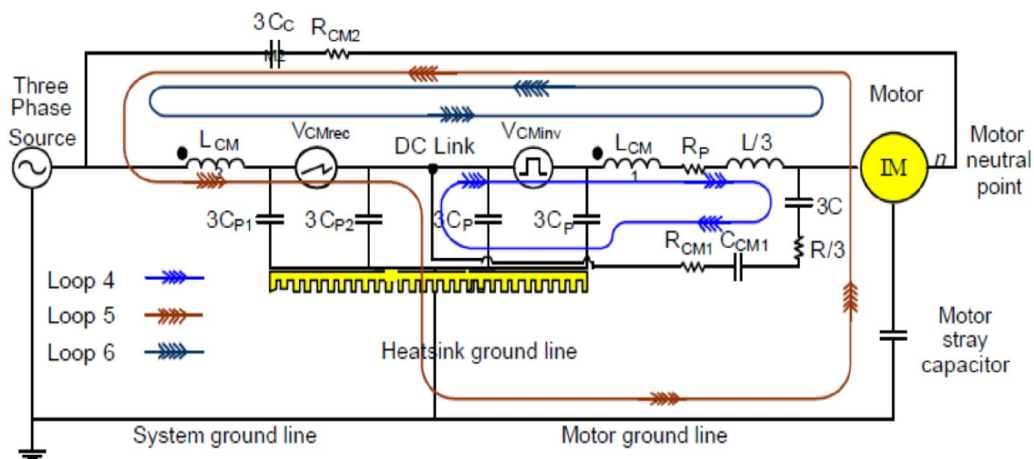
شکل ۲۳-۲: مدار اینورتر به همراه ۲ فیلتر پسیو [۱۵]

در حالت تک خطی مدار یک سیستم تغذیه موتور به کمک اینورتر و یکسوساز به شکل زیر خواهد

بود:



شکل ۲۴-۲: مدار تک خطی اینورتر و یکسوساز در مدار درایو [۱۵]

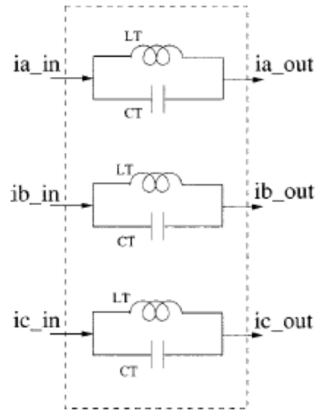


شکل ۲-۲۵: مدار اینورتر به همراه ۲ فیلتر پسیو [۱۵]

که با قرار دادن فیلترها به شکل بالا در خواهد آمد.

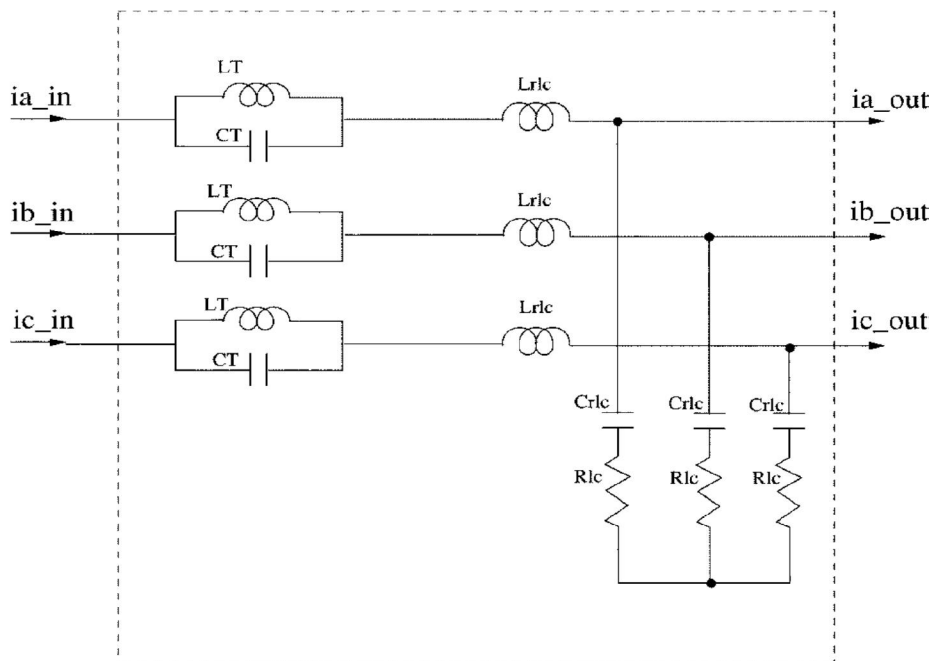
## ۲-۱۰-۴ فیلتر *LC TRAP*

می‌توان با استفاده از *LC TRAP* هارمونیک‌های ولتاژ در فرکانس کلید زنی را به شکل موثری فیلتر کرد و از انتقال هارمونیک‌ها به سمت موتور جلوگیری کرد. با استفاده از *LC TRAP* برای تضعیف هارمونیک‌ها نیاز به مقاومت میراکننده و فرکانس قطع پایین از بین می‌رود. این فیلترها برای طراحی وابسته به فرکانس کلید زنی می‌باشند و المان‌های آن می‌باید به شکلی تعیین شوند که در این فرکانس امپدانس بی‌نهایت را ارائه کنند [۲۰].



شکل ۲-۲۶: مدار شماتیک فیلتر  $LC TRAP$  [۲۰]

برای عملکرد بهتر می‌توان از  $LC TRAP$  به همراه فیلترهای  $RLC$  استفاده کرد تا راندمان بالاتری در فیلترینگ داشته باشیم به این صورت که فیلتر مابین اینورتر و فیلتر  $RLC$  قرار می‌گیرد و عملکرد فیلترینگ در سیستم را بهبود می‌بخشد. نحوه‌ی کارکرد این المان‌ها بدین صورت است که در فرکانس کلید زنی مانند مدار باز عمل می‌کنند و برای فیلترینگ هارمونیک‌های ولتاژ به شکلی موثر تاثیر گذارند و فیلتر  $RLC$  وظیفه تضعیف هارمونیک‌ها در فرکانس کلید زنی و فرکانس‌های بالاتر را انجام می‌دهد [۲۰].



شکل ۲-۲۷: فیلتر  $RLC$  در مسیر فیلتر  $LC TRAP$  [۲۰]

برای عملکرد مناسب می‌باید المان‌های  $LC TRAP$  به شکلی انتخاب شوند که امپدانس آن در فرکانس کلید زنی بی‌نهایت گردد:

$$Z[s] = \frac{s/C_T}{s^2 + 1/L_T C_T} \quad (۲۹-۲)$$

$$f_{ct} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_T C_T}} \quad (۳۰-۲)$$

$f_{ct}$  را معمولاً برابر فرکانس کلید زنی قرار می‌دهند.

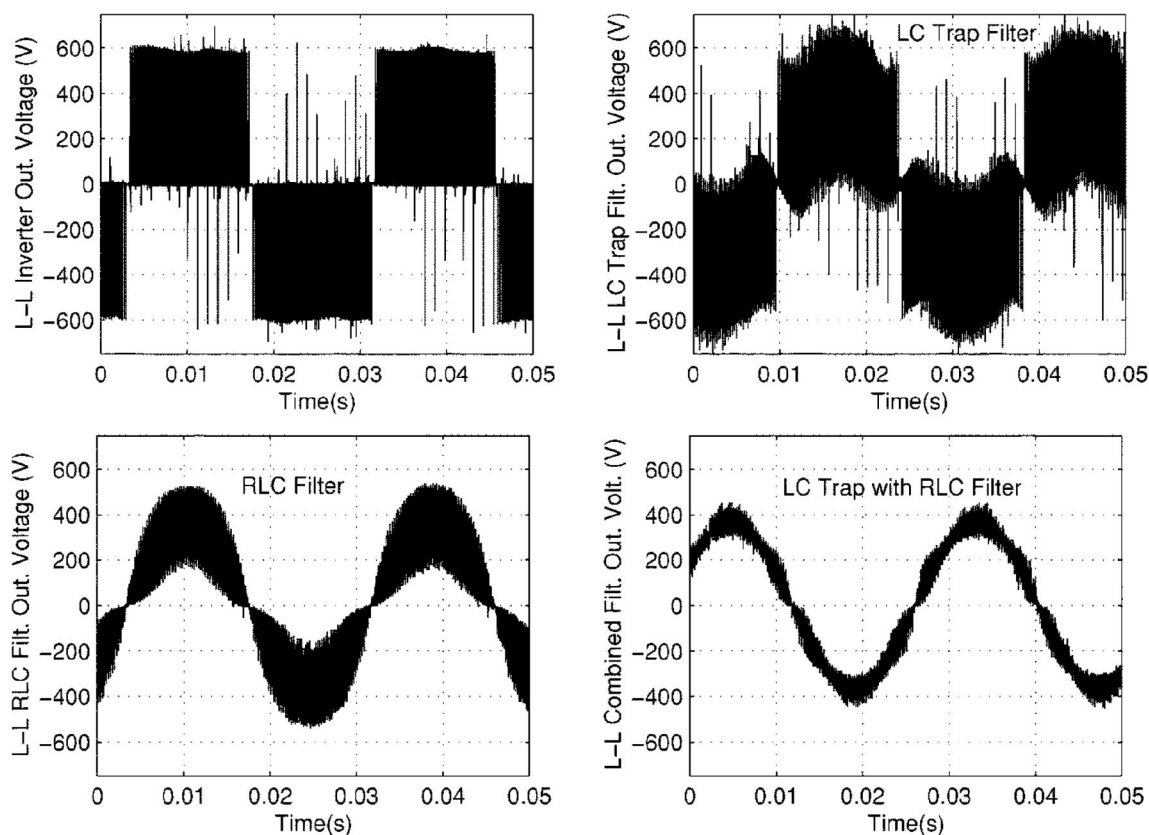
هر مقدار دلخواهی که فرمول بالا را ارضا کند را می‌توان برای سلف و خازن  $LC TRAP$  در نظر گرفت ولی افزایش سلف آن به معنی افزایش امپدانس در فرکانس اصلی و فرکانس‌های مجاور می‌باشد که مطلوب نیست و می‌باید به شکلی سلف و خازن انتخاب شوند که امپدانس مناسبی در

فرکانس اصلی و پهنای باند کافی در فرکانس تشدید بدهند [۲۰].

برای بررسی عملکرد این فیلترها مقایسه‌ای در شکل موج خروجی ولتاژ اینورتر مابین

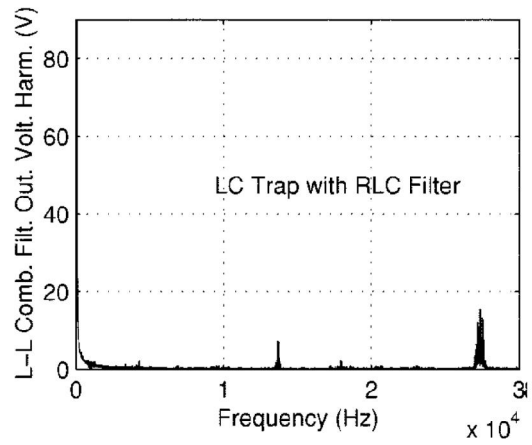
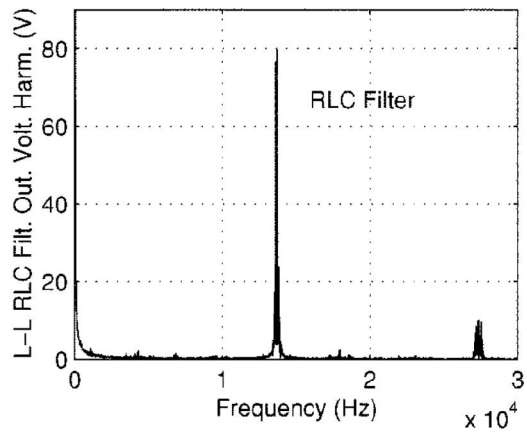
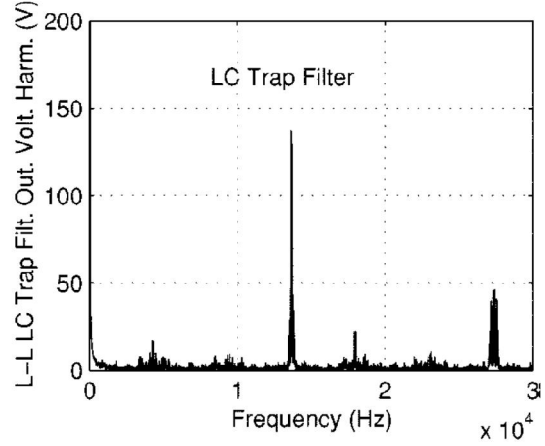
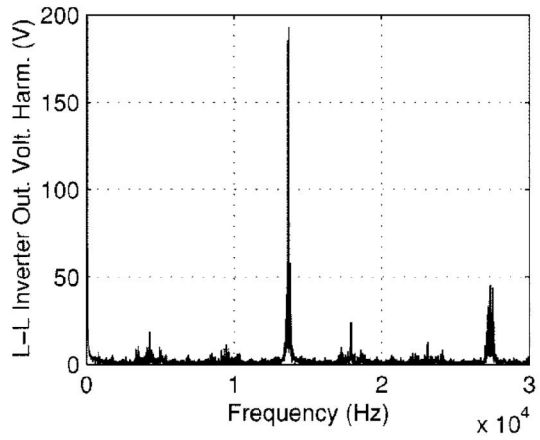
فیلترهای  $RLC$  و  $LC TRAP$  به تنهایی و  $LC TRAP$  به همراه فیلتر  $RLC$  انجام داده شده است.

شکل موج ولتاژ و هارمونیکهای این سیستم به ازای فیلترهای مختلف به شکل زیر خواهد بود:



شکل ۲۸-۲: شکل موج خروجی ولتاژ اینورتر با فیلترهای  $RLC$  و  $LC TRAP$  به تنهایی و  $LC TRAP$  به همراه

فیلتر  $RLC$  [۲۰]

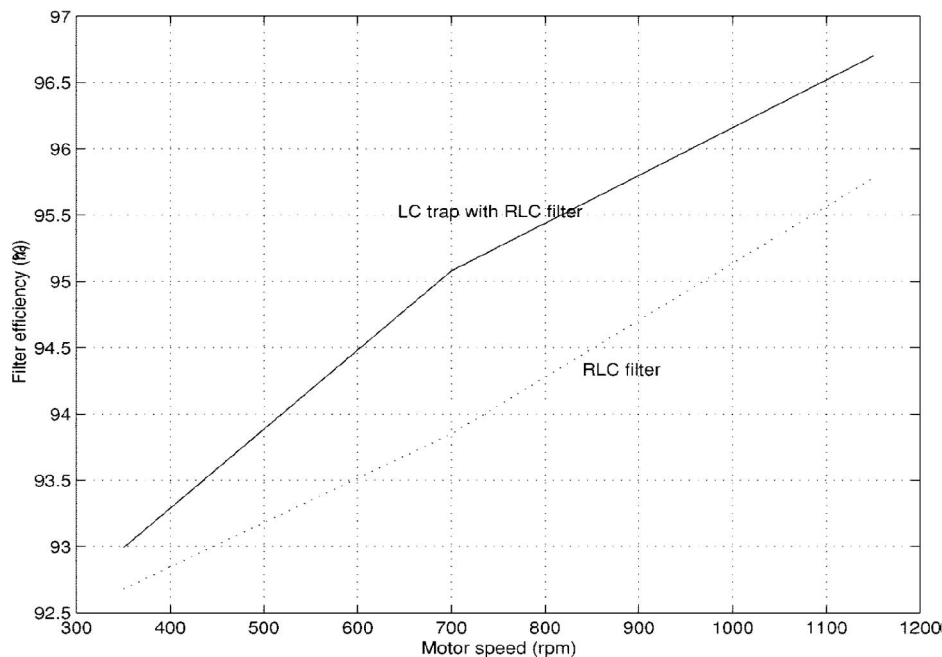


شکل ۲۹-۲: شکل موج هارمونیک‌های ولتاژ اینورتر با فیلترهای  $RLC$  و  $LC TRAP$  به تنهایی و  $LC TRAP$  به همراه فیلتر  $RLC$  [۲۰]

همچنین می‌توان دید با افزایش سرعت موتور راندمان این فیلترها با شیب‌های متفاوتی افزایش می‌-

یابد:





شکل ۲-۳۰: راندمان فیلتر برحسب سرعت موتور [۲۰]

در صورت قرار گرفتن *LC TRAP* بین فیلتر *RLC* و موتور ریپل ولتاژ در ترمینال‌های موتور

بیشتر خواهد بود.

برای کارایی بهتر می‌توان از یک سلف اضافه شونده به ترکیب *LC TRAP* به همراه فیلتر

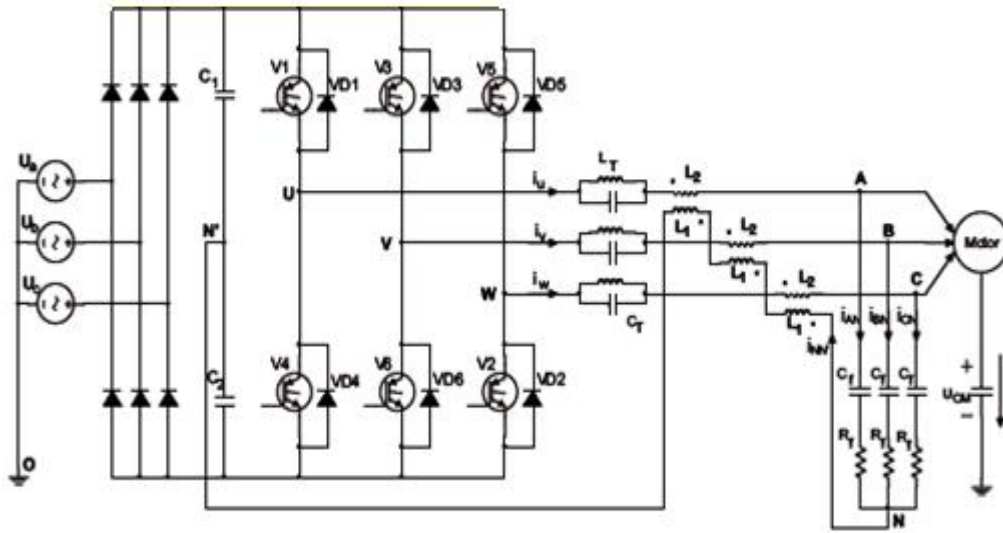
*RLC* استفاده کرد به شکلی که سلف به صورت اضافه شونده با سلف فیلتر در مسیر اتصال به شاخه

*DC* قرار می‌گیرد و کارایی سلف فیلتر را برای تضعیف افزایش ناگهانی ولتاژ ( $dv/dt$ ) بهبود می‌-

بخشد. در این حالت مدار فیلتر علاوه بر وظیفه‌ی فیلترینگ برای مولفه‌های هارمونیک وظیفه‌ی

تشخیص دهنده ولتاژ *CM* برای فرستادن جریان به سمت ترانسفورماتور اضافه شونده را نیز بر

عهده دارد [۲۴].

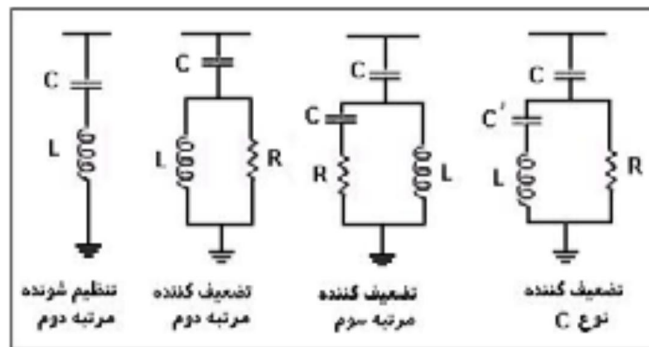


شکل ۲-۳۱: استفاده از فیلتر  $RLC$  به همراه سلف اضافه شونده [۲۴]

## ۲-۱۱ بررسی پارامترهای کنترلی فیلترهای هارمونیکی

فیلترهای هارمونیکی پسیو عموماً شامل عناصر  $L$  و  $C$  و  $R$  می‌باشند. این فیلترها معمولاً به

شکل فیلترهای تک تنظیمه و دو تنظیمه و فیلترهای تضعیف کننده مرتبه دوم و سوم استفاده می‌شوند.



شکل ۲-۳۲: ساختار انواع فیلترهای پسیو  $RLC$

فیلتر تک تنظیمه معمولاً بر روی یک فرکانس خاص تنظیم گردیده و مقاومت در نظر گرفته شده همان مقاومت سلف می‌باشد. فیلتر تضعیف کننده مرتبه دوم دارای عملکرد خوبی است ولی در مقایسه با فیلتر مرتبه سوم تلفات آن در فرکانس اصلی زیاد می‌باشد. همچنین فیلتر مرتبه سوم بخاطر امپدانس بالا در فرکانسی که خازن بطور سری با مقاومت است، تلفات کمتری در فرکانس اصلی دارد. از فیلترهای تنظیم شونده برای حذف چند مؤلفه هارمونیک مرتبه پایین که دامنه بزرگتری نسبت به مؤلفه‌های هارمونیک مرتبه بالا دارند استفاده شده و سپس برای کاهش هارمونیک‌های مراتب بالا از فیلتر تضعیف کننده استفاده می‌شود [۲۳].

## ۱-۱۱-۲ فیلتر تک تنظیمه

امپدانس این فیلتر بصورت رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$Z_f = R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (۳۱-۲)$$

که در فرکانس تشدید امپدانس آن برابر مقاومت  $R$  می‌باشد. فرکانسی که تشدید در آن اتفاق می‌افتد:

$$\omega_0 = 2 * \pi * f_0 = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad (۳۲-۲)$$

و براساس آن راکتانس سلفی یا خازنی در فرکانس تشدید:

$$X_0 = L * \omega_0 = \frac{1}{C * \omega_0} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (۳۳-۲)$$

$Q$  ضریب کیفیت فیلتر که در واقع دقت فیلتر را نشان میدهد، برای سطوح ولتاژ بالا معمولاً

$50 \leq Q \leq 150$  می‌باشد چرا که بدلیل مقدار جریان مؤثر عبوری کمتر، نیاز به هادی‌ها با توانایی

عبور جریان بالا يا سلفهائي با هسته جزئي نيست ولي براي سطوح ولتاژ پايين  $1 \leq Q \leq 50$  بوده و

از سلفهائي با هسته جزئي استفاده مي شود [۲۳].

$$Q = \frac{X_0}{R} \quad (۳۴-۲)$$

$Z_f$  برحسب  $\omega_0$  و  $Q$  به صورت زير بيان مي شود:

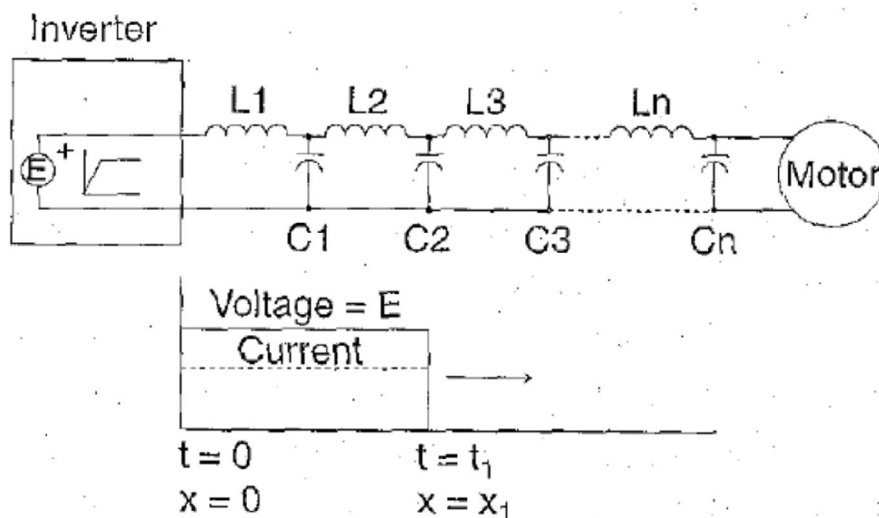
$$Z_f = R \left[ 1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \quad (۳۵-۲)$$

که با تعريف  $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$  و  $z'_f[\text{pu}] = \frac{z_f}{X_0}$  داريم ( $\omega$  فرکانس واقعي و  $\omega_0$  فرکانس طراحي شده مي-

باشد):

$$z'_f = \frac{1}{Q} + j \left[ \Omega - \frac{1}{\Omega} \right] \quad (۳۶-۲)$$

پدیده ی *over voltage* در ترمینال های موتور به علت کابل ارتباطی بلند



شکل ۲-۳۳: مدار معادل خط ارتباطی بلند به همراه خازن پراکندگی آن [۱۳]

از دیگر مشکلات موجود در رابطه با مدارهای درایو فاصله زیاد آنها از موتور می باشد که به علت وجود خازن های پراکندگی کابل<sup>۱</sup> موجب افزایش ولتاژ در ترمینال های موتور می شود (موج اولیه جریان با حرکت در طول مسیر و شارژ خازن های پراکندگی مسیر به اندازه ی  $E$  به موتور می رسد ولی به علت مشاهده یک امپدانس بزرگ در مقایسه با امپدانس خط منعکس<sup>۲</sup> شده و در طول مسیر برمی-گردد و خازن های پراکندگی را این بار به میزان  $2E$  شارژ می کند و پس از رسیدن به اینورتر این بار با ضریب انعکاس<sup>۳</sup>  $-1$  برمی گردد و اضافه ولتاژ ایجاد می کند. حال اگر فرکانس کاری اینورتر به قدری بالا باشد که قبل از انعکاس سمت اینورتر موج جریانی اولیه ، موج جریانی دوم را صادر کند، موجب شارژ جدید خازن ها و اضافه ولتاژ در انتهای خط خواهد شد). علاوه بر آن با هر

<sup>۱</sup>distributed capacitor

<sup>۲</sup>reflected

<sup>۳</sup>Reflecting factor

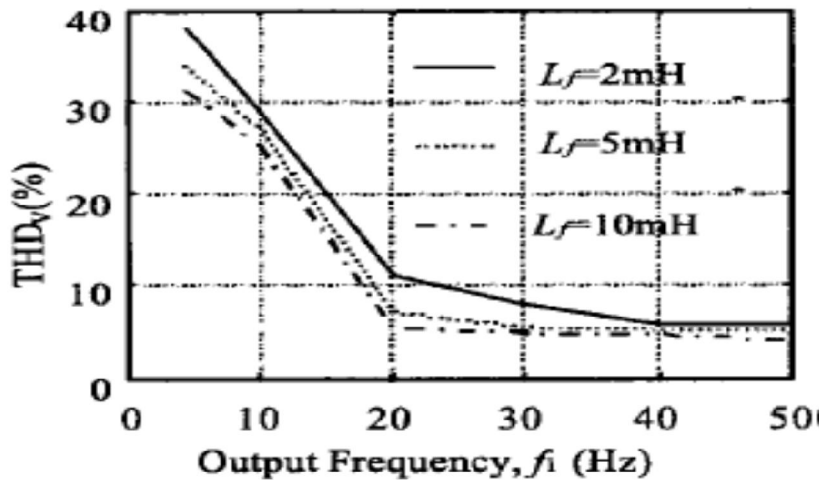
بار تغییر در اندازه‌ی خروجی اینورتر خازن‌های پراکندگی خط شارژ و یا دشارژ می‌شوند که این جریان اضافی را اینورتر می‌باید تامین کند که باعث عملکرد ضعیف و یا خطای جریانی آن می‌شود [2].

## ۲-۱۲ تاثیر هرکدام از المان های فیلتر به تفکیک

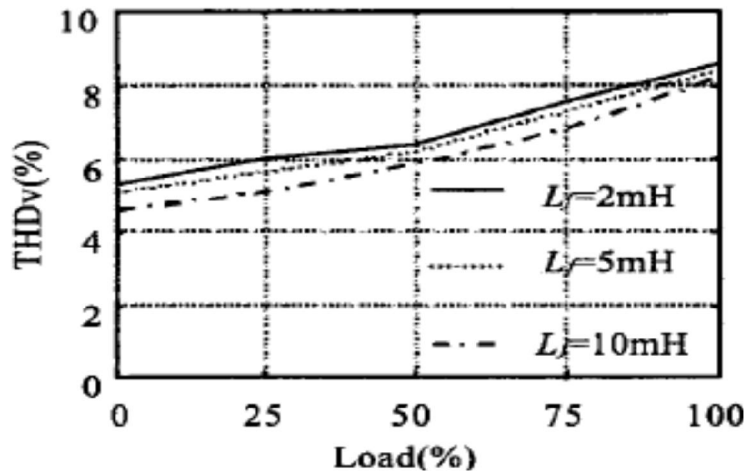
هرچه اندازه‌ی خازن بزرگتر باشد ولتاژ  $CM$  کوچکتر خواهد بود ولی به دلیل افزایش اندازه‌ی جریان هجومی نمی‌توان آنرا بیش از حد بزرگ در نظر گرفت.

اندازه‌ی سلف نیز نمی‌تواند بیش از اندازه بزرگ شود زیرا موجب افت ولتاژ بیشتر بر روی آن و کاهش بیشتر ولتاژ در ترمینال‌های موتور می‌شود و همچنین این افزایش موجب کاهش فرکانس قطع نیز می‌گردد.

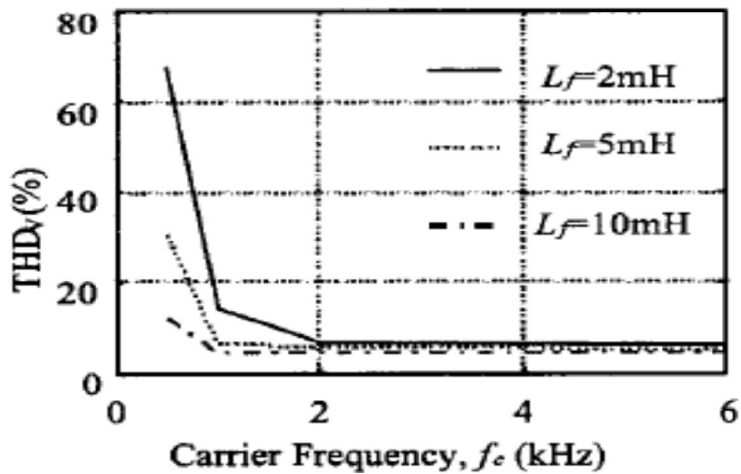
برای تعیین میزان تاثیر المان سلف بر روی  $THD$  ولتاژ خروجی، با در نظر گرفتن یک سیستم با مولفه‌های ثابت بجز  $L$  منحنی مشخصه  $THD$  بر حسب فرکانس کلید زنی و میزان بار و فرکانس خروجی به شکل زیر بدست می‌آید [۱۴]:



شکل ۲-۳۴: مشخصه  $THD$  بر حسب فرکانس خروجی [۱۴]



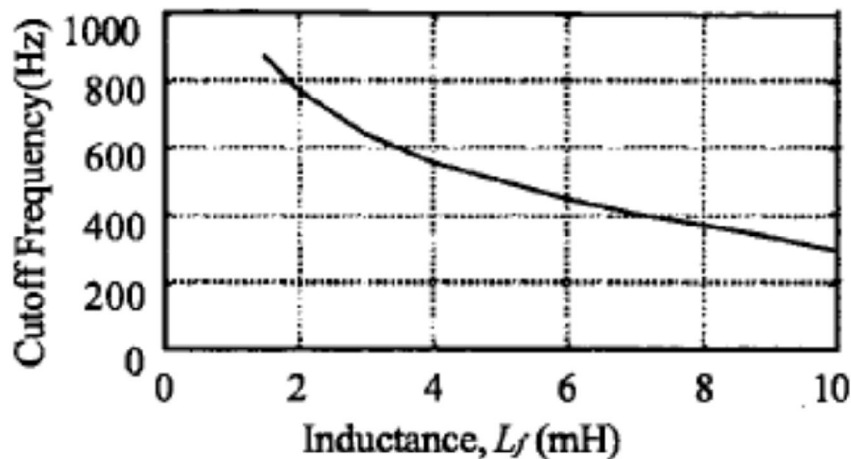
شکل ۲-۳۵: مشخصه  $THD$  بر حسب میزان بار [۱۴]



شکل ۲-۳۶: مشخصه  $THD$  بر حسب فرکانس کلید زنی [۱۴]

با توجه به شکل می‌توان فهمید با افزایش میزان اندوکتانس، میزان  $THD$  ولتاژ در پایانه‌های موتور کاهش می‌یابد و همچنین با افزایش فرکانس کلید زنی و یا فرکانس خروجی شاهد کاهش در  $THD$  می‌باشیم و نهایتاً بار تنها پارامتری است که با افزایش خود میزان  $THD$  را نیز افزایش می‌دهد [۱۴].

فیلتر  $RLC$  موثرترین فیلتر برای محدود کردن رزونانس است.



شکل ۲-۳۷: نمودار تاثیر اندازه ی اندوکتانس بر روی فرکانس قطع [۱۴]

در فیلترهای  $LC$  کاهش اندازه‌ی سلف در فرکانس جبران‌سازی موجب بهبود مشخصه‌های اندازه-فرکانس و فاز-فرکانس و کاهش اندازه‌ی خازن در فرکانس جبران‌سازی، تاثیر مثبتی بر مشخصه‌ی فاز-فرکانس در فیلتر دارد. در خارج از فرکانس جبران‌سازی افزایش اندازه‌ی سلف و خازن موجب بهبود مشخصه‌ی اندازه-فرکانس و فاز-فرکانس می‌شود.

با کم کردن خاصیت اندوکتیو از سمت شبکه در فرکانس جبران‌سازی می‌توان مشخصه جبران-



سازی فیلتر را بهبود بخشید و با کم کردن خاصیت مقاومتی از سمت شبکه در فرکانس جبران‌سازی می‌توان مشخصه اندازه-فرکانس فیلتر را بهبود داد.

در فیلترهای  $LC$  اندازه‌ی المان‌ها به یکدیگر وابسته بوده و افزایش هر کدام مستلزم کاهش دیگری است. اگر اندازه‌ی سلف را تا نزدیکی صفر کاهش دهیم آنگاه اجازه‌ی افزایش خازن را داریم و ولتاژ خازن به شکل مستقل از جریان بار پدیدار خواهد شد که بدین معنی است که فیلتر به شکل یک منبع ولتاژ عمل می‌کند. اما این افزایش اندازه در خازن موجب افزایش توان راکتیو مورد نیاز و به تبع آن افزایش جریان عبوری از سلف و سوئیچ‌ها است که نیازمند افزایش رنج توانی اینورتر می‌شود. در فیلترهای  $RLC$  خازن وظیفه اتصال کوتاه کردن مدار در فرکانس‌های بالا را بر عهده دارد و مقاومت نیز برابر امپدانس خط انتخاب شده تا انرژی بازتاب شده را جذب کند.

تعیین اندازه‌ی ریپل جریان مساعدتی<sup>۴</sup> مابین اندازه‌ی سلف فیلتر و کلید زنی و تلفات هدایتی و تلفات هسته ترانسفورماتورها است. داشتن ریپل جریانی کمتر مستلزم کاهش کلید زنی و در نتیجه کاهش تلفات هدایتی است اما از طرفی نیازمند داشتن سلفی بزرگتر و هسته‌ای بزرگتر و تلفات هسته بیشتر نیز می‌باشد. معمولاً اندازه‌ی ریپل جریان می‌تواند ۱۵ تا ۲۵ درصد جریان نامی باشد [۱۵].

## ۲-۱۳ حساسیت<sup>۵</sup>

فیلتر پسیو از سه المان ( $L$ ) سلف ( $C$ ) خازن ( $R$ ) مقاومت تشکیل شده که مقادیر انتخابی برای

---

<sup>۴</sup>Trade off

<sup>۵</sup>Sensitivity

فیلتر در ابتدا بخاطر تولرانس‌های مقادیر نامی المان‌ها دقیق نمی‌باشد. همچنین این مقادیر، همان مقدار اولیه باقی نمی‌ماند چرا که با توجه به شرایط محیطی همانند دما، رطوبت و تغییرات دیگر که با توجه به طول عمر آنها اتفاق می‌افتد، سبب تغییر در مقدار این المان‌ها می‌گردد. با آگاهی از خطاها این انتظار وجود دارد که فیلتر از رفتار ایده‌آل خود منصرف شده باشد. میزان خطا به حداکثر تولرانس<sup>۶</sup> المان‌ها و نیز چگونگی حساسیت پارامترهای فیلتر به این تولرانس‌های المان‌ها بستگی دارد. مفهوم حساسیت یکی از مهمترین معیارها برای مقایسه ساختار سیستم و ایجاد نیازهای واقعی آن در مواجهه با شرایط انتخاب شده می‌باشد. به ازای تغییرات کوچک حول نقطه کاری  $P[s,x]$  از رابطه زیر استفاده می‌شود که از بسط تیلور  $x$  نسبت به المان  $P = P[s,x]$  برای بررسی حساسیت حاصل شده است:

$$S_x^p = \frac{\partial P_{[s,x]}}{\partial X} * \frac{x_0}{P_{[s,x]}|_{x_0}} = \frac{d[LnP]}{d[Lnx]}|_{x_0} \quad (۳۷-۲)$$

آنچه که از معادله (۳۷-۲) بدست می‌آید تغییر نسبی را به ما می‌دهد، برای اینکه بتوان معیاری برای نحوه عملکرد داشته باشیم پارامتری به نام قابلیت تغییر تعریف می‌شود:

$$\frac{\Delta P}{P} = S_x^p \frac{\Delta x}{x} \quad (۳۸-۲)$$

همواره این نکته باید مد نظر باشد که در تحلیل نهایی آنچه که برای عملکرد مدار مهم است قابلیت تغییر می‌باشد و نه حساسیت. بنابراین حساسیت بزرگ برای پارامتری با پایداری بالا می‌تواند کاملاً قابل قبول باشد در حالیکه حساسیت مناسب به المانی با تولرانس بالا می‌تواند سبب شود که طراحی مفید نباشد.

---

<sup>۶</sup>Tolerance

## ۱-۱۳-۲ حساسیت پارامترهای فیلتر به دما

خازن و سلف اصلی ترین بخش فیلترها می باشند و در طول زمان کارکرد مقدار آنها بدلیل مختلفی از جمله تغییرات دمایی، تغییر می یابد. چون مشخصه تغییر مقدار آنها با دما توسط شرکت سازنده ارائه می گردد، پس محاسبه و برآورد میزان تغییرات پارامترهای فیلترها با در نظر گرفتن این مسائل امکان پذیر است. با فرض اینکه برای تغییرات سلف و خازن در اثر دما یک رابطه خطی بصورت رابطه زیر در نظر گرفته شده باشد [۲۳]:

$$C_2 = C_{T0}[1 + \alpha_C(T - T_0)] \quad (۳۹-۲)$$

$$L_2 = L_{T0}[1 + \alpha_L(T - T_0)] \quad (۴۰-۲)$$

حساسیت  $C$  و  $L$  به دما خواهند بود [۲۳]:

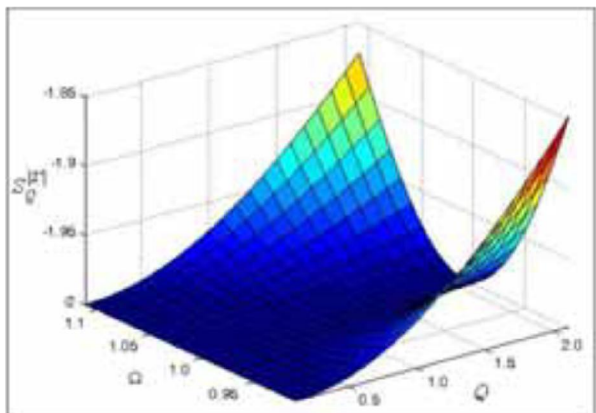
$$S_T^C = \frac{\alpha_C T}{1 + \alpha_C [T - T_0]} \quad (۴۱-۲)$$

$$S_T^L = \frac{\alpha_L T}{1 + \alpha_L [T - T_0]} \quad (۴۲-۲)$$

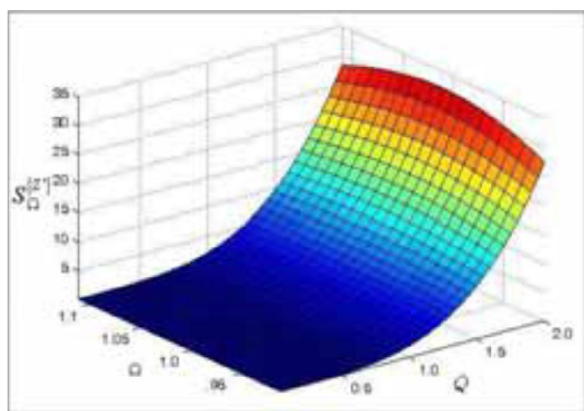
## ۲-۱۳-۲ حساسیت امپدانس فیلتر نسبت به $\Omega$ و $Q$

به عنوان نمونه تاثیر میزان حساسیت یک فیلتر تضعیف کننده مرتبه سوم و یک فیلتر تضعیف

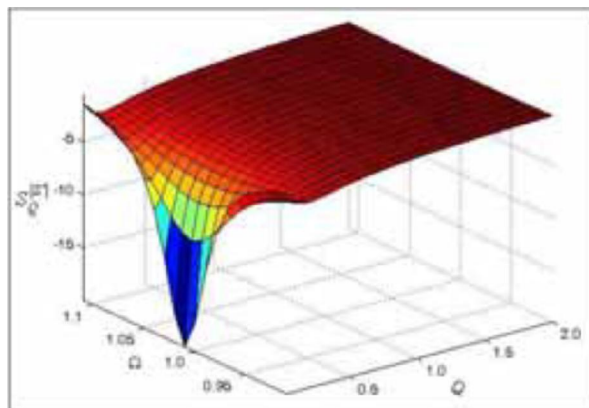
کننده مرتبه دوم نسبت به  $Q$  و  $\Omega$  در زیر آمده است:



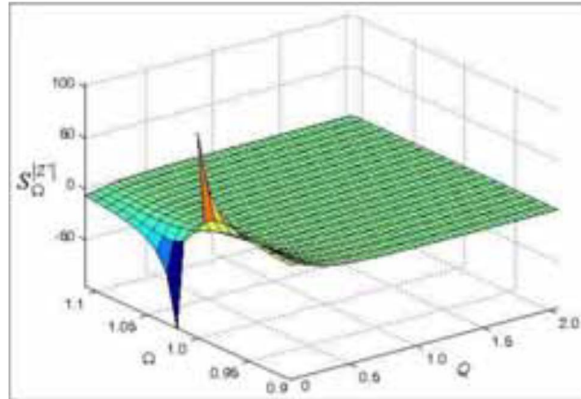
شکل ۲-۳۸: حساسیت امپدانس فیلتر تضعیف کننده مرتبه دوم نسبت به  $Q$  [۲۳]



شکل ۲-۳۹: حساسیت امپدانس فیلتر تضعیف کننده مرتبه دوم نسبت به  $\Omega$  [۲۳]



شکل ۲-۴۰: حساسیت امپدانس فیلتر تضعیف کننده مرتبه سوم نسبت به  $Q$  [۲۳]



شکل ۲-۱: حساسیت امپدانس فیلتر تضعیف کننده مرتبه سوم نسبت به  $\Omega$  [۲۳]

### ۳-۱۳-۲ اثر تلورانس المان ها بر پارامترهای فیلتر

نرخ تغییرات که در مرحله ساخت برای این المانها پیش می آید معمولاً توسط شرکت سازنده مشخص می شود که به کمک آن میزان تغییرات پارامترهای فیلتر محاسبه می گردد.

به عنوان مثال اگر  $\bar{F}\Delta C$  نرخ مجاز تغییرات خازن باشد با توجه به رابطه (۲-۳۸) پارامتر

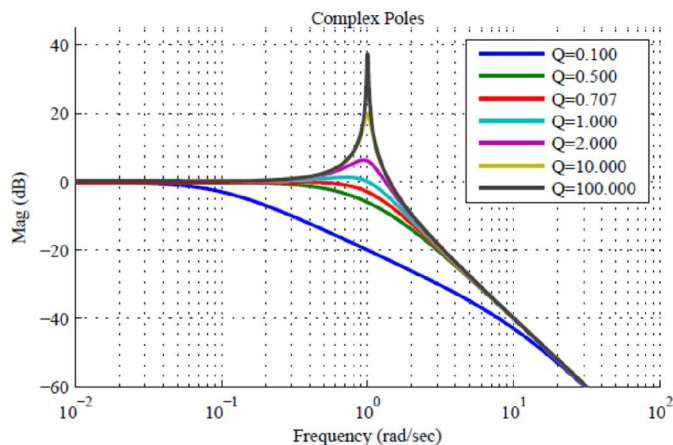
قابلیت تغییر برای  $\omega_0$  و  $Q$  بدین صورت بیان می گردد [۱]:

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega} = S_x^{\omega_0} \frac{\Delta C}{C} \quad (۲-۴۳)$$

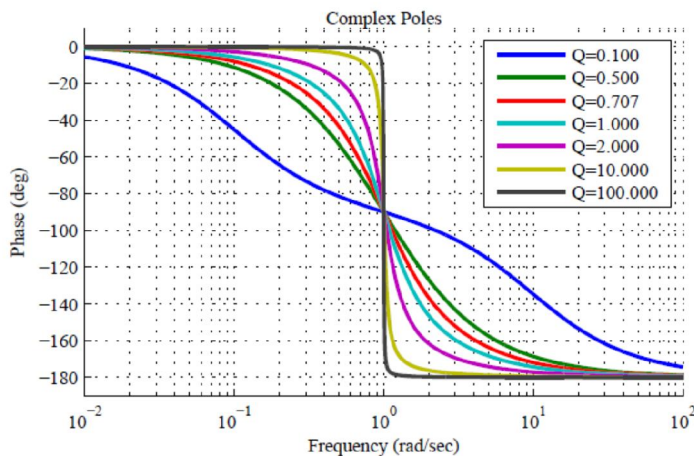
$$\frac{\Delta Q}{Q} = S_x^Q \frac{\Delta C}{C} \quad (۲-۴۴)$$

باید توجه داشت انتخاب صحیح پارامترهای انتخابی مانند  $Q$  و  $R$  می تواند در عملکرد موثرتر و بهتر فیلتر نقش بسزایی ایفا کند که با تأمین کردن نیازهایی همچون پهنای باند و میزان تضعیف فرکانسها، توانایی در پیش بینی دقیق تری از عملکرد فیلتر به ما خواهد داد.

تأثیر ضریب کیفیت بر اندازه و فاز تضعیف فیلتر در شکل زیر نشان داده شده است:



شکل ۲-۴: نمودار اندازه برحسب ضرایب کیفیت متفاوت [۲۴]



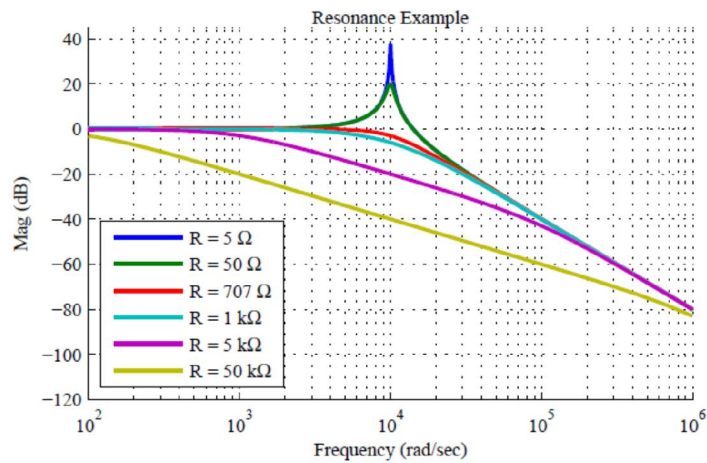
شکل ۲-۴: نمودار فاز برحسب ضرایب کیفیت متفاوت [۲۴]

رنج تغییرات ضریب کیفیت از ۰,۵ تا ۱۰۰ می‌باشد که به صورت معمول مقدار آن را نزدیک به ۱ در نظر می‌گیرند.

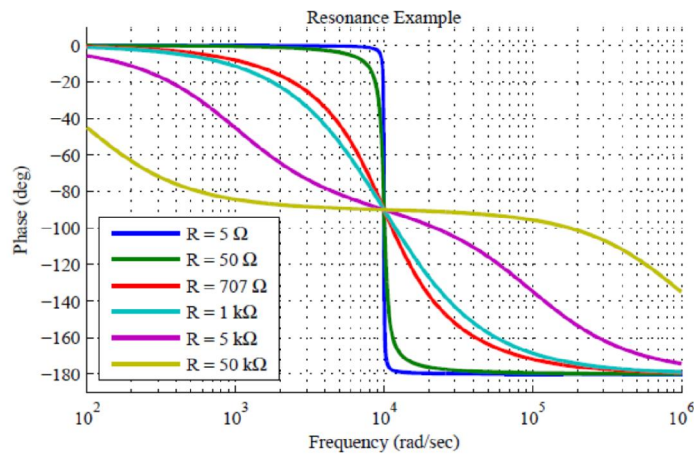
با داشتن یک سلف و خازن با اندازه‌ی مشخص، تغییرات اندازه‌ی مقاومت دمپر به تغییر در اندازه‌ی ضریب تضعیف و ضریب کیفیت می‌انجامد که تأثیرات بسزایی در مشخصه فیلتر خواهد داشت. به عنوان نمونه برای یک فیلتر با اندازه‌ی سلف و خازن ثابت تغییر مقاومت دمپر و به تبع آن

ضریب کیفیت به شکل زیر تاثیر خود را بر مشخصه اندازه‌ی فیلتر می‌گذارد [۲۴]:

$R = 5 \Omega$	$\zeta = 0.005$	$Q = 100$	Very Light Damping
$R = 50 \Omega$	$\zeta = 0.05$	$Q = 10$	Light Damping
$R = 707 \Omega$	$\zeta = 1.41$	$Q = 0.707$	Strong Damping
$R = 1 \text{ k}\Omega$	$\zeta = 1$	$Q = 0.5$	Critical Damping
$R = 5 \text{ k}\Omega$	$\zeta = 5$	$Q = 0.1$	Over Damping



شکل ۲-۴۴: نمودار اندازه برحسب مقادیر متفاوت مقاومت دمپر [۲۴]



شکل ۲-۴۵: نمودار فاز برحسب مقادیر متفاوت مقاومت دمپر [۲۴]

## فصل سوم

### ۳- تعیین مقادیر بهینه پارامترهای فیلتر

باید توجه داشت برای یک سیستم خاص با مشخصه‌های معین می‌توان تعداد زیادی فیلتر با یک ساختار ارائه کرد که هرکدام در راستای بهبود مشخصه‌ای خاص از سیستم عمل می‌کنند و با تغییر پارامترهای فیلتر می‌توان میزان تاثیرگذاری در آن زمینه را تغییر داد اما بهبود کارایی فیلتر در یک زمینه مشخص مستلزم کاهش کیفیت کارایی آن فیلتر در سایر زمینه‌ها با نیازهای متفاوت می‌باشد. برای طراحی یک فیلتر می‌توان شاخص‌هایی را که اهمیت بیشتری دارند را به نسبت اهمیت در عملکرد مشخص نمود و با استفاده از شیوه‌های بهینه‌سازی پارامترهای فیلتر را به شکلی تعیین نمود که در راستای این شاخص‌ها و افزایش هرچه بیشتر آنها باشند. در این صورت عملکرد فیلتر نه لزوماً به شکل بهترین حالت در رابطه با کلیه شاخص‌ها بلکه به صورت بهترین حالت ممکن در راستای همه شاخص‌های انتخابی خواهد بود.

برای مشخص نمودن مقادیر بهینه ابتدا می‌باید روش بهینه‌سازی را مشخص کرد که در این پروژه این عمل توسط الگوریتم ژنتیک انجام می‌شود (برای توضیحات بیشتر در رابطه با نحوه‌ی عملکرد الگوریتم ژنتیک و فرایند تعیین مقادیر بهینه توسط آن به ضmann مراجعه شود).



باید توجه داشت شاخص‌های مختلفی در رابطه با عملکرد مناسب یک فیلتر تعریف می‌شوند همانند میزان *THD* در سیستم و سرعت عملکرد سیستم و ابعاد سیستم و امکان تشدید با سایر المان‌ها و پیچیدگی سیستم و شرایط تعمیر و نگهداری و... که با توجه به تغییر پارامترهای فیلتر، اندازه‌ی این شاخص‌ها تغییر کرده و عملکرد متفاوتی از فیلتر خواهیم داشت.

برای داشتن پارامترهای بهینه ابتدا می‌باید شاخص‌های بهینه‌گی در سیستم را براساس اولویت آنها مشخص نمود. باید توجه داشت به علت بالا بودن تعداد شاخص‌ها، امکان انتخاب کلیه آنها به عنوان شاخص بهینه‌گی نمی‌باشد و تنها مشخصه‌هایی با تأثیرات عمده به عنوان معیاری برای بهینه‌گی در این پروژه انتخاب شده‌اند. شاخص‌های بهینه‌گی در این پروژه عبارتند از تابع *THD* که مشخص کننده سطح هارمونیک‌های ولتاژی رسیده به موتور می‌باشد و تابع قیمت که عبارت از مجموع قیمت اجزاء سازنده فیلتر است (تنها قیمت سه بخش عمده که شامل خازن و سلف و مقاومت می‌باشد مد نظر قرار گرفته شده است) و تابع اندازه که برابر حجم فضای اشغال شده توسط المان‌های فیلتر می‌باشد و تابع تلفات فیلتر و در نهایت تابع تلفات هارمونیک‌ی موتور که رابطه مستقیمی با اندازه‌ی هارمونیک‌های موجود در سیستم دارد. باید توجه داشت مسیر بهینه‌گی مربوط به هر یک از توابع لزوماً در یک جهت نبوده و بهبود اندازه‌ی یک شاخص با تغییر پارامترهای فیلتر ممکن است به خرابی شاخص دیگری انجامیده و به همین دلیل نیاز به بهینه‌یابی در بین مقادیر ممکن می‌باشد.

### ۱-۳ توابع بهینه‌گی<sup>۷</sup>

#### ۱-۱-۳ تابع THD

طراحی فیلتر می‌باید به شکلی باشد که هارمونیک‌های موجود به بهترین شکل ممکن حذف گردیده و کمترین میزان THD در مدار وجود داشته باشد که با توجه به اتصال کوتاه شدن مسیر جریان در فرکانس قطع توسط فیلتر و اتصال کوتاه<sup>۸</sup> شدن فرکانس‌های مختلف ولتاژ توسط این مسیر ایجاد شده در این بازه، این هدف را می‌توان با کم کردن میزان امپدانس فیلتر در بازه فیلترینگ آن بدست آورد به شکلی که هرچه امپدانس فیلتر کمتر بوده میزان بیشتری از جریان هارمونیکی در آن بازه فرکانسی از این مسیر گذشته و مقدار کمتری به سمت موتور جاری خواهد شد. به همین دلیل برای تابع مینیمم THD خواهیم داشت [۴۲]:

$$THD \text{ function} = R + j[\omega L - \frac{1}{\omega C}] \quad (۱-۳)$$

که مینیمم کردن آن به معنی مینیمم کردن تابع اندازه‌ی آن است:

$$THD \text{ function} = \sqrt{R^2 + [\omega L - \frac{1}{\omega C}]^2} \quad (۲-۳)$$

می‌توان دید که تابع THD از جنس هارمونیک و اندازه‌ی THD نمی‌باشد ولی به شکلی مربوط به آن انتخاب شده است و با توجه به اینکه در فرآیند بهینه‌یابی به روش الگوریتم ژنتیک، میزان بهینه‌گی و تفاوت میزان بهینه‌گی به ازای اندازه‌های مختلف پارامترها مد نظر است، این شاخص همچنان کارایی خود را دارد.

---

<sup>۷</sup>Fitness function

<sup>۸</sup>By pass

پایین بودن میزان *THD* به ازای مقادیر خاصی برای پارامترهای فیلتر لزوماً نشان دهنده عملکرد بسیار خوب فیلتر نمی‌باشد زیرا ممکن است این پارامترها تلفات و یا ابعاد فیلتر را به شکلی غیر قابل قبول افزایش دهد و کارایی کلی فیلتر تحت تاثیر قرار گیرد.

### ۳-۱-۲ تابع قیمت

تابع قیمت برای یک فیلتر، از قیمت المان‌های فیلتر تاثیر می‌گیرد و همانند شاخص *THD*، این شاخص نیز نشان دهنده قیمت کلی فیلتر و از جنس قیمت نبوده بلکه به شکلی مربوط به آن انتخاب گردیده تا بتواند تفاوت را به ازای مقادیر مختلف پارامترها نشان داده و میزان بهینه‌گی از لحاظ قیمت را مشخص کند. این تابع از پارامترهای زیر تشکیل می‌شود:

$$\text{cost function} = C \text{ price} + L \text{ price} + R \text{ price} \quad (۳-۳)$$

که در آن *C price* مربوط به قیمت خازن و *L price* مربوط به قیمت سلف و *R price* قیمت مقاومت می‌باشد. تغییرات مربوط به قیمت خازن و سلف مدار را می‌توان به شکل یک بخش ثابت و یک بخش متغیر با رنج توان<sup>۹</sup> نشان داد به شکلی که تغییرات رنج توانی المان‌ها با تغییر قیمت آنها را می‌توان از شکل خطی خارج کرد [۴۰]:

$$\text{Inductor cost} = UK + UL \quad (۴-۳)$$

$$\text{Capacitor cost} = UK + UC \quad (۵-۳)$$

---

<sup>۹</sup>Rating

که در معادلات بالا  $UK$  بخش ثابت قیمتی و  $UL$  و  $UC$  بخش متغییر با رنج توانی و عوامل غیر قابل پیش‌بینی در سلف و خازن است [۴۰][۴۲]. با توجه به معادلات بالا می‌توان دید که هرچه رنج توانی سلف و یا خازن افزایش یابد قیمت مربوط به آن نیز افزایش یافته و هزینه فیلتر بیشتر می‌شود. در این بخش هزینه مربوط به نصب و جایگذاری قطعات و همچنین فراوانی قطعات موجود در بازار در نظر گرفته نشده و تنها با فرض ثابت بودن هزینه نصب و میزان فراوانی قطعات در بازار محاسبات انجام گرفته شده است.

با توجه به اینکه قیمت خازن ارزان‌تر از قیمت سلف می‌باشد، نرخ تغییر آن به نسبت تغییر رنج توانی نیز کمتر از تغییرات مربوط به سلف می‌باشد و ضریب  $UC$  تقریباً نصف اندازه‌ی ضریب  $UL$  می‌باشد [۴۰].

در صورتی که در مدار پهنای باند مشخصی مد نظر باشد (مقدار  $Q$  مشخص باشد) و فرکانس قطع به صورت پیش فرض انتخاب شده باشد می‌توان از فرمول زیر نیز برای یافتن شاخص قیمت استفاده کرد:

$$\text{cost function} = a_1C + a_2L + a_3R \quad (6-3)$$

که در آن  $a_i$  ها ضرایب قیمتی المان‌های پسیو بوده و با جایگزینی مقادیر سلف و مقاومت برای همسان‌سازی فرمول با توجه به معادلات زیر خواهیم داشت [۴۱][۴۳]:

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} \quad (7-3)$$

$$R = \frac{1}{\omega QC} \quad (۸-۳)$$

$$\text{cost function} = a_1 C + a_2 \frac{1}{\omega^2 C} + a_3 \frac{1}{\omega QC} \quad (۹-۳)$$

برای مقاومت مدار، با توجه تغییرات اندک قیمت آن در رنج‌های توانی نزدیک به هم و همچنین تفاوت بالای قیمت آن در مقایسه با عناصر خازنی و سلفی (مقدار آن به میزان بالایی کمتر می‌باشد) می‌توان از آن صرف نظر کرد و تغییر شاخص قیمت فیلتر را تنها وابسته به اندازه المان‌های خازن و سلف و نسبت تغییرات آنها در نظر گرفت (این فرض تنها با در نظر گرفتن وابستگی شاخص قیمت به تفاوت اندازه‌ی قیمت‌ها به ازای مقادیر مختلف پارامترهای فیلتر قابل استناد می‌باشد) [۴۳].

با توجه به ارتباط قیمت فیلتر به رنج توانی سلف و خازن آن، می‌توان معادله تغییرات قیمت فیلتر براساس تغییر المان‌های آن را با توجه به دو برابر بودن قیمت سلف در مقایسه با خازن در یک رنج توانی، به شکل زیر نوشت [۶]:

$$\text{cost function} = 2LI^2 + CV^2 \quad (۱۰-۳)$$

$$\begin{aligned}
 V &= \frac{(R_m + X_m) * X_c}{(R_m + X_m) + (R + X_c)} * I & (11-3) \\
 &= \frac{(1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) * \left(\frac{1}{j\omega C}\right)}{(1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) + \left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)} \\
 &= \frac{127.01 * (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) * \left(2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}\right)}{j\omega L * (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) * \left(2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}\right) + (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) + \left(2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}\right)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{V_s}{X_l + \frac{(R_m + jX_m) + [R + jX_c]}{(R_m + jX_m) * [R + jX_c]}} & (12-3) \\
 &= \frac{127.01 * (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) * \left[2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}\right]}{j\omega L * (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) * \left(2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}\right) + (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) + \left[2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}\right]}
 \end{aligned}$$

### ۳-۱-۳ تابع اندازه

با توجه به اهمیت ابعاد فیلتر در مصارف درایو موتورها و قرار گیری بعضی از موتورها در فضاهایی با حجم کم، یکی از توابع بهینه‌سازی را ابعاد فیلتر می‌توان قرار داد تا در کوچکترین فضای ممکن بهترین عملکرد را داشته باشیم. باید توجه داشت که ابعاد المان‌های فیلتر با توجه به پروسه ساخت و مقادیر آن متفاوت خواهد بود و برای تعیین آن شاخص‌هایی همانند دمای محیط کار و مشخصات سیستم سردکننده و تلفات را نیز می‌باید در نظر گرفت. در نهایت با توجه به تمامی مطالب فوق انرژی ذخیره شده در عنصر را می‌توان به عنوان شاخصی مرتبط با اندازه آن در نظر گرفت و با توجه به غیر خطی بودن این مقادیر برای واقعی و قابل استناد بودن بیشتر تنها انرژی راکتیو ذخیره شده در عنصر را مد نظر قرار می‌دهیم. با توجه به بررسی‌ها به عمل آمده نسبت این مقادیر با ضرایب

۱,۱۱ برای سلف و ۰,۵۴ برای خازن در تابع اندازه قابل اعمال خواهد بود [۴۴][۴۵]:

$$\text{size function} = 1.11 * \left(\frac{1}{2}LI^2\right) + 0.54 * \left(\frac{1}{2}CV^2\right) \quad (۱۳-۳)$$

تغییرات مربوط به اندازه‌ی حجمی مقاومت مدار در رابطه با تغییرات رنج توانی آن به قدری کوچک است که به راحتی می‌توان از آن صرف نظر کرد و در معادلات آن را دخالت نداد. همانطور که می‌توان دید شاخص ابعاد نیز از جنس حجم نبوده (این شاخص از دیمانسیون توان می‌باشد) بلکه به شکلی مرتبط با آن انتخاب شده است و به دلیل تفاضلی بودن شیوه بهینه‌گی مشکلی ایجاد نمی‌کند.

### ۳-۱-۴ تابع تلفات فیلتر

در مدارات فیلتر پسیو، عمده تلفات که از جنس تلفات اهمی است، در صورت وجود مقاومت مدار مربوط به آن و در صورت عدم وجود آن مربوط به مقاومت درونی سلف خواهد بود. در زمان عدم وجود مقاومت دمپر در مدار برای کاهش تلفات اهمی تنها باید سعی در کاهش هر چه بیشتر اندازه سلف کرد که به نسبت آن، مقاوت درونی آن نیز کوچک خواهد شد و در صورت وجود مقاومت دمپر برای آن با توجه به رابطه مقاومت دمپر با مقادیر سلف و خازن خواهیم داشت (در این حالت نیز کاهش اندازه‌ی سلف موجب کاهش تلفات خواهد شد اما از اهمیت آن در مقابل تلفات ناشی از مقاومت دمپر می‌توان چشم پوشی کرد) [۴۲]:

$$\text{loss function} = RI_f^2 = 2 \sqrt{\frac{L}{C}} * I_f^2 \quad (۱۴-۳)$$

$$I_f = \frac{Z_m}{Z_m + Z_f} * I = \frac{(R_m + jX_m)}{[R_m + jX_m] + [R + jX_c]} * I \quad (15-3)$$

$$= \frac{[1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega]}{(1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) + [2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}]}$$

$$* \frac{127.01 * (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) * [2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}]}{j\omega L * (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) * \left(2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}\right) + (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) + [2 * \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{1}{j\omega C}]}$$

برخلاف توابع قبلی که همگی معرف شاخص خاصی بوده اما از جنس آن شاخص نبودند، این شاخص از جنس تلفات و برابر تلفات خود سیستم است (با صرف نظر از تلفات مربوط به مقاومت سلف) و با مشخص کردن ولتاژ و جریان مدار، مقادیر تلفات را محاسبه می‌کند.

### ۳-۱-۵ تابع تلفات موتور در اثر هارمونیک‌ها

با توجه به وجود مقاومت موتور و اثر تلفات هارمونیک‌ها بر روی، یکی از شاخص‌های مفید برای کاهش میزان هارمونیک کاهش این تلفات می‌باشد. این شاخص ارتباط نزدیکی با شاخص *THD* داشته به شکلی که هر دو سعی در کاهش هارمونیک‌های سیستم دارند. با توجه به وجود جریان هارمونیکی در سمت موتور، برای اندازه‌گیری تلفات سمت موتور کافیست جریان ورودی به موتور را محاسبه کرده و در مجذور مقاومت آن ضرب کنیم. می‌توان دید که عمده تلفات ناشی از هارمونیک‌ها متعلق به مقاومت موتور می‌باشد در حالی که این جریان هارمونیکی تلفاتی را بر روی سلف و هسته موتور نیز ایجاد می‌کند اما به دلیل کوچک بودن در مقایسه با تلفات اهمی از آنها



چشم‌پوشی می‌کنیم. اهمیت این شاخص نه به علت شناسایی میزان هارمونیک‌ها بلکه به خاطر مشخص نمودن میزان تاثیرات مخرب ناشی از آنها به شکل گرم شدن هسته و آسیب به ایزولاسیون و استرس‌های مکانیکی ناشی از آنها می‌باشد.

$$\text{motor loss function} = R_m I_h^2 = 2 \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} * I_h^2 \quad (16-3)$$

$$I_m = \frac{Z_f}{Z_m + Z_f} * I_h = \frac{(R + jX_c)}{[R_m + jX_m] + [R + jX_c]} * I_h \quad (17-3)$$

$$= \frac{\left(2 * \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{1}{j\omega C}}\right)}{(1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) + [2 * \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{1}{j\omega C}}]}$$

$$* \frac{V_h * (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) * [2 * \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{1}{j\omega C}}]}{j\omega L * (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) * \left(2 * \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{1}{j\omega C}}\right) + (1.8 + 17 * 10^{-3} * j\omega) + [2 * \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{1}{j\omega C}}]}$$

### ۲-۳ فرآیند بهینه‌یابی

با توجه به توابع بهینه‌گی بالا، الگوریتم ژنتیک به هریک از مقادیر بدست آمده برای ترکیبات دوتایی  $L$  و  $C$  مقداری به عنوان بهینه‌گی تخصیص داده و با توجه به آنها، سعی در حفظ مقادیر بهتر در طی فرآیند بهینه‌یابی می‌کند به این شکل که هرچه میزان بهینه‌گی یک ترکیب بیشتر باشد شانس بقای آن در طی نسل‌های آینده بیشتر شده و سیستم را به سوی بهبود پیش می‌برد.

در این الگوریتم برای یافتن مقادیر بهینه، جمعیت هر نسل را برابر بیست و پنج عضو قرار داده- ایم که هر عضو شامل چهار و هشت ژن بوده و دو مقدار  $L$  و  $C$  را در خود نگهداری می‌کنند. میزان جمعیت موجود در هر نسل برای انجام محاسبات عددی انتخابی می‌باشد به شکلی که با زیاد انتخاب

کردن آنها دقت و صحت اطلاعات موجود در فرآیند افزایش می‌یابد ولی به همان میزان نیز انجام محاسبات پیچیده‌تر شده و رسیدن به نتیجه قابل اطمینان وقت گیرتر می‌شود. انتخاب عدد مربوط به جمعیت هر نسل در این پروژه با توجه به تحقیقات مشابه انجام شده انتخاب گردیده است. همچنین تعیین تعداد ژن‌های لازم برای هر کروموزوم به این شکل می‌باشد که هر کروموزوم نمایانگر دو ویژگی شامل اندازه‌ی سلف و اندازه‌ی خازن می‌باشد و با توجه به این موضوع که نسبت اندازه‌ی<sup>۱۰</sup> در نظر گرفته شده برای این مقادیر در حد میکرون می‌باشد، دقت محاسبات می‌باید به شکلی تعیین گردد تا توانایی تولید اعداد با دقتی در حد صدم میکرون را داشته باشد و چون مبنای قرارگیری مقادیر در کروموزوم ها به شکل باینری است، حداقل تعداد ژن به کار رفته می‌باید ۲۴ عدد باشد تا بتوان این فرایند را به شکلی صحیح انجام داد ( $2^{-24} = 0.00000005$ ). وجود دو ویژگی در هر کروموزوم نیز این نیاز را دو برابر می‌کند که مجموع آن برابر ۴۸ می‌گردد. پس با انتخاب این عدد می‌توان به دقت مورد نیاز دست یافت. برای رسیدن به جوابی مناسب فرایند تولید نسل می‌باید به میزان خوبی تکرار شود تا بتوان ادعا کرد که به مقدار بهینه واقعی نزدیک شده‌ایم. مقدار بهینه نهایی در بی‌نهایت تکرار بدست می‌آید پس با بالا قرار دادن تعداد تکرارها سعی در نزدیکی به این مقدار می‌کنیم. با قرار دادن تعداد تکرار برابر ۲۰۰۰۰۰۰ سعی در نزدیکی به مقدار بهینه به میزان خوبی داریم که این کار را علاوه بر استفاده از تکرار بالا با به کارگیری چند ترفند نیز اجرایی می‌کنیم (تعداد تکرارها میزانی انتخابی است ولی با توجه به دیگر تحقیقات انجام شده در این زمینه اعدادی بالای ۱۰۰۰۰۰۰ تا ۵۰۰۰۰۰۰ معمولاً انتخاب می‌گردد).

---

<sup>۱۰</sup>Scale

### ۳-۳ ترفندهای اجرایی برای یافتن زودتر مقدار بهینه

در این الگوریتم برای سریع‌تر و واقعی‌تر شدن فرآیند بهینه‌سازی به تکرار، چند ترفند کوچک در ساختار برنامه اعمال شده تا نتایج بهتری با تکرار کمتری حاصل شود و با اصل بهینه‌سازی تداخلی نداشته باشد:

۱. احتمال زاد و ولد برای هر زوج کروموزوم برابر  $80\%$  در نظر گرفته شده است که در صورت عدم رخداد این حالت یکی از والدین به اختیار به جای فرزند قرار گرفته و در نسل بعد ظاهر می‌شود. این فرض به واقعی‌تر شدن فرآیند کمک کرده و امکان وجود عضوهایی از نسل‌های قبل در هر نسل را فراهم می‌آورد. با استفاده از این ترفند ویژگی‌هایی از نسل قبل که به دلیل جهش و یا زاد و ولد در معرض انقراض قرار می‌گیرند امکان ورود به نسل بعد و باقی ماندن در کروموزوم فرزندان را دارا می‌شوند و در هر نسل تعداد بیشتری کروموزوم ناهمسان برای جهش و یا قرارگیری در ساختار کروموزوم فرزندان توسط زاد و ولد مهیا می‌شود.

۲. احتمال رخداد جهش برابر  $20\%$  قرار داده شده است که این عدد در طبیعت میزانی بین  $10^{-10}$  تا  $10^{-20}$  درصد است و به شکل یک توافق همگانی در الگوریتم‌های ژنتیک می‌باشد و مقدار بالای آن به همگرایی زودتر به جواب بهینه کمک خواهد کرد اما درصد بیش از اندازه بالای آن باعث اغتشاش در پروسه بهینه‌سازی و صعودی نبودن فرآیند بهینه‌سازی در بعضی مراحل خود و حذف زود هنگام برخی از ویژگی‌ها از بین جمعیت نسل‌ها می‌گردد.

۳. کروموزم با پایین‌ترین میزان بهینه‌گی در هر نسل حذف می‌شود تا کمترین میزان تلفات در زاد و ولدها و انتقال ژن‌های نامناسب بدست آید و همچنین کروموزوم با بالاترین میزان بهینه‌گی در هر نسل شناسایی و به نسل بعد انتقال می‌یابد تا ژن‌هایی با ویژگی‌های مناسب آن در طول انتقال نسل‌ها در هیچ نسلی از بین نرفته و در همه نسلها حتما وجود داشته باشد که این خود به معنای بهبود تدریجی هر نسل نسبت به نسل قبل می‌باشد و در صورت رسیدن به بهترین جواب ممکن حتی در صورت ادامه زاد و ولد و ادامه تولید نسل، جهش‌های موجود باعث خرابی جواب بهینه نگردد.

۴. با تعریف ضریب وزنی برای هر یک از توابع بهینه‌گی این امکان فراهم آمده است تا با توجه به اهمیت هر کدام از شرایط بهینه‌گی، مقادیر بهینه در آن زمینه عملکرد بهتری از خود نشان دهند. بدین معنی که با بالا بودن ضریب بهینه‌گی مربوط به یک تابع بهینه‌گی، تغییرات در راستای آن تابع هر اندازه کوچک ولی منجر به تاثیرگذاری بالایی در تابع بهینه‌گی کل می‌شوند. باید توجه داشت این ضرایب با توجه به تجربه و براساس نیازهای مورد مطالعه تعیین می‌گردد و هر وزن‌دهی خاص، ما را به سمت جوابی خاص پیش برده که تنها بیانگر افزایش کیفیت چند ویژگی خاص، بیشتر از سایر ویژگی‌هاست.

### ۳-۴ نتیجه شبیه سازی الگوریتم پیشنهادی

با پیاده سازی الگوریتم توصیف شده در بالا و قرار دادن مقادیر یک سیستم نمونه به شکلی که

شامل یک موتور  $PMSM$ <sup>۱۱</sup> با توان ۲ کیلو ولت آمپر و مقاومت  $1.8 \Omega$  و اندوکتانس  $0.017 H$  در هر فاز بوده، مقادیر  $R$  و  $L$  و  $C$  بهینه به همراه فرکانس کاری مناسب آن تعیین می‌گردد که در زیر آمده است. باید توجه داشت با اختصاص دادن ضرایب متفاوت به توابع بهینه‌گی و تعیین ارزش‌های متفاوت برای هر یک از آنها، اعداد بدست آمده برای پارامترهای سیستم مختلف خواهد بود. برای نشان دادن میزان حساسیت پارامترهای فیلتر به هر یک از ضرایب توابع بهینه‌گی، در جدول زیر در دو خط اول انتخاب پارامترهای فیلتر به روش سنتی برای یک فرکانس تصادفی می‌باشد و پس از آن به ازای ضرایب مختلف توابع بهینه‌گی مقادیر پارامترهای فیلتر را مشخص کرده‌ایم تا نشان دهنده‌ی تغییرات هر پارامتر به ازای تغییر در اهمیت هر تابع بهینه‌گی در مسئله باشد. انجام این مقایسه به این شکل می‌باشد که در ابتدا تمامی توابع را برابر یک قرار داده و میزان پارامترها را بدست می‌آوریم. پس از آن در هر مرحله با تغییر ضریب یکی از توابع اندازه‌ی پارامترها را به ازای دو برابر شدن مقدار آن ضریب بدست می‌آوریم و با مرحله اول مقایسه می‌کنیم:

۱-۳ جدول: مقادیر پارامترهای فیلتر به ازای ضرایب مختلف توابع بهینه‌گی

k1	k2	k3	k4	k5	L (mH)	C (uF)	f (Hz)	THD Function	PRICE Function	SIZE Function	LOSS Function
-	-	-	-	-	3.0	25	850	%11.14	1.1183	1103.89	26.68
					1						
-	-	-	-	-	2.5	30.6	576	%13.18	1.0787	1050.74	25.67
1	1	1	1	2	4.2	12.74	685.87	%9.86	1.2579	1236.95	18.69
					3						
1	1	1	2	1	4.0	15.55	633.71	%9.09	1.2493	1227.49	13.81
					6						
1	1	2	1	1	3.4	20.29	606.06	%9.97	1.1479	1125.38	16.89

<sup>۱۱</sup>Permanent magnet synchronous motor

1											
1	2	1	1	1	3.4	20.29	606.06	%9.97	1.1479	1125.38	16.89
1											
2	1	1	1	1	3.9	18.75	588	%8.27	1.2505	1227.31	15.88

می‌توان دید در هر مرحله با تغییر ضرایب، مقادیر متفاوتی برای اندازه‌ی پارامترها بدست می‌آید و این پارامترهای متفاوت شرایط متفاوتی را برای سیستم فراهم می‌آورند به شکلی که با افزایش چند شاخص، دیگر شاخص‌ها با نرخ‌های متفاوتی افت می‌کنند و یا افزایش می‌یابند.

در کلیه برنامه‌های شبیه‌سازی برای بهینه‌سازی یک سیستم، جواب‌نهایی شونده مجموعه-ای از مقادیر بهینه می‌باشد که اپراتور سیستم با توجه به نیازهای موجود و بررسی عوامل مهم در کارایی سیستم نمونه خود، یک یا چند جواب را به تجربه انتخاب می‌کند. در این پروژه نیز با توجه به نیاز برای انتخاب یک جواب برای سیستم و نامحدود بودن جواب‌های بهینه و وجود بیش از دو تابع بهینه‌گی، برای انتخاب ضرایب توابع بهینه‌گی، نسبت این ضرایب به هم را مد نظر قرار داده و با ثابت فرض کردن ضریب مربوط به قیمت، دیگر ضرایب و نسبت آنها با قیمت را مشخص می‌کنیم. به زبان دیگر این عمل بدین معنا می‌باشد که ما برای کسب هر یک درجه بهبود در هر یک از شاخص‌ها، به چه میزان حاضر به صرف هزینه (شاخص قیمت) می‌باشیم و ارزش ریالی آن درجه بهبودی برای ما چقدر است. با این کار تمامی پارامترها یکبار به ریال تبدیل شده و دوباره پس از ارزش‌یابی به حالت اول باز می‌گردند. باید توجه داشت برای مسائلی که می‌توان در آنها یکسان‌سازی انجام داد و کلیه شاخص‌ها را به مبنای یک پارامتر مشخص تبدیل کرد (مثلاً تبدیل شاخص تلفات به پارامتر قیمت)، می‌باید این عمل انجام گرفته و آنگاه با توجه به اندازه‌ی آن پارامتر برای شاخص‌های مختلف ضرایب

توابع بهینه‌گی را مشخص نمود ولی در مسائلی از قبیل این مسئله که امکان یکسان سازی در آنها فراهم نمی‌باشد، انجام این عمل صرفاً براساس تجربه بوده و برای هر پروژه خاص می‌باید ضرایب توابع بهینه‌گی مجدداً به شکلی صحیح توسط اپراتور آن سیستم انتخاب شده و جاگذاری شوند و اعداد مربوط به شرایط مختلف قابل تعمیم به یکدیگر نمی‌باشند.

حال با توجه به مطالب بالا و اهمیت پارامتر  $THD$  و رابطه آن با شاخص قیمت، ضریب ۳ را برای آن انتخاب می‌کنیم به شکلی که  $\frac{K_1}{K_2} = 3$  و این بدین معناست که برای بهبود هر واحد  $THD$  ما حاضر به خرج کردن سه واحد از شاخص قیمت می‌باشیم و برای ضریب تلفات عدد ۲ را انتخاب می‌کنیم و این به معنی صرف کردن ۲ واحد قیمت برای بهبود یک واحد از تلفات است ( $\frac{K_4}{K_2} = 2$ ). با توجه به اهمیت کمتر ابعاد فیلتر نسبت به قیمت آن این نسبت برابر  $\frac{K_3}{K_2} = 1/2$  خواهد بود. حال با ۱ در نظر گرفتن ضریب  $K_3$  برای دیگر ضرایب به ترتیب مقادیر  $K_1 = 6$  و  $K_2 = 2$  و  $K_4 = 4$  و  $K_5 = 1$  را خواهیم داشت. با قرار دادن این ضرایب در مسئله و انجاه فرآیند بهینه‌گی مقادیر زیر به عنوان مقادیر بهینه بدست می‌آیند:

۲-۳ جدول: مقادیر بهینه فیلتر

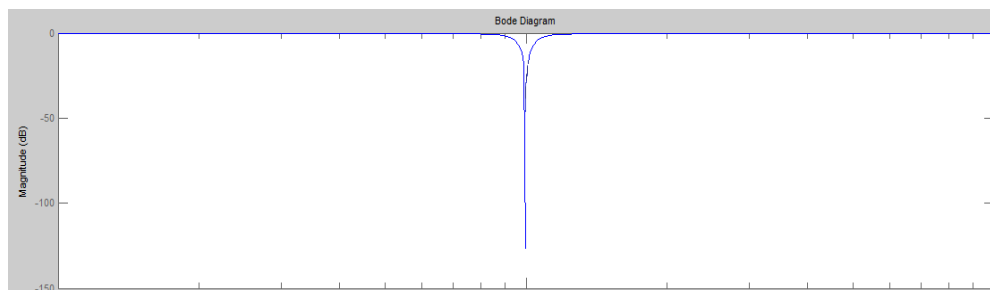
k1	k2	k3	k4	k5	L	C	f	THD	PRICE	SIZE	LOSS
					(mH)	(uF)	(Hz)	Function	Function	Function	Function
6	2	1	4	1	3.55	27.73	503.52	%8.37	1.2073	1220.86	16.05

لازم به ذکر است که این مقادیر به عنوان مقادیر بهینه قطعی سیستم نمی‌باشند بلکه با توجه به شرایط انتخابی و قیدهای موجود در مسئله مورد نظر، این جواب‌ها بهینه به حساب می‌آیند. از این مقادیر در بخش‌های آینده به عنوان مقادیر پیش فرض جهت فیلتر پایین‌گذر استفاده خواهد شد و نتایج حاصل

از عملکرد ساختار جدید را با این مقادیر مقایسه خواهیم کرد تا وجود بهبود نسبت به حالت بهینه مشاهده شود.

### ۵-۳ طراحی یک فیلتر جدید

یکی از ایده‌های این پروژه برای کاهش هرچه بیشتر هارمونیک‌ها و دستیابی به یک ساختار تیز<sup>۱۲</sup>، استفاده از دو فیلتر در کنار هم برای فیلترینگ است که با جایگزینی یک فیلتر میان‌گذر در فرکانسی مابین فرکانس اصلی و فرکانس کلیدزنی و به میزان اندکی بعد از فرکانس قطع فیلتر پایین‌گذر، شکل می‌گیرد و باتوجه به ساختار فیلتر میان‌گذر و قرار دادن آن در مسیر فیلتر پایین‌گذر می‌توان فیلتر تیزتری ایجاد کرد.

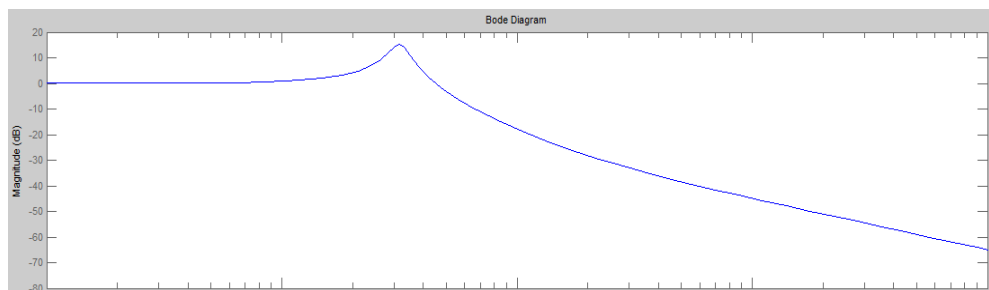


شکل ۱-۳: مشخصه اندازه بر حسب فرکانس یک فیلتر میان‌گذر

---

<sup>۱۲</sup> Sharp





شکل ۳-۲: مشخصه اندازه بر حسب فرکانس یک فیلتر پایین‌گذر

می‌توان دید تنها با قرار دادن فیلتر پایین‌گذر در مدار، فرکانس اصلی ولتاژ به همراه هارمونیک‌های مرتبه پایین (کمتر از فرکانس قطع) در خروجی ظاهر می‌شوند، و با قرار دادن فیلتر میان‌گذر در محل قرارگیری این هارمونیک‌های فرکانس پایین، از عبور آنها به سمت خروجی نیز می‌توان جلوگیری کرد و خروجی صاف‌تر به همراه کمترین هارمونیک‌های ممکن در کنار فرکانس اصلی داشت.

با توجه به ساختار یک فیلتر پایین‌گذر و اینکه باند قطع<sup>۱۳</sup> یک فیلتر از جایی شروع می‌شود که حداقل اندازه میزان تضعیف<sup>۱۴</sup> تامین شود، می‌توان دید که فاصله‌ای مابین فرکانس قطع<sup>۱۵</sup> طراحی شده (نقطه‌ای که اندازه تابع انتقال فیلتر از  $-3\text{db}$  متوسط اندازه‌ی فیلتر به همراه نوسانات<sup>۱۶</sup> آن در باند عبور کمتر می‌گردد) و فرکانس شروع باند قطع قرار دارد که به باند گذر<sup>۱۷</sup> معروف است.

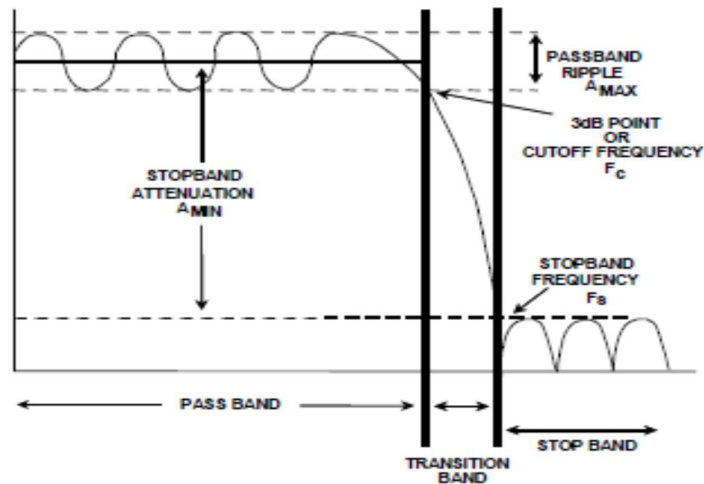
<sup>۱۳</sup>Stop band

<sup>۱۴</sup>Attenuation

<sup>۱۵</sup>Stop frequency

<sup>۱۶</sup>ripple

<sup>۱۷</sup>Transition band



شکل ۳-۳: پارامترهای نمودار مشخصه فیلتر پایین‌گذر [۶]

همچنین با توجه به وجود استراتژی‌های مختلف کلیدزنی در اینورترها و یا استفاده از تکنیک زمان مرده<sup>۱۸</sup> در آنها و همچنین ایجاد پدیده تشدید در فرکانس‌های اطراف فرکانس قطع فیلتر پایین‌گذر، همیشه میزانی از هارمونیک‌های فرکانس پایین در سیستم موجود است که برای فیلترینگ آنها می‌باید فرکانس قطع فیلتر پایین‌گذر به میزان زیادی پایین قرار داشته باشد (نزدیک به فرکانس کاری) و این فرکانس قطع پایین موجب محدود شدن پهنای باند سیستم و اثر گذاری مشخصه تضعیف فیلتر بر روی فرکانس اصلی و نیاز به فیلتری با اندازه پارامترهای بالا و قیمت زیاد می‌شود. یکی دیگر از راهکارهای حذف و یا حداقل کردن باندهای فرکانس استفاده از فیلتر با ضریب کیفیت بالاتر است که با توجه به رابطه  $Q = \frac{1}{\omega RC}$  در ازای یک مقدار خازن و فرکانس ثابت، برای بالا بردن ضریب کیفیت می‌باید اندازه‌ی مقاومت دمپر را کم کرد که این خود منجر به تحریک بیشتر فرکانس‌های اطراف فرکانس قطع بر اثر پدیده‌ی تشدید و افزایش اندازه‌ی آنها خواهد شد.

<sup>۱۸</sup>Dead time

در سیستم‌های فیلترینگ عادی با توجه به پایین بودن نسبت اندازه‌ی هارمونیک‌های فرکانس پایین در مقابل هارمونیک‌های نزدیک فرکانس کلیدزنی (هارمونیک‌هایی با فرکانس بالا و اندازه‌ی معمولاً زیاد)، از آنها چشم‌پوشی شده و برای حذف آنها عملی انجام نمی‌شود اما این به معنای مخرب نبودن آنها و قابل صرف نظر بودن آنها نمی‌باشد بلکه با توجه به مقاصد مصرف و هزینه در نظر گرفته شده برای اجرای سیستم فیلترینگ، صرفه در آن قرار می‌گیرد که از این هارمونیک‌های فرکانس پایین چشم‌پوشی شود. در بعضی مصارف خاص مربوط به فناوری‌های پیشرفته و ابزار دقیق که کیفیت سیگنال ارسالی از اهمیت خاصی برخوردار است همانند فرودگاه‌ها و مصارف بیمارستانی و نظامی، این مطلب به شکلی دیگر مطرح می‌شود به صورتی که تلفات و هزینه در اهمیت پایین‌تری نسبت به کیفیت سیگنال ارسالی و دقت در ولتاژ سیستم قرار می‌گیرند و اینجاست که موضوعیت برای فیلترینگ هارمونیک‌های فرکانس پایین مطرح می‌گردد.

با توجه به توضیحات بالا، با سری کردن یک فیلتر میان‌گذر<sup>۱۹</sup> با یک فیلتر پایین‌گذر به شکلی که فرکانس قطع فیلتر میان‌گذر در فاصله باند گذر فیلتر پایین‌گذر قرار بگیرد می‌توان فیلتری تیزتر با هارمونیک کمتر و *THD* پایین‌تر بدست آورد.

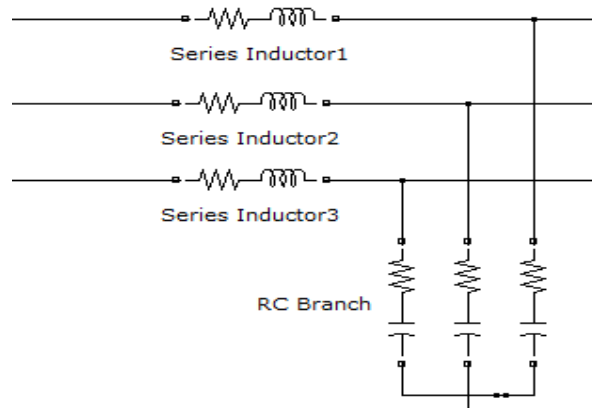
در طراحی فیلتر میان‌گذر باید توجه داشت که با هدف قرار دادن یک فرکانس به عنوان فرکانس قطع می‌توان مقادیر خازن و سلف را مشخص نمود ولی ملاحظاتی را نیز باید در نظر داشت به این شکل که در صورت انتخاب اندازه‌ی سلف به میزان بالا، فرکانس قطع شارپ‌تر می‌شود ولی اندازه‌ی امپدانس فیلتر برای فرکانس‌های مجاور افزایش می‌یابد و خاصیت فیلترینگ کاهش می‌یابد و

---

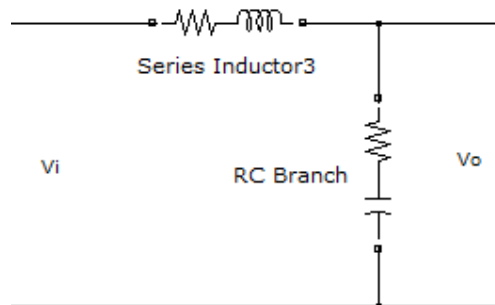
<sup>۱۹</sup>*Notch filter*

همچنین کاهش بیش از حد اندازه‌ی سلف موجب کاهش امپدانس فیلتر در رنج وسیعی از فرکانس‌ها شده و در مدار نقش یک اتصال کوتاه را ایفا می‌کند.

مدار مربوط به فیلتر پایین‌گذر به کار رفته در این سیستم به شکل زیر خواهد بود. باید توجه داشت وجود مقاومت داخلی و المان‌های پارازیتی عناصر فیلتر بر روی عملکرد آنها تاثیرگذار خواهد بود به همین دلیل برای واقعی‌تر شدن شرایط شبیه‌سازی مقادیر مقاومت داخلی عناصر در مدار برابر با اندازه واقعی آنها براساس المان‌های موجود در بازار انتخاب شده است (کلیه مقادیر المان‌ها براساس المان‌های موجود برای فروش در سایت *VISHA* اندازه‌گذاری شده‌اند).



شکل ۴-۳: مدار مربوط به فیلتر پایین‌گذر در سیستم



شکل ۵-۳: مدار معادل تک خطی فیلتر پایین‌گذر

با توجه به مقادیر بدست آمده برای پارامترهای فیلتر پایین‌گذر در بخش قبل، معادله مشخصه

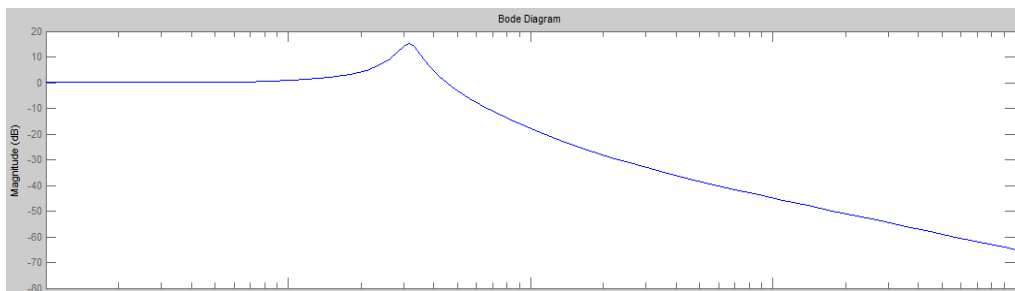
این فیلتر با توجه به مدار معادل تک خطی آن که نشان دهنده نسبت ولتاژ ورودی به ولتاژ خروجی

در مدار است عبارت است از:

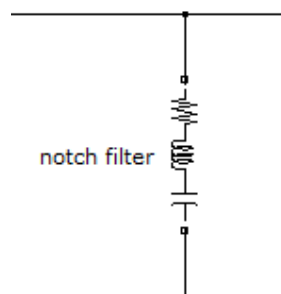
$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{R + \frac{1}{CS}}{LS + R + \frac{1}{CS}} = \frac{RS + \frac{1}{C}}{LS^2 + RS + \frac{1}{C}} = \frac{2S + \frac{1}{27.7 \cdot 10^{-6}}}{3.55 \cdot 10^{-3} \cdot S^2 + 2S + \frac{1}{27.7 \cdot 10^{-6}}} \quad (18-3) \\ &= \frac{2S + 36063}{0.00355S^2 + 2S + 36063} \end{aligned}$$

حال می‌توان نمودار مشخصه این فیلتر را به شکل زیر رسم کرد. همچنین نمودار مشخصه

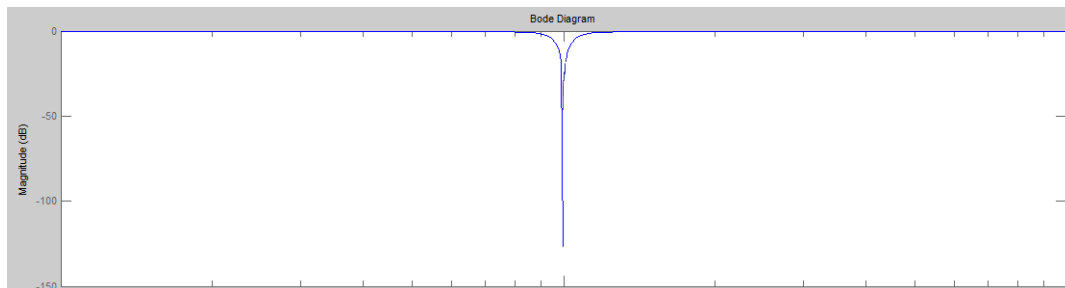
مربوط به فیلتر میان‌نگذر نیز به شکل زیر خواهد بود:



شکل ۶-۳: نمودار مشخصه فیلتر پایین‌گذر



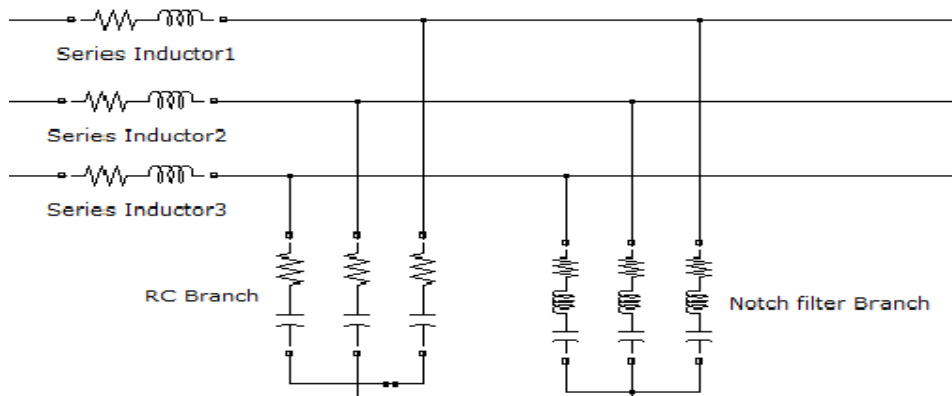
شکل ۷-۳: مدار معادل فیلتر میان‌نگذر



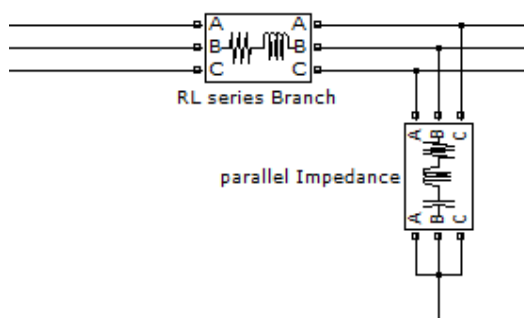
شکل ۸-۳: نمودار مشخصه فیلتر میان‌گذر

با توجه به ساختار فیلتر جدید مورد نظر مدار مربوط به فیلتر میان‌گذر کار گذاشته شده در

کنار فیلتر پایین‌گذر به شکل زیر خواهد بود:



شکل ۹-۳: مدار مربوط به فیلتر جدید در سیستم



شکل ۱۰-۳: مدار معادل مربوط به فیلتر جدید در سیستم

که می توان آنرا با مدار معادلی به شکل بالا نمایش داد.

معادلات مربوط به امپدانس معادل دو فیلتر موجود در کنار هم را می توان به شکلی واحد به

صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned}
 Z_{eq} &= \left( R + \frac{1}{CS} \right) \parallel \left( L_1 S + R_1 + \frac{1}{C_1 S} \right) = \frac{\left( R + \frac{1}{CS} \right) * \left( L_1 S + R_1 + \frac{1}{C_1 S} \right)}{\left( L_1 S + R_1 + \frac{1}{C_1 S} + R + \frac{1}{CS} \right)} \quad (19-3) \\
 &= \frac{RL_1 S^3 + \left( RR_1 + \frac{L_1}{C} \right) S^2 + \left( \frac{R_1}{C} + \frac{R}{C_1} \right) S + \frac{1}{C_1 C}}{L_1 S^3 + (R + R_1) S^2 + \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} \right) S} \\
 &= \frac{4S^3 + 76S^2 + 112124S + 721240534}{0.002S^3 + 4S^2 + 56063S}
 \end{aligned}$$

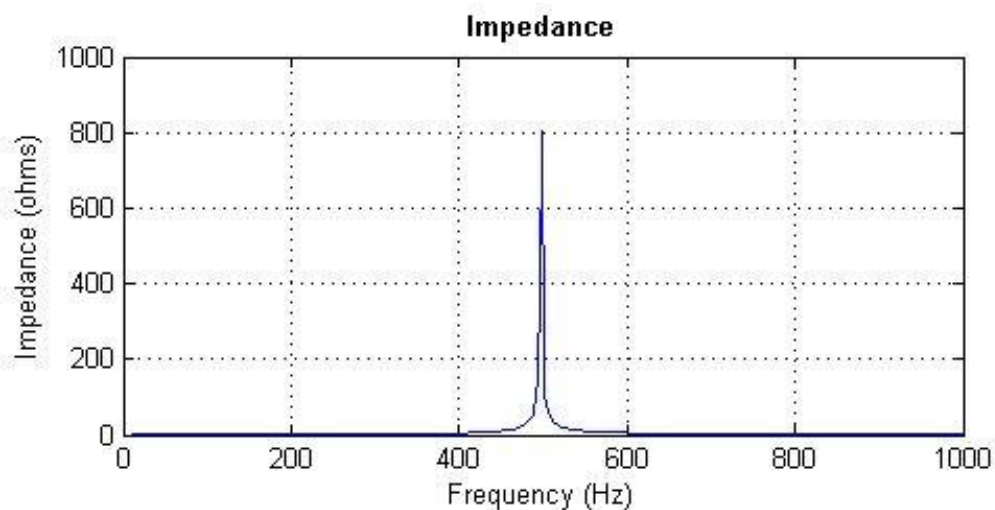
و نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی در مدار جدید بدست آمده به شکل زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned}
 \frac{V_o}{V_i} &= \frac{Z_{eq}}{LS + Z_{eq}} = \frac{\frac{RL_1 S^3 + \left( RR_1 + \frac{L_1}{C} \right) S^2 + \left( \frac{R_1}{C} + \frac{R}{C_1} \right) S + \frac{1}{C_1 C}}{L_1 S^3 + (R + R_1) S^2 + \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} \right) S}}{LS + \frac{RL_1 S^3 + \left( RR_1 + \frac{L_1}{C} \right) S^2 + \left( \frac{R_1}{C} + \frac{R}{C_1} \right) S + \frac{1}{C_1 C}}{L_1 S^3 + (R + R_1) S^2 + \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} \right) S}} \quad (20-3) \\
 &= \frac{\frac{RL_1 S^3 + \left( RR_1 + \frac{L_1}{C} \right) S^2 + \left( \frac{R_1}{C} + \frac{R}{C_1} \right) S + \frac{1}{C_1 C}}{L_1 S^3 + (R + R_1) S^2 + \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} \right) S}}{\frac{LL_1 S^4 + (RL + R_1 L + RL_1) S^3 + \left( RR_1 + \frac{L_1}{C} + \frac{L}{C} + \frac{L}{C_1} \right) S^2 + \left( \frac{R_1}{C} + \frac{R}{C_1} \right) S + \frac{1}{C_1 C}}{L_1 S^3 + (R + R_1) S^2 + \left( \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} \right) S}} \\
 &= \frac{RL_1 S^3 + \left( RR_1 + \frac{L_1}{C} \right) S^2 + \left( \frac{R_1}{C} + \frac{R}{C_1} \right) S + \frac{1}{C_1 C}}{LL_1 S^4 + (RL + R_1 L + RL_1) S^3 + \left( RR_1 + \frac{L_1}{C} + \frac{L}{C} + \frac{L}{C_1} \right) S^2 + \left( \frac{R_1}{C} + \frac{R}{C_1} \right) S + \frac{1}{C_1 C}} \\
 &= \frac{4S^3 + 76S^2 + 112124S + 721240534}{0.0000071S^4 + 0.0182S^3 + 273S^2 + 112124S + 721240534}
 \end{aligned}$$

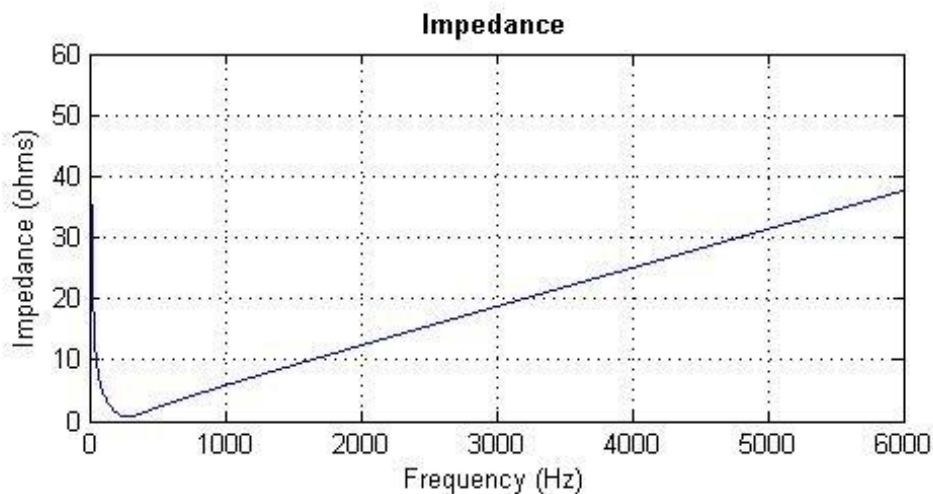
مشخصه امپدانس مربوط به فیلتر پایین گذر و فیلتر میان نگذر بر حسب فرکانس به شکل زیر

می باشد که نشان دهنده میزان مقاومت هر یک از بخش های فیلتر در مقابل فرکانس های کاری مختلف

می باشد:



شکل ۱۱-۳: مشخصه امپدانسی مربوط به فیلتر میان‌گذر سیستم



شکل ۱۲-۳: مشخصه امپدانسی مربوط به فیلتر پایین‌گذر سیستم

همانطور که انتظار می‌رود با توجه به دو نمودار بالا می‌توان دید امپدانس مربوط به بخش

پایین‌گذر فیلتر جدید در مقابل فرکانس‌های پایین کم و با افزایش فرکانس به شکل محسوسی افزایش

می‌یابد و امپدانس مربوط به بخش میان‌گذر فیلتر جدید در مقابل کلیه فرکانسها بجز بازه فرکانسی

مورد نظر کم و در مقابل فرکانس‌های هدف به شکل قابل ملاحظه‌ای زیاد می‌باشد.



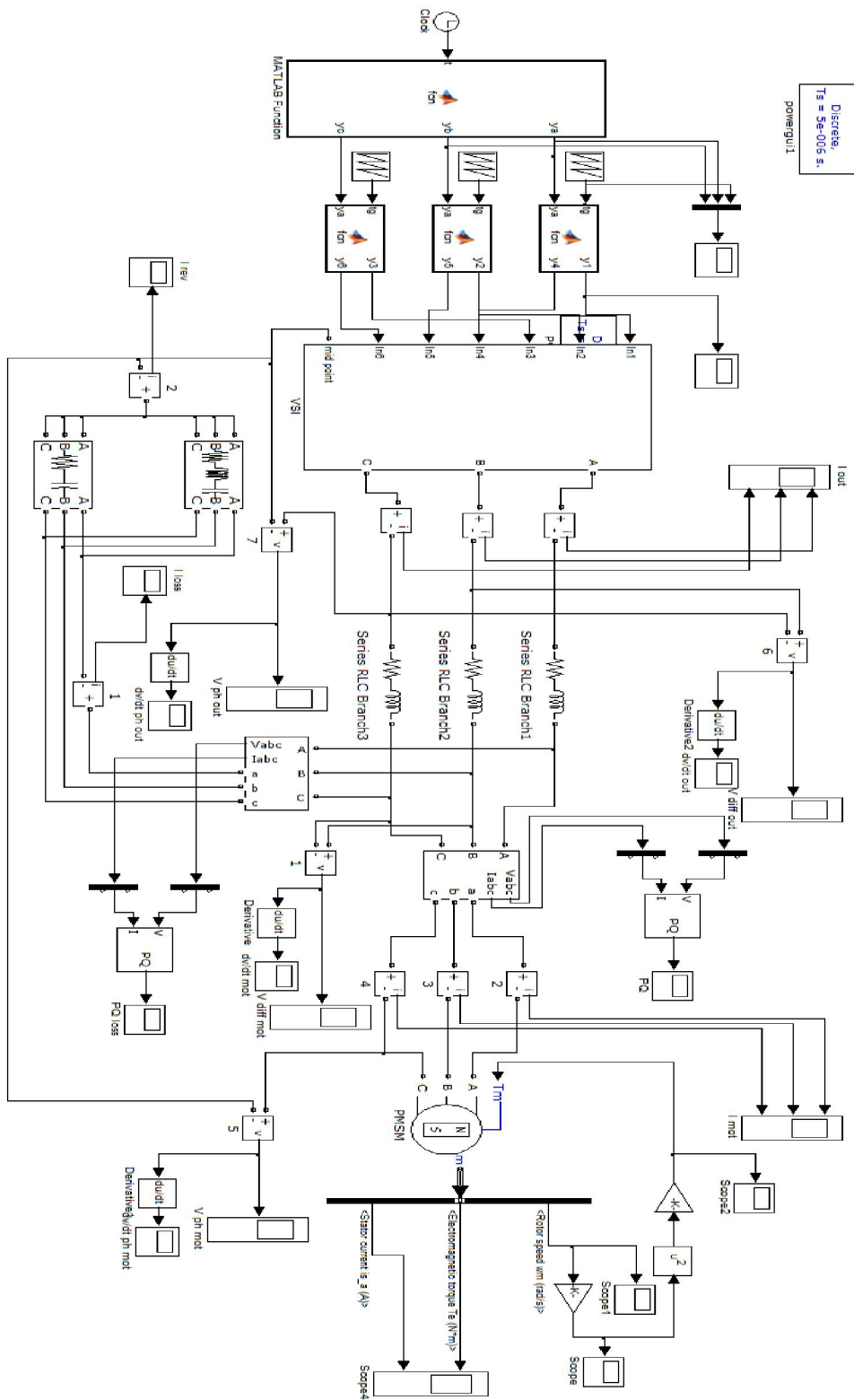
برای بررسی صحت ایده‌های بالا، سیستم توصیف شده را در نرم افزار متلب سیمولینک شبیه سازی کرده و نتایج را مشاهده می‌کنیم. برای شبیه سازی سیستم مورد نظر می‌توان از روش‌های مختلفی برای سوئیچ‌زنی در اینورتر سیستم استفاده کرد که از جمله آنها روش‌های *Random PWM* و *Fix switching PWM* است که روش *Fix switching PWM* به دو صورت *SVPWM* و موج دندان اره‌ای قابل اجرا می‌باشد. سیستم زیر به هر سه صورت فوق اجرا و پس از بررسی روش موج دندان اره‌ای انتخاب گردید زیرا در روش *Random PWM* اندازه‌ی هارمونیک‌ها به شدت کاهش یافته ولی به دلیل افزایش تعداد آنها فیلترینگ و کیفیت ولتاژ تحت تاثیر قرار می‌گیرد. همچنین به دلیل وجود هارمونیک‌هایی با اندازه‌ی کوچک در نزدیکی فرکانس قطع فیلتر پدیده‌ی تشدید به شکلی موثرتر نمایان شده و افزایش اندازه‌ی اغتشاشات هارمونیک‌ی مجاور چشمگیر خواهد بود. در استفاده از روش *SVPWM* نیز چون جمع جبری جریان‌های ورودی و خروجی به سیستم در هر لحظه صفر نیست هارمونیک‌هایی غیر قابل انتظار در مدار در صورت قرار گرفتن فیلتر ظاهر می‌شوند. در نهایت اینورتر مورد نظر با استفاده از موج دندان اره‌ای راه اندازی و مورد آزمایش قرار گرفت.

### ۳-۵-۱ نتایج شبیه سازی

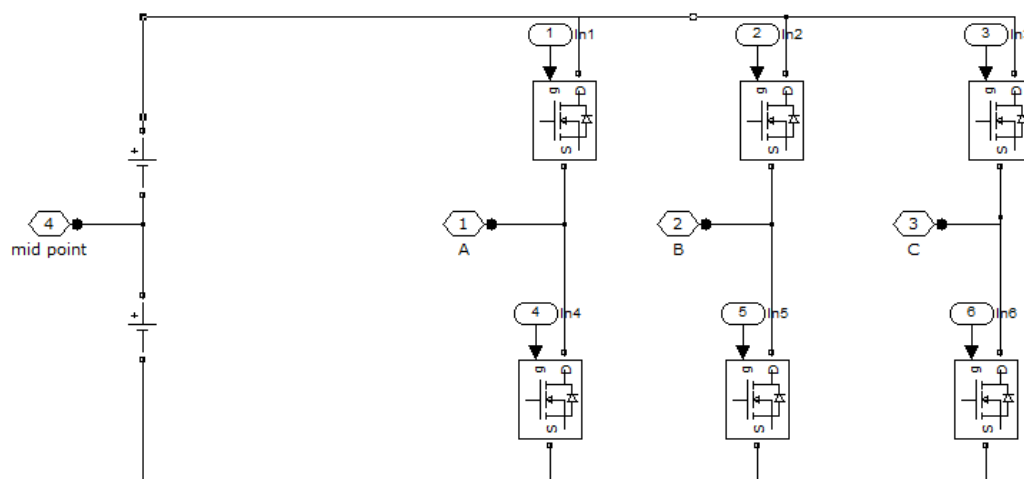
با شبیه سازی سیستم مورد نظر توسط نرم افزار متلب سیمولینک و استفاده از سیستم نمونه‌ای شامل اینورتر و موتور *PMSM* به کار رفته در فرآیند بهینه‌سازی، در مدار زیر تغییراتی که در پایین ذکر شده است نسبت به حالت تک فیلتره حاصل می‌گردد.

جدول ۳-۳: پارامترهای سیستم شبیه سازی شده به همراه فیلتر

پارامترهای فیلتر میان نگذر	پارامترهای بهینه فیلتر پسیو	توان	ولتاژ خط	موتور			
$F_1$	$C_1$	$L_1$	$F$	$C$	$L$	$V$	$PMSM$
۵۰۸,۲۱	۵۰	۲	۵۰۳,۵۲	۲۷,۷۳	۳,۵۵	۴۰۰	
Hz	uF	mH	Hz	uF	mH		

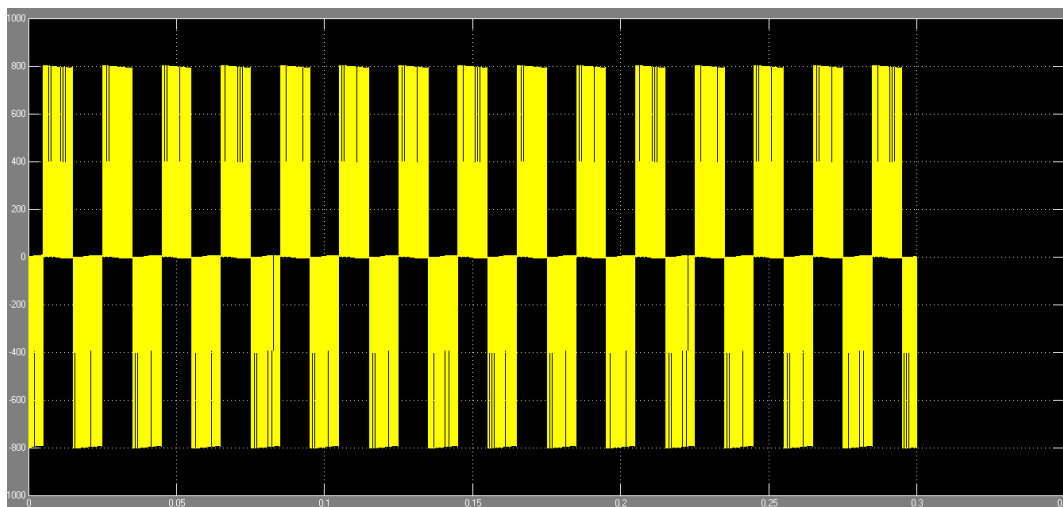


شکل ۳-۱۳: شماتیک مدارات شبیه سازی شده توسط نرم افزار متلب

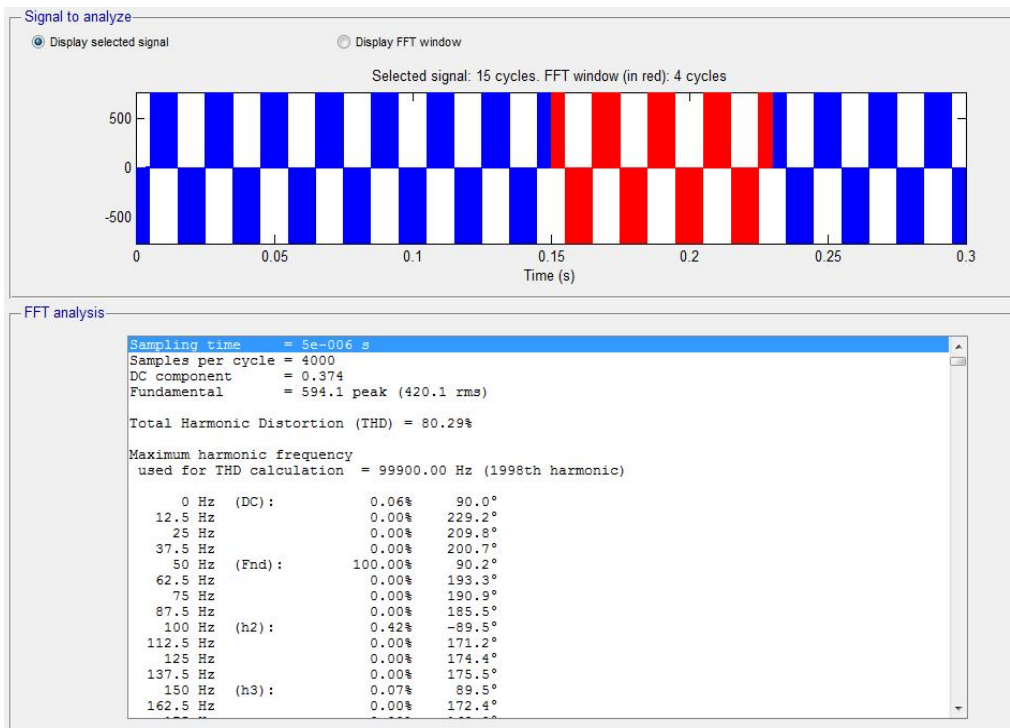


شکل ۳-۱۴: ساختار اینورتر به کار گرفته شده در شبیه سازی

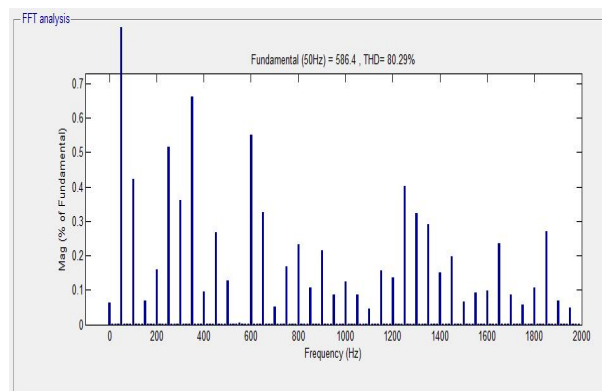
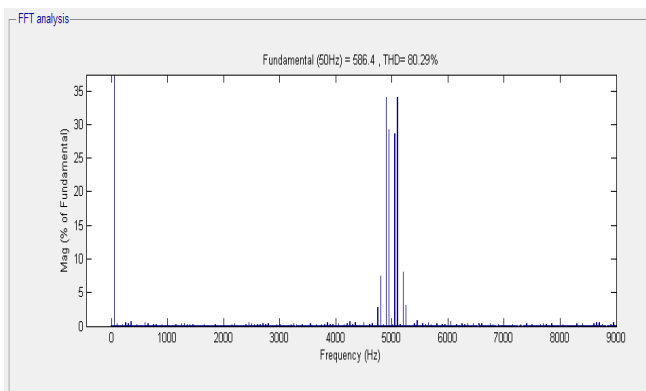
شکل موج ولتاژ و سطح هارمونیک‌های موجود در آن بهبود یافته و سیستم دارای  $THD$  پایین-تری نسبت به حالت قبل می‌باشد که شکل موج و نمودار هارمونیک‌ها گویای این مطلب می‌باشند. شکل زیر مربوط به شکل موج ولتاژ اعمالی از سمت اینورتر  $PWM$  به موتور و هارمونیک‌های موجود در آن است که شامل هارمونیک‌های فرکانس بالا و هارمونیک‌های فرکانس پایین می‌باشد:



شکل ۳-۱۵: شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور بدون فیلتر



شکل ۱۶-۳: شکل موج و مشخصات ولتاژ اعمالی به موتور بدون فیلتر

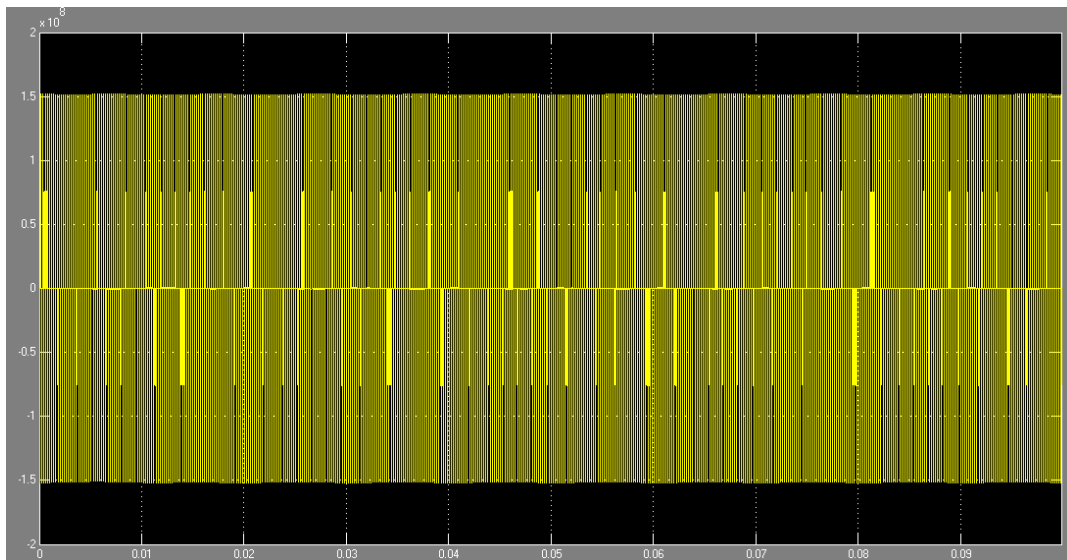


شکل ۱۷-۳: نمودار *FFT* مربوط به شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور بدون فیلتر

همانطور که ذکر شد یکی از مشکلات موجود در رابطه با اینورترهای مدارهای درایو، سرعت

بالای کلیدزنی آنها و تغییرات سریع ولتاژ می باشد. نمودار  $dv/dt$  مربوط به ولتاژ اعمالی به موتور در

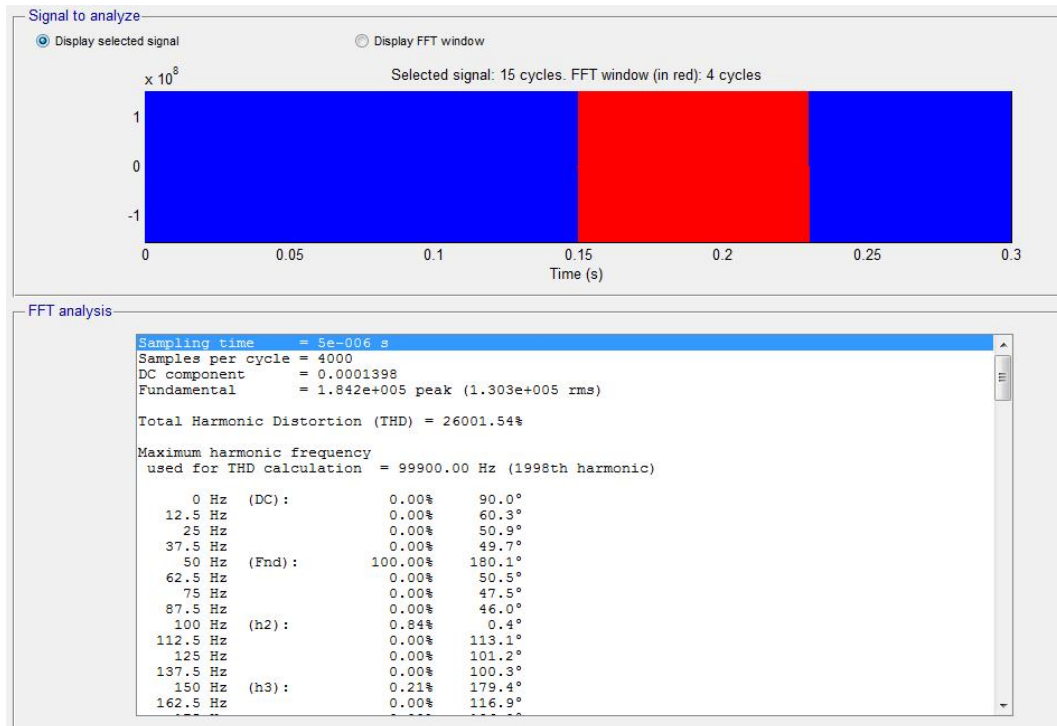
حالت بدون فیلتر به شکل زیر است:



شکل ۱۸-۳: نمودار تغییرات ولتاژ اعمالی به موتور در زمان برای مدار درایو بدون فیلتر

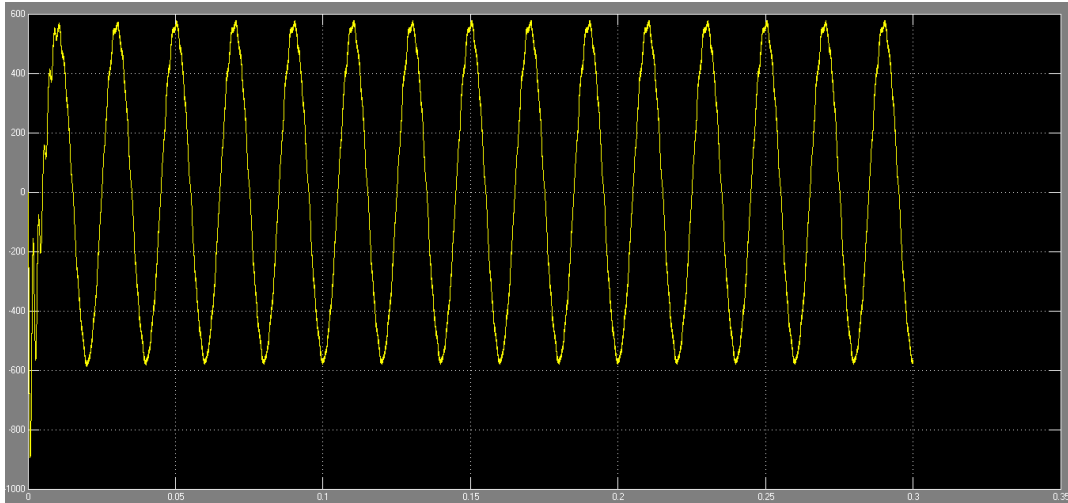
همانطور که مشاهده می‌شود سرعت تغییرات بالا در زمان کم، استرس‌های ولتاژی بالایی را به

موتور تحمیل کرده سبب آسیب به ایزولاسیون موتور می‌گردد.

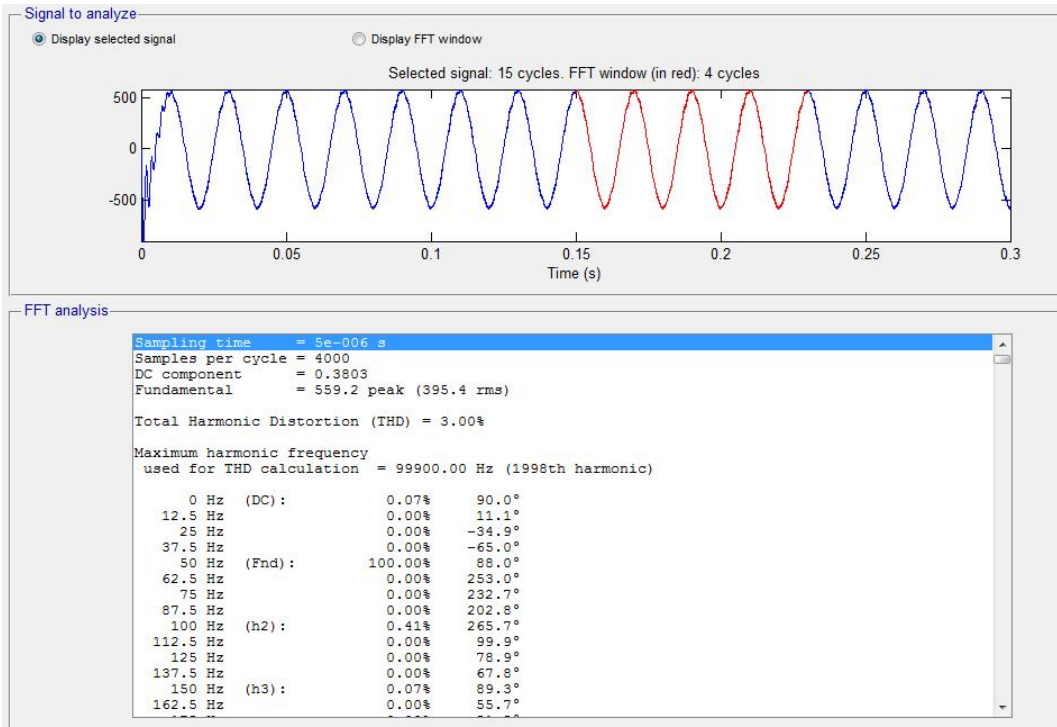


شکل ۱۹-۳: نمودار تغییرات ولتاژ اعمالی به موتور در زمان برای مدار درایو بدون فیلتر

شکل زیر مربوط به شکل موج ولتاژ موتور در صورت قرار گرفتن یک فیلتر  $RLC$  در مسیر آن می‌باشد که با کاهش هارمونیک‌های فرکانس بالا، سطح  $THD$  سیستم را به شکل چشم گیری کاهش داده و سیگنالی با اعوجاجات کمتر تحویل می‌دهد. می‌توان کاهش چشم گیری در اندازه‌ی هارمونیک‌های فرکانس بالا را مشاهده کرد اما هارمونیک‌های فرکانس پایین به علت قرارگیری در محدوده‌ی تشدید فیلتر اندکی اندازه‌شان افزایش می‌یابد:

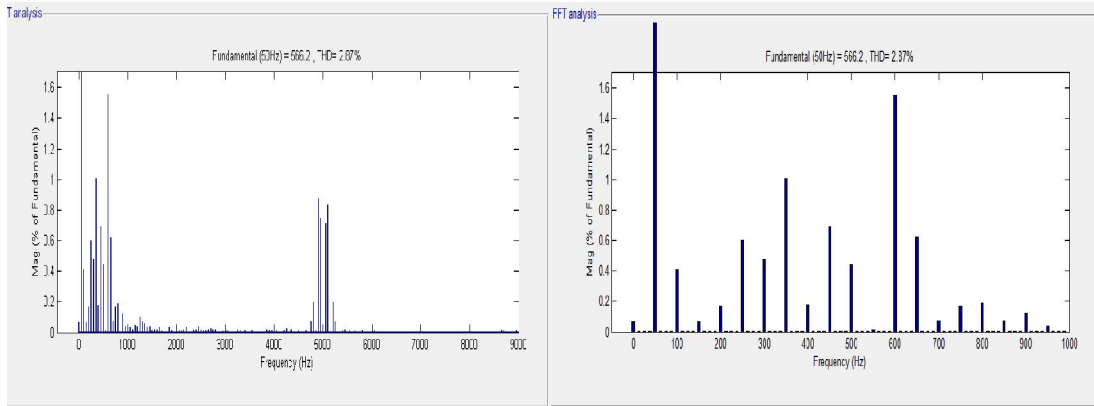


شکل ۳-۲۰: شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر *RLC*



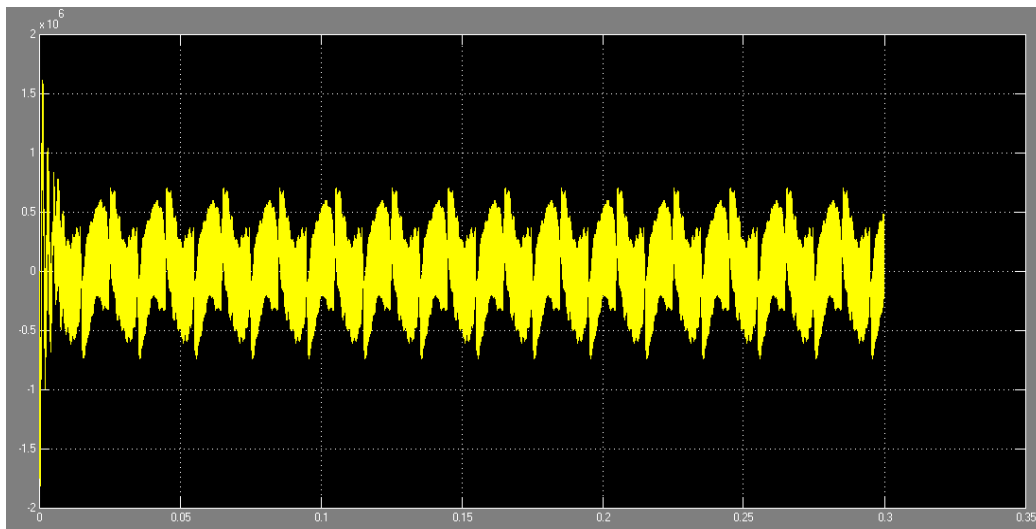
شکل ۳-۲۱: شکل موج و مشخصات ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر *RLC*





شکل ۲۲-۳: نمودار *FFT* مربوط به شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر *RLC*

نمودار تغییرات ولتاژ پس از قرار دادن فیلتر *RLC* نیز به شکل زیر خواهد بود:

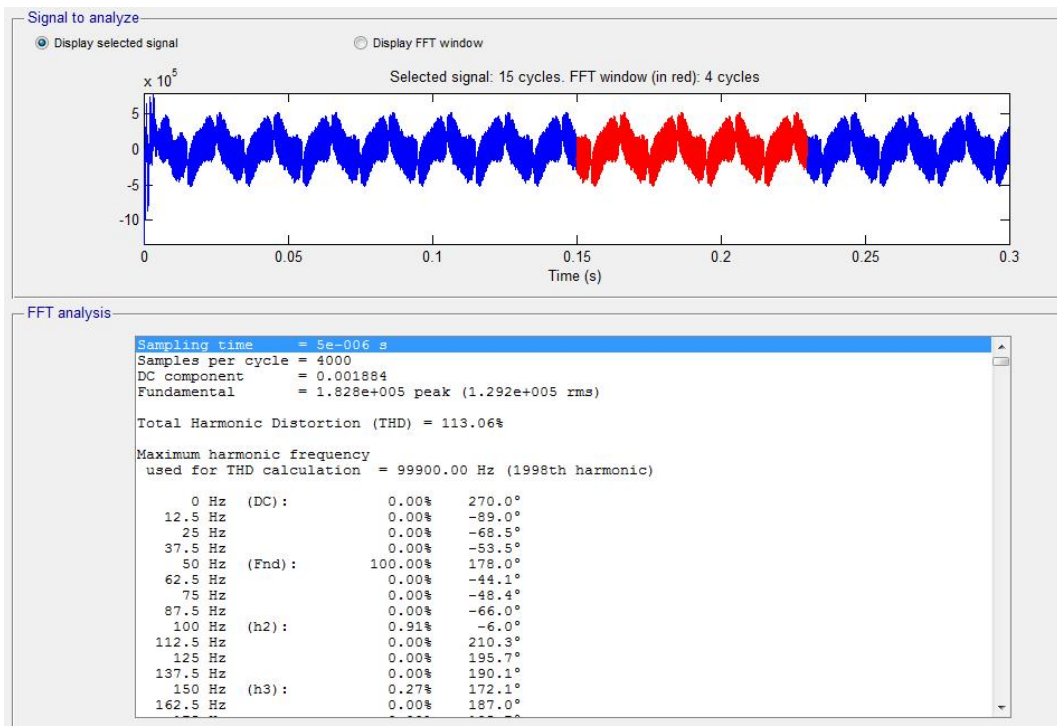


شکل ۲۳-۳: نمودار تغییرات ولتاژ اعمالی به موتور در زمان برای مدار درایو به همراه فیلتر *RLC*

با توجه به مقادیر پیک و میانگین نمودار بالا به راحتی می‌توان دید وجود یک فیلتر *RLC* در

مدار با کند کردن تاثیرات ناشی از کلیدزنی، سرعت تغییرات ولتاژ را کم کرده و اندازه‌ی این تغییرات

را کاهش می‌دهد.

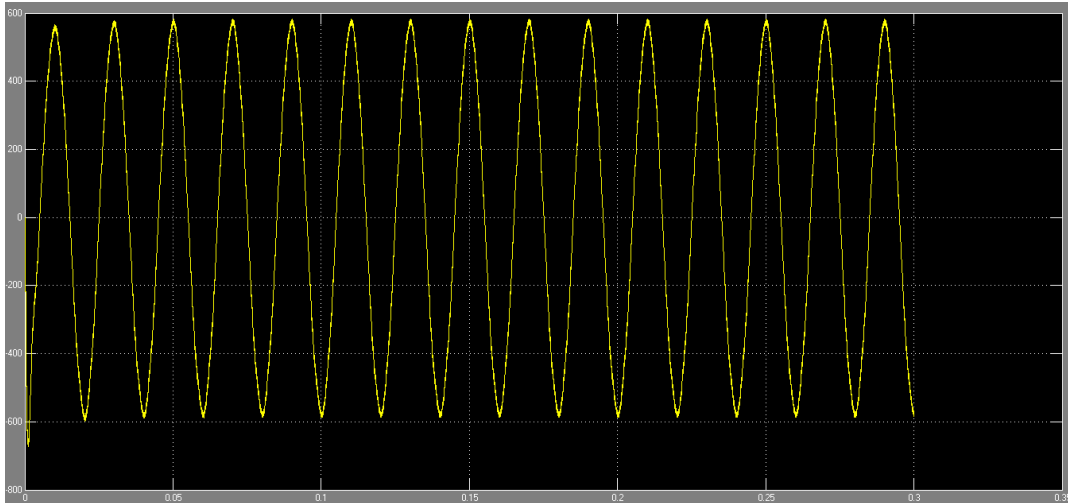


شکل ۳-۲۴: تغییرات ولتاژ اعمالی به موتور در زمان برای مدار درایو به همراه فیلتر *RLC*

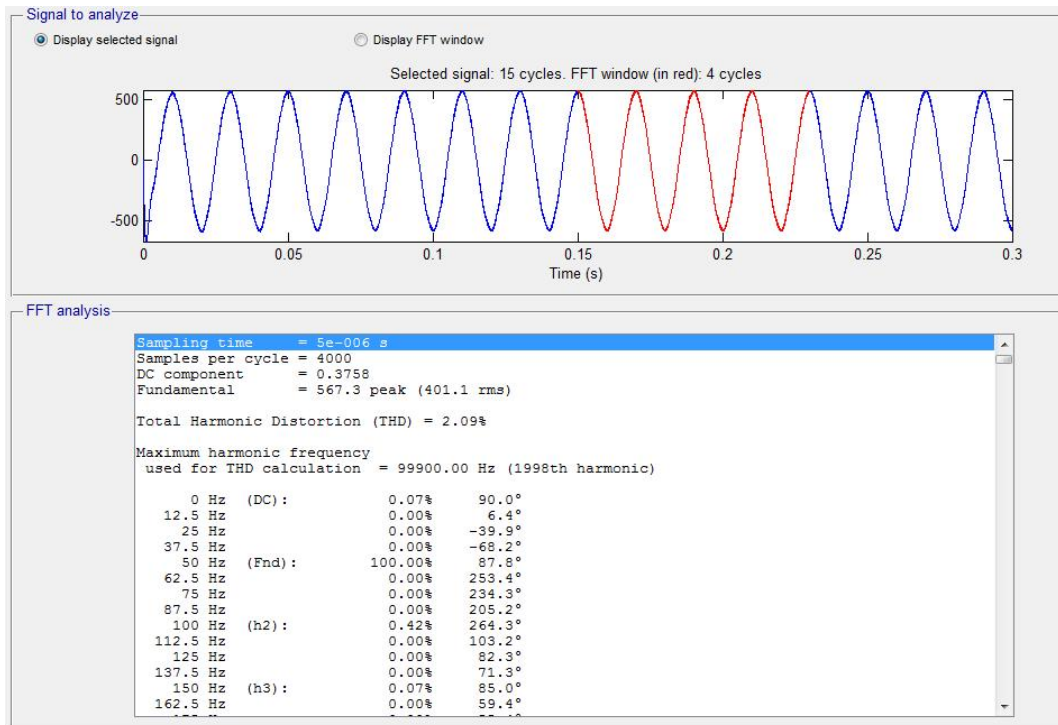
حال با قرار دادن یک فیلتر میان‌نگذر به شکلی که در قبل توضیح داده شده بود، مشاهده می‌کنیم

شکل موج ولتاژ سینوسی‌تر شده و علاوه بر کاهش سطح هارمونیک‌های فرکانس بالا، هارمونیک‌های

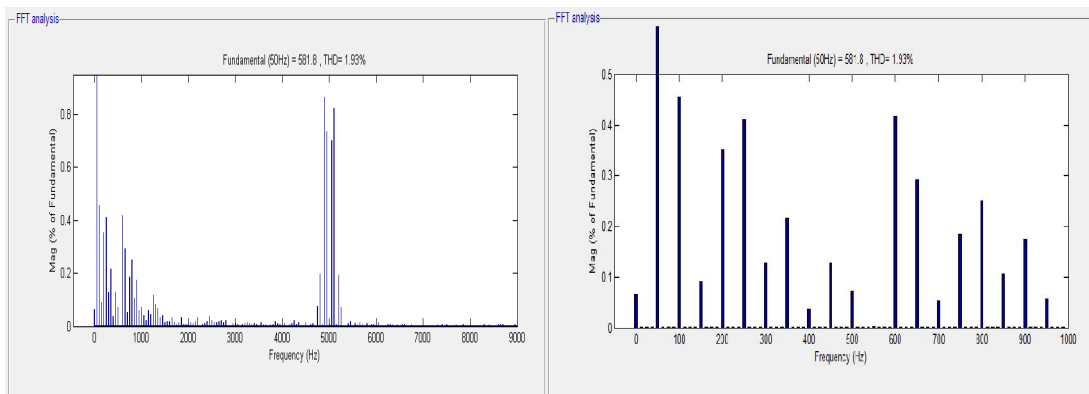
فرکانس پایین نیز سرکوب می‌شوند و سطح *THD* سیستم بیش از قبل کاهش می‌یابد:



شکل ۲۵-۳: شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر *RLC* به همراه فیلتر *notch*

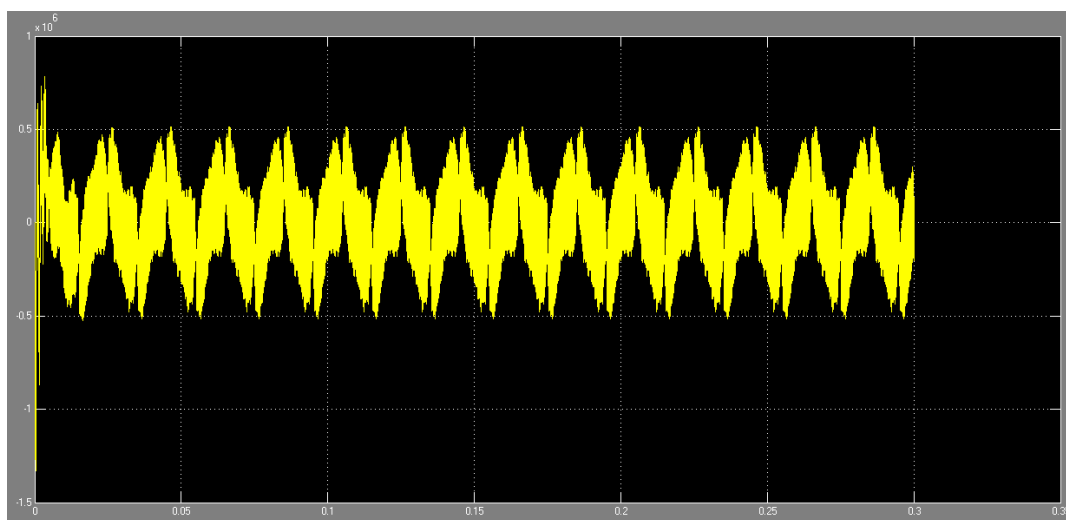


شکل ۲۶-۳: شکل موج و مشخصات ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر *RLC* به همراه فیلتر *notch*

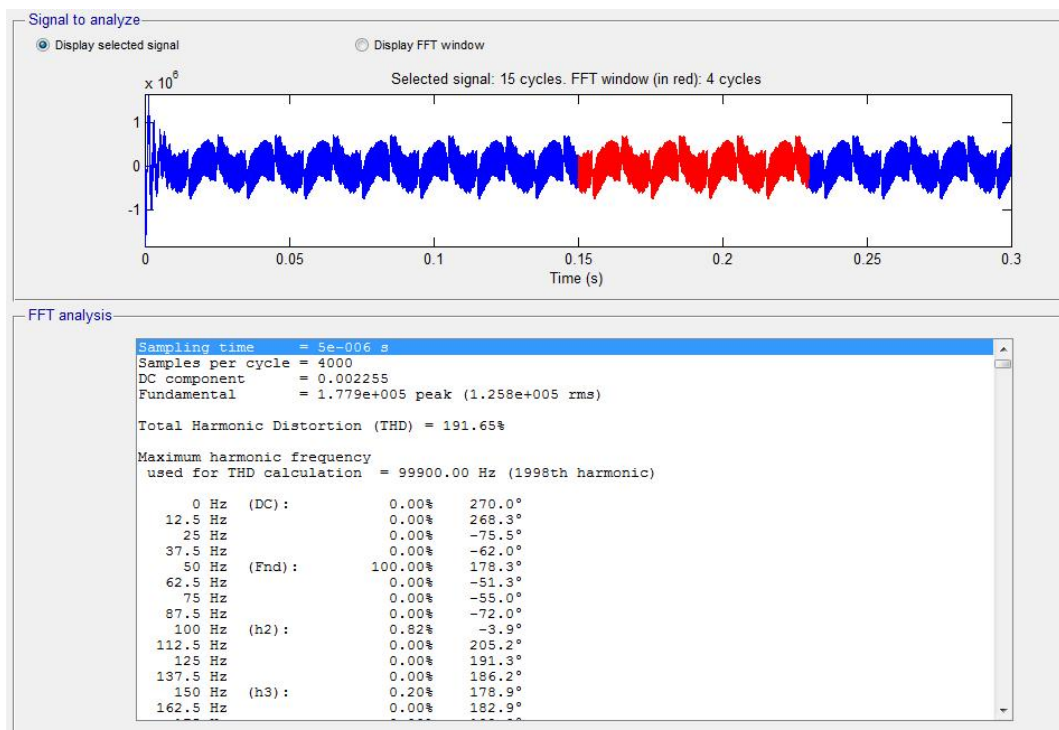


شکل ۳-۲۷: نمودار  $FFT$  مربوط به شکل موج ولتاژ اعمالی به موتور در صورت وجود فیلتر  $RLC$  به همراه فیلتر  $natch$

با استفاده از ساختار جدید میزان تغییرات ولتاژی مدار به کمترین میزان خود خواهد رسید:



شکل ۳-۲۸: تغییرات ولتاژ اعمالی به موتور در زمان برای مدار درایو به همراه فیلتر جدید



شکل ۳-۲۹: تغییرات ولتاژ اعمالی به موتور در زمان برای مدار درایو به همراه فیلتر جدید

با توجه به نمودارهای مربوط به  $THD$  ولتاژ در حالات مختلف می‌توان این میزان اغتشاش را

به شکل زیر مقایسه کرد:

جدول ۳-۴: میزان  $THD$  و  $dV/dt$  ولتاژ موتور در شرایط مختلف فیلترینگ

استراتژی فیلترینگ	بدون فیلتر		با فیلتر $RLC$		با ساختار فیلتر جدید	
میزان $THD$ ولتاژ موتور	٪۸۰٫۲۹		٪۳		٪۲٫۰۹	
میزان تغییرات ولتاژ در زمان	<i>Rms</i>	<i>Peak</i>	<i>Rms</i>	<i>Peak</i>	<i>Rms</i>	<i>Peak</i>
	$1.3 * 10^5$	1.84	1.29	1.82	1.25	<b>1.77</b>
		$* 10^5$	$* 10^5$	$* 10^5$	$* 10^5$	$* 10^5$

با مقایسه نمودارهای بالا به راحتی می‌توان دید که با قرار دادن یک فیلتر  $RLC$  ساده به راحتی می‌توان میزان  $THD$  سیستم را از  $۸۰,۲۹\%$  به زیر  $۳\%$  رساند و با استفاده از فیلتر بهبود یافته به جای فیلتر  $RLC$  ساده می‌توان میزان  $THD$  سیستم نمونه را از  $۳\%$  به  $۲,۰۹\%$  کاهش داد. البته باید این نکته نیز مد نظر قرار گرفته شود که این کاهش در هارمونیک‌های سیستم با افزایش قیمت تمام شده فیلتر به خاطر افزایش المان‌های آن و همچنین افزایش تلفات و افزایش لختی سیستم همراه خواهد بود.

باید به این نکته توجه داشت علی‌رغم کم بودن تفاوت میزان بهبود  $THD$  در دو حالت استفاده از فیلتر  $RLC$  و استفاده از فیلتر جدید، این میزان بهبود از اهمیت خاصی برخوردار است زیرا حذف هارمونیک‌های ناخواسته در موجی با  $THD$  پایین، بسیار مشکل‌تر از حذف هارمونیک‌ها از موجی با اغتشاشات بالاست و این کار به سادگی و با روش‌های معمول امکان‌پذیر نخواهد بود و نکته دیگر آنکه در صنایع نظامی و مصارف بیمارستانی و هوافضا وجود اغتشاشات کوچک نیز سبب کاهش دقت سیستم و عملکرد نامطلوب آن خواهد شد و در این موارد هزینه‌های بسیاری در راستای بهبود چند درصدی دقت انجام گرفته و می‌گیرد.

## فصل چهارم

### ۴- جمع بندی و پیشنهادات

در این پایان‌نامه تلاش شد تا با شروع از مسئله‌ی لزوم کاهش اعوجاجات، یعنی نیاز به قرار دادن یک فیلتر در مسیر مدار موتورها، به یکی از مسائل روز مرتبط با این موضوع برسیم. در این میان مسئله‌ی بهینه‌سازی ساختار و مشخصه‌های خروجی را انتخاب نمودیم و برای حل آن به تلاش‌های پژوهشگران در موارد مشابه تعمیم یافته و کاربردی کردن ساختارهای رایج در صنعت نظر انداختیم. برای حل این مسئله به ناچار باید روش‌هایی مدون و سازمان یافته را برای تعیین پارامترها ارائه می‌کردیم و به این منظور در فصل سوم روشی جامع را برای بررسی و تعیین مقادیر المان‌ها ارائه کردیم. بسیاری از پژوهشگران در سال‌های گذشته به طراحی طرح‌هایی برای بهینه‌سازی مقادیر المان‌های فیلتر به روش‌های مختلف پرداخته‌اند و همچنین برخی دیگر به طور مستقل به طراحی بهینه‌ی ساختاری جدید پرداخته‌اند. اما طراحی جداگانه‌ی یک ساختار بدون توجه به ویژگی‌های خاص هر سیستم و الزامات موجود برای برخی کاربردها به طرح بهینه‌ی کلی منجر نخواهد شد. بنابراین در انتهای فصل سوم پیشنهادی برای یک ساختار جدید بر پایه‌ی المان‌های بهینه‌ی انتخاب شده از ابتدای آن فصل ارائه کردیم و برای شبیه‌سازی رفتار آن از نرم افزار متلب سیمولینک استفاده کردیم. با توجه به نوع مسئله، سیستمی را به عنوان سیستم نمونه انتخاب کرده و شبیه‌سازی‌ها را بر روی آن انجام دادیم و برای بهبود کارایی آن، چندین روش مختلف پیاده‌سازی با سیستم‌های مختلف را انجام دادیم و بهترین را انتخاب کردیم.

در نهایت نتیجه‌گیری می‌شود که برای ارتقا و بهبود سطح اعوجاجات موجود در سیستم و کاهش هارمونیک‌های مزاحم موجود می‌توان از فیلتر پسیو با پارامترهایی بهینه شده استفاده کرد که چگونگی بهینه کردن آنها و ضوابط و شرایط بهینه‌گی، تابعی از شرایط مسئله موجود بوده و با توجه به سیستم در دست بهره برداری، قیود را می‌باید تعیین کرد و پس از مشخص نمودن اهمیت هر یک از شرایط بهینه‌گی می‌توان به مقادیری کارا برای سیستم دست یافت. در این پروژه عمومی‌ترین شاخص‌های بهینه‌گی مانند قیمت و تلفات و اندازه‌ی  $THD$  و ابعاد مورد استفاده قرار گرفته و پارامترهای بهینه تعیین گردیده است. همچنین می‌توان از ساختار جدید ارائه شده برای کاهش اعوجاجات سیستم و کاهش شدت تغییرات ولتاژ موتور سود برد. اما به دلیل وجود المان‌های زیاد در چنین سیستمی و افزایش لختی و تلفات ناشی از قرار دادن آنها در مسیر جریان، در این راه نباید نسنجیده عمل کرد و برای طرح ریزی موقعیت مناسب استفاده از این سیستم در مدارات درایو باید از لزوم بهره‌وری از سیستمی با اعوجاجات حداقلی مطمئن بود و پس از آن نسبت به نصب این ساختار اقدام کرد تا در محیط پربازده‌ی امروزی شبکه‌ی قدرت هزینه‌ی مازاد و بی‌دلیلی در صورت عدم نیاز به دقت بالا، به سیستم تحمیل نشود.

در ادامه‌ی این پژوهش نیز می‌توان موارد زیر را دنبال کرد:

از آنجا که استفاده از اینورترها و تولید پراکنده در شبکه‌های قدرت امروزی رو به افزایش است می‌توان با تعبیه این ساختار فیلتر در محل اتصال منابع تولید پراکنده سیستم به شبکه، از ورود هارمونیک‌های تولیدی به داخل شبکه جلوگیری کرد و با تنظیم این فیلتر برای کارکرد در حالت متصل به شبکه، سیستم قدرتی با پایین‌ترین سطح اغتشاشات داشت.



- [٧] H. Akagi, H. Hasegawa, and T. Doumoto, "Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, pp. 1543-1550, 2002.
- [٨] Y. Sozer, D. A. Torrey, and S. Reva, "New inverter output filter topology for PWM motor drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 1007-1017, 2000.
- [٩] C. Xiyou, Y. Bin, and G. Yu, "The engineering design and optimisation of inverter output RILC filter in AC motor drive system," in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, pp. 175-180, 2002.
- [١٠] C.-L. Chen, J.-S. Lai, Y.-B. Wang, S.-Y. Park, and H. Miwa, "Design and control for LCL-based inverters with both grid-tie and standalone parallel operations," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS'08. IEEE*, pp. 1-7, 2008.
- [١١] P. Khamphakdi and W. Khan-ngern, "The Analysis of Output filter for Grid Connected Single Phase Full Bridge Inverter Based PSpice Simulation Technique," in *Conf. Rec. of 2005 ICEMC-Phuket, 2005*.
- [١٢] R. Schaumann and M. E. V. Valkenburg, "Design of analog filters," vol. 31: Oxford University Press London, 2001.
- [١٣] D. A. Rendusara and P. N. Enjeti, "An improved inverter output filter configuration reduces common and DMs dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 1135-1143, 1998.
- [١٤] F. Liu, and J. Zhang, "A novel inverter-output passive filter for reducing both differential-and common-mode dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 419-426, 2007.
- [١٥] C. Bocchiola, "Design of the Inverter Output Filter for Motor Drives with IRAMS Power Modules," *International Rectifier* [\* 7] Li Jian, Kang Yong, and Chen Jian, *Fuzzy-Tuning PID Control of an Inverter with Rectifier-Type Nonlinear Loads, Department of Electrical Engineering, Huazhong University of Science and Technology*, vol. 430074 Wuhan, , 2007.
- [١٦] C.-L. Chen, et al., "Design and control for LCL-based inverters with both grid-tie and standalone parallel operations," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS'08. IEEE*, pp. 1-7, 2008.
- [١٧] X. Chen, et al., "A novel inverter-output passive filter for reducing both differential-and common-mode dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 419-426,

- 2007.
- [12] P. Pairodamonchai, S. Suwankawin, and S. Sangwongwanich, "Design and implementation of a hybrid output EMI filter for high-frequency common-mode voltage compensation in PWM inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1647-1659, 2009.
- [13] P. T. Finlayson, "Output filters for PWM drives with induction motors," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 4, pp. 46-52, 1998.
- [14] N. Hanigovszki, J. Poulsen, and F. Blaabjerg, "A novel output filter topology to reduce motor overvoltage," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 845-852, 2004.
- [15] F. Forest, E. Labouré, T. A. Meynard, and V. Smet, "Design and comparison of inductors and intercell transformers for filtering of PWM inverter output," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 812-821, 2009.
- [16] H. Akagi and T. Doumoto, "A passive EMI filter for preventing high-frequency leakage current from flowing through the grounded inverter heat sink of an adjustable-speed motor drive system," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1215-1223, 2005.
- [17] P. Wheeler and D. Grant, "Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 144, pp. 53-60, 1997.
- [18] T. G. Habetler, R. Naik, and T. A. Nondahl, "Design and implementation of an inverter output LC filter used for dv/dt reduction," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 327-331, 2002.
- [19] N. Hanigovszki, et al., "A novel output filter topology to reduce motor overvoltage," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 845-852, 2004.
- [20] M. Hongfei and X. Dianguo, "Research of inverter output filters for PWM drives," in *Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on*, pp. 546-549, 2001.
- [21] M. Hongfei, X. Dianguo, C. Xiyu, and C. Bo, "A new common-mode sinusoidal inverter output filter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, pp. 858-862, 2002.
- [22] W.-K. Chen, "The circuits and filters handbook", CRC Press. 2002.
- [23] R. Schaumann and M. E. V. Valkenburg, "Design of analog filters", Oxford University Press London, vol. 31, 2001.
- [24] P. Khamphakdi and W. Khan-ngern, "The Analysis of Output filter for Grid Connected Single Phase Full Bridge Inverter Based PSpice Simulation Technique," in *Conf. Rec. of 2005 ICEMC-Phuket*, 2005.
- [25] H. Kim and S.-K. Sul, "A novel filter design for output LC filters of PWM inverters," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, pp. 74-81, 2011.

- [٢٦] M. Mitchell, "An introduction to genetic algorithms (complex adaptive systems)," 1998.
- [٢٧] P. Pairedamonchai, et al., "Design and implementation of a hybrid output EMI filter for high-frequency common-mode voltage compensation in PWM inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1647-1659, 2009.
- [٢٨] G. Qiang and X. Dianguo, "A New Approach to Mitigate CM and DM Voltage dv/dt Value in PWM Inverter Drive Motor Systems," in *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007-Twenty Second Annual IEEE*, pp. 1212-1216, 2007.
- [٢٩] D. Beasley, D. R. Bull, and R. R. Martin, "An overview of genetic algorithms: Part 2, research topics," *University computing*, vol. 15, 1993.
- [٣٠] T. Blickle and L. Thiele, "A comparison of selection schemes used in genetic algorithms," ed: TIK-Report, 1995.
- [٣١] W. Siedlecki and J. Sklansky, "A note on genetic algorithms for large-scale feature selection," *Pattern Recognition Letters*, vol. 10, pp. 335-347, 1989.
- [٣٢] T. Bäck, "Evolutionary algorithms in theory and practice" T. Bäck, 1994.
- [٣٣] L. Y. Tseng and S. B. Yang, "Genetic algorithms for clustering, feature selection and classification," in *Neural Networks, 1997., International Conference on*, pp. 1612-1616, 1997.
- [٣٤] S. Upadhye and Y. Atre, "Determination of the design parameters of passive harmonic filters using nonlinear optimization," in *Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1998 IEEE*, pp. 155-164, 1998.
- [٣٥] H. Vafaie and K. De Jong, "Genetic algorithms as a tool for feature selection in machine learning," in *Tools with Artificial Intelligence, 1992. TAI'92, Proceedings., Fourth International Conference on*, pp. 200-203, 1992.
- [٣٦] H. Vafaie and K. De Jong, "Robust feature selection algorithms," in *Tools with Artificial Intelligence, 1993. TAI'93. Proceedings., Fifth International Conference on*, pp. 356-363, 1993.
- [٣٧] H. Vafaie and I. F. Imam, "Feature selection methods: genetic algorithms vs. greedy-like search," in *Proceedings of International Conference on Fuzzy and Intelligent Control Systems, 1994*.
- [٣٨] D. E. Goldberg and J. H. Holland, "Genetic algorithms and machine learning," *Machine learning*, vol. 3, pp. 95-99, 1988.
- [٣٩] J. Bala, J. Huang, H. Vafaie, K. DeJong, and H. Wechsler, "Hybrid learning using genetic algorithms and decision trees for pattern classification," in *IJCAI (1)*, pp. 719-724, 1995.
- [٤٠] D. Beasley, R. Martin, and D. Bull, "An overview of genetic algorithms: Part 1.

- Fundamentals," University computing, vol. 15, pp. 58-58, 1993.*
- [٤٨] D. B. Fogel, "What is evolutionary computation?," *Spectrum, IEEE*, vol. 37, pp. 26, 28-32, 2000.
- [٤٩] J. M. Bloemink and T. C. Green, "Reducing passive filter sizes with tuned traps for distribution level power electronics," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pp. 1-9, 2011.
- [٥٠] R. Dehini and S. Sefiane, "POWER QUALITY AND COST IMPROVEMENT BY PASSIVE POWER FILTERS SYNTHESIS USING ANT COLONY ALGORITHM," *Journal of Theoretical & Applied Information Technology*, vol. 23, 2011.
- [٥١] M. Ghiasi, V. Rashtchi, and S. Hoseini, "Optimum location and sizing of passive filters in distribution networks using genetic algorithm," in *Emerging Technologies, 2008. ICET 2008. 4th International Conference on*, pp. 162-166, 2008.
- [٥٢] L. Huang, N. He, and D. Xu, "Optimal design for passive power filters in hybrid power filter based on particle swarm optimization," in *Automation and Logistics, 2007 IEEE International Conference on*, pp. 1468-1472, 2007.
- [٥٣] P. Wheeler and D. Grant, "Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 144, pp. 53-60, 1997.

## مروری بر الگوریتم‌های ژنتیکی

### دیباچه

الگوریتم ژنتیک، الهامی از علم ژنتیک و نظریه تکامل داروین است و بر اساس بقای برترین‌ها یا انتخاب طبیعی استوار است. یک کاربرد متداول الگوریتم ژنتیک، استفاده از آن بعنوان تابع بهینه‌کننده است. الگوریتم ژنتیک ابزار سودمندی در بازشناسی الگو، انتخاب ویژگی، درک تصویر و یادگیری ماشینی است [۲۶-۳۱]. در الگوریتم‌های ژنتیکی، نحوه تکامل ژنتیکی موجودات زنده شبیه‌سازی می‌شود.

اگرچه کارهایی توسط یک زیست‌شناس به نام *Fraser* در زمینه مدل‌سازی تکامل در سیستم‌های بیولوژیک در دهه ۶۰ میلادی صورت گرفت ولی الگوریتم ژنتیک برای کاربردهای مهندسی و به صورت امروزی آن نخستین بار توسط جان هلند متخصص علوم کامپیوتر دانشگاه میشیگان در سال ۱۹۷۵ پیشنهاد گردید. کار وی آغاز تمامی کوشش‌ها برای کاربرد الگوریتم ژنتیک در مهندسی است. پس از آن کارهای *Dejong* در سال ۱۹۷۵ در زمینه بررسی و مقایسه چندین روش الگوریتم ژنتیک پایه‌های نظری بحث را فراهم آورد. این الگوریتم با الهام از طبیعت بر پایه اصل تکاملی «پایداری بهترین‌ها» (*Survival of the fittest*) استوار است. الگوریتم ژنتیک اگرچه پس از

---

<sup>۲۰</sup> Genetic Algorithm

<sup>۲۱</sup> John Holland

الگوریتم استراتژی تکاملی پیشنهاد گردید ولی مشهورترین روش از بین الگوریتم‌های تکاملی است. در یک الگوریتم ژنتیک یک جمعیت از افراد طبق مطلوبیت آنها در محیط بقا می‌یابند. افرادی با قابلیت‌های برتر، شانس ازدواج و تولید مثل بیشتری را خواهند یافت. بنابراین بعد از چند نسل فرزندان با کارایی بهتر بوجود می‌آیند. در الگوریتم ژنتیک هر فرد از جمعیت بصورت یک کروموزوم معرفی می‌شود. کروموزومها در طول چندین نسل کاملتر می‌شوند. در هر نسل کروموزومها ارزیابی می‌شوند و متناسب با ارزش خود امکان بقا و تکثیر می‌یابند. تولید نسل در بحث الگوریتم ژنتیک با عملگرهای همبندی و جهش صورت می‌گیرد. والدین برتر بر اساس یک تابع برازندگی انتخاب می‌شوند.

در هر مرحله از اجرای الگوریتم ژنتیکی، یک دسته از نقاط فضای جستجو مورد پردازش‌های تصادفی قرار می‌گیرند. به این صورت که به هر نقطه دنباله‌ای از کاراکترها نسبت داده می‌شود و بر روی این دنباله‌ها، عملگرهای ژنتیکی اعمال می‌شود. سپس دنباله‌های بدست آمده دیکد می‌گردد تا نقاط جدیدی در فضای جستجو بدست آید. در آخر براساس این که تابع هدف در هر یک از نقاط چه مقدار باشد، احتمال شرکت نمودن آنها در مرحله بعد تعیین می‌گردد [۳۱-۳۵].

الگوریتم‌های ژنتیکی را می‌توان یک روش بهینه‌سازی تصادفی جهت‌دار دانست که به تدریج به سمت نقطه بهینه حرکت می‌کند. در مورد ویژگی‌های الگوریتم ژنتیک در مقایسه با دیگر روش‌های بهینه‌سازی می‌توان گفت که الگوریتمی است که بدون داشتن هیچ گونه اطلاعی از مسئله و هیچ گونه محدودیتی بر نوع متغیرهای آن برای هر گونه مسئله‌ای قابل اعمال است و دارای کارایی اثبات شده‌ای در یافتن بهینه کلی (*Global Optimum*) می‌باشد. توانایی این روش در حل مسائل پیچیده

---

<sup>3</sup> Cross Over

<sup>4</sup> Mutation

بهینه‌سازی، است که روش‌های کلاسیک یا قابل اعمال نیستند و یا دریافتن بهینه کلی قابل اطمینان نیستند / ۳۲ /

## ساختار الگوریتم‌های ژنتیکی

به طور کلی، الگوریتم‌های ژنتیکی از اجزاء زیر تشکیل می‌شوند:

### کروموزوم :

در الگوریتم‌های ژنتیکی، هر کروموزوم نشان دهنده یک نقطه در فضای جستجو و یک راه‌حل ممکن برای مسئله مورد نظر است. خود کروموزوم‌ها (راه‌حل‌ها) از تعداد ثابتی ژن (متغیر) تشکیل می‌شوند. برای نمایش کروموزوم‌ها، معمولاً از کدگذاری‌های دودویی (رشته‌های بیتی) استفاده می‌شود.

### جمعیت

مجموعه‌ای از کروموزوم‌ها یک جمعیت را تشکیل می‌دهند. با تاثیر عملگرهای ژنتیکی بر روی هر جمعیت، جمعیت جدیدی با همان تعداد کروموزوم تشکیل می‌شود.

### تابع برازندگی

به منظور حل هر مسئله با استفاده از الگوریتم‌های ژنتیکی، ابتدا باید یک تابع برازندگی برای آن مسئله ابداع شود. برای هر کروموزوم، این تابع عددی غیر منفی را برمی‌گرداند که نشان دهنده

---

<sup>۲۲</sup> Chromosome

<sup>۲۳</sup> Gene

<sup>۲۴</sup> Population

<sup>۲۵</sup> Fitness Function

شایستگی یا توانایی فردی آن کروموزوم است.

## عملگرهای ژنتیکی

در الگوریتم‌های ژنتیکی، در طی مرحله تولید مثل از عملگرهای ژنتیکی استفاده می‌شود. با تاثیر این عملگرها بر روی یک جمعیت، نسل بعدی آن جمعیت تولید می‌شود. عملگرهای انتخاب، آمیزش و جهش معمولاً بیشترین کاربرد را در الگوریتم‌های ژنتیکی دارند.

## عملگرهای ژنتیکی

در بخش قبلی اشاره شد که در الگوریتم‌های ژنتیکی به منظور تولید مثل، معمولاً از عملگرهای انتخاب، آمیزش و جهش استفاده می‌شود. در این بخش، هر یک از عملگرهای فوق به صورت جداگانه معرفی می‌شود:

## عملگر انتخاب

این عملگر از بین کروموزوم‌های موجود در یک جمعیت، تعدادی کروموزوم را برای تولید مثل انتخاب می‌کند. کروموزوم‌های برازنده‌تر شانس بیشتری دارند تا برای تولید مثل انتخاب شوند.

## عملگر آمیزش

عملگر آمیزش بر روی یک زوج کروموزوم از نسل مولد عمل کرده و یک زوج کروموزوم

---

<sup>۲۶</sup> *Reproduction*

<sup>۲۷</sup> *Generation*

<sup>۲۸</sup> *Selection*

<sup>۲۹</sup> *Crossover*

<sup>۳۰</sup> *Mutation*



جدید تولید می‌کند. عملگرهای آمیزش متعددی از قبیل، آمیزش تک نقطه‌ای و آمیزش دو نقطه‌ای وجود دارد.

در آمیزش تک نقطه‌ای، یک موقعیت تصادفی بین دو ژن در نظر گرفته می‌شود. سپس تمامی ژن‌های طرف راست یا طرف چپ این موقعیت در کروموزوم‌های والد با یکدیگر جابجا می‌شوند تا کروموزوم‌های جدید بدست آیند.

در آمیزش دو نقطه‌ای، دو موقعیت به صورت تصادفی انتخاب می‌شود و تمامی ژن‌های بین این دو موقعیت در کروموزوم‌های والد با یکدیگر جابجا می‌شوند.

لازم به ذکر است که آمیزش معمولاً بر روی همه زوج کروموزوم‌های انتخاب شده برای جفت‌گیری به کار برده نمی‌شود. معمولاً احتمال آمیزش برای هر زوج کروموزوم بین  $0/6$  تا  $0/95$  در نظر گرفته می‌شود که به این عدد نرخ آمیزش یا احتمال آمیزش گفته می‌شود و با  $P_c$  نمایش داده می‌شود. در صورتی که بر روی یک زوج کروموزوم عمل آمیزش صورت نگیرد، فرزندان با تکرار نمودن والدین تولید می‌شوند.

## عملگر جهش

پس از اتمام عمل آمیزش، عملگر جهش بر روی کروموزوم‌ها اثر داده می‌شود. این عملگر یک ژن از یک کروموزوم را به طور تصادفی انتخاب نموده و سپس محتوای آن ژن را تغییر می‌دهد. اگر

---

<sup>۳۱</sup> *One-point Crossover*

<sup>۳۲</sup> *Two-point Crossover*

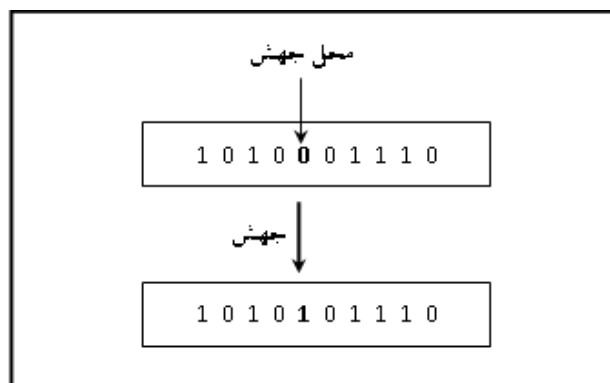
<sup>۳۳</sup> *Crossover Rate*

<sup>۳۴</sup> *Crossover Probability*

ژن از جنس اعداد دودویی باشد، آن را به وارونش تبدیل می‌کند و چنانچه متعلق به یک مجموعه باشد، مقدار یا عنصر دیگری از آن مجموعه را به جای آن ژن قرار می‌دهد. در شکل ۲ چگونگی جهش یافتن پنجمین ژن یک کروموزوم نشان داده شده است.

احتمال انجام عمل جهش بر روی هر کروموزوم را نرخ جهش یا احتمال جهش می‌گویند و با  $P_m$  نمایش می‌دهند. معمولاً این عدد را بسیار کوچک [مثلاً ۰/۰۰۱] در نظر می‌گیرند.

پس از اتمام عمل جهش، کروموزوم‌های تولید شده به عنوان نسل جدید شناخته شده و برای دور بعد اجرای الگوریتم ارسال می‌شوند.



شکل ۱-۰: یک کروموزوم قبل و بعد از عملگر جهش

## روند کلی الگوریتم‌های ژنتیکی

در شکل ۰۲-۰ یک الگوریتم ژنتیکی استاندارد، و در شکل ۰۳-۰ نمودار گردش الگوریتم‌های

<sup>۳۵</sup> Mutation Rate

<sup>۳۶</sup> Mutation Probability

ژنتیکی نشان داده شده است.

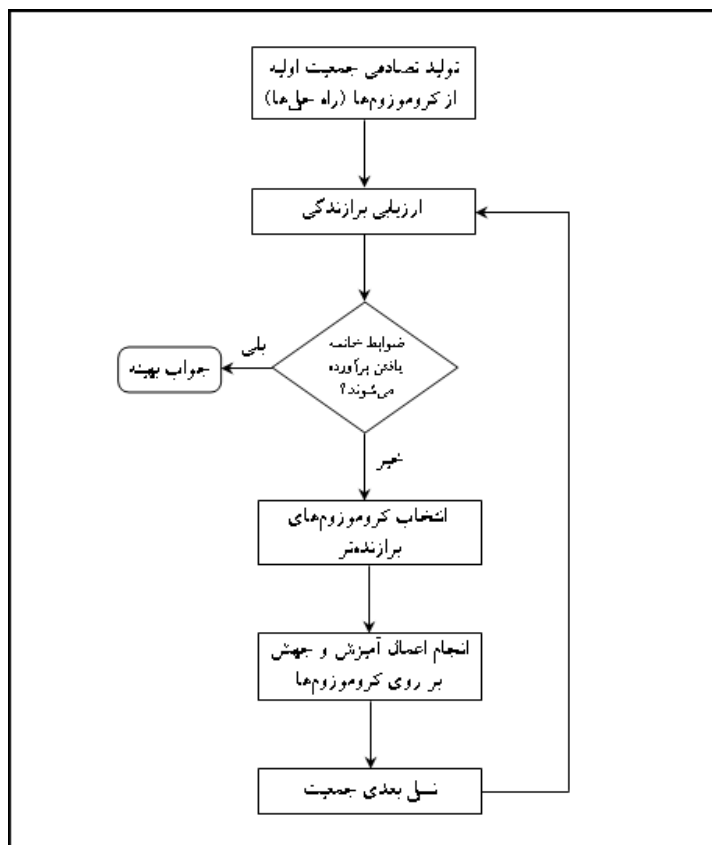
```
BEGIN /* genetic algorithm */  
  
generate initial population  
  
compute fitness of each individual  
  
WHILE NOT finished DO  
  
  BEGIN /* produce new generation */  
  
    FOR population_size / 2 DO  
  
      BEGIN /* reproductive cycle */  
  
        select two individuals from old generation for  
        mating
```

شکل ۲-۰: یک الگوریتم ژنتیکی استاندارد

قبل از این که یک الگوریتم ژنتیکی بتواند اجرا شود، ابتدا باید کدگذاری [یا نمایش] مناسبی برای مسئله مورد نظر پیدا شود. همچنین یک تابع برازندگی نیز باید ابداع شود تا به هر راه حل کدگذاری شده ارزشی را نسبت دهد. در طی اجرا، والدین برای تولید مثل انتخاب می‌شوند و با استفاده از عملگرهای آمیزش و جهش با هم ترکیب می‌شوند تا فرزندان جدیدی تولید کنند. این فرآیند چندینبار تکرار می‌شود تا نسل بعدی جمعیت تولید شود. سپس این جمعیت بررسی می‌شود و در صورتی که ضوابط همگرایی برآورده شوند، فرآیند فوق خاتمه می‌یابد.

---

<sup>۳۷</sup> همگرایی پیشرفت به سوی افزایش یکنواختی محسوب می‌شود. هنگامی که یک جمعیت همگرا می‌شود، متوسط برازندگی‌ها به برازندگی‌های بهترین افراد آن جمعیت نزدیک می‌شود.



شکل ۳-۰: نمودار گردش الگوریتم های ژنتیکی

## آشنایی با روش های انتخاب در الگوریتم های ژنتیکی

ایده اصلی در روش های انتخاب این است که افراد بهتر بر افراد بدتر ترجیح داده شوند، که بهتر و بدتر بودن افراد توسط تابع برازندگی  $f$  تعریف می شود.

روش های انتخاب متعددی برای استفاده در الگوریتم های ژنتیکی پیشنهاد شده اند. یکی از ویژگی های خوب روش های انتخاب این است که این روش ها مستقل از نمایش افراد جمعیت هستند و در آنها تنها مقادیر برازندگی افراد در نظر گرفته می شود.

در ادامه ابتدا اصطلاحاتی که معمولاً در روش های انتخاب مورد استفاده قرار می گیرند، توضیح

داده می‌شوند. سپس برخی از روش‌های انتخاب متداول که در الگوریتم‌های ژنتیکی مورد استفاده قرار گرفته‌اند معرفی می‌شوند.

## همگرایی

همگرایی، پیشرفت به سوی افزایش یکنواختی محسوب می‌شود. یک ژن همگرا گفته می‌شود هنگامی که ۹۵٪ افراد جمعیت مقدار یکسانی را به اشتراک گذارند. یک جمعیت همگرا گفته می‌شود هنگامی که همه ژن‌ها همگرا شده باشند. هنگامی که یک جمعیت همگرا می‌شود متوسط برازندگی‌ها به برازندگی‌های بهترین افراد آن جمعیت نزدیک می‌شود.

## همگرایی زودرس

یکی از مشکلات شناخته شده در الگوریتم‌های ژنتیکی این است که ژن‌های تعدادی از افراد نسبتاً قوی [اما نه بهینه] ممکن است به سرعت بر جمعیت غلبه پیدا کنند و سبب شوند که الگوریتم به یک نقطه بهینه محلی همگرا شود. به محض همگرا شدن جمعیت به یک نقطه بهینه محلی [همگرایی زودرس]، توانایی الگوریتم ژنتیکی برای ادامه جستجو به منظور یافتن راه‌های بهتر از بین می‌رود.

## نرخ انتظار

نرخ انتظار هر فرد، تعداد دفعاتی است که پیش‌بینی می‌شود آن فرد برای تولید مثل مجدد

---

<sup>۳۸</sup> *Convergence*

<sup>۳۹</sup> *Premature Convergence*

<sup>۴۰</sup> *Expected Value*

انتخاب خواهد شد.

## فقدان تنوع

فقدان تنوع<sup>۴۱</sup> نسبت افرادی از جمعیت است که در طی مرحله انتخاب برگزیده نمی‌شوند. فقدان تنوع باید تا حد امکان پایین نگه داشته شود زیرا فقدان تنوع بالا امکان همگرایی زودرس را افزایش می‌دهد.

## فشار انتخاب یا شدت انتخاب

فشار انتخاب<sup>۴۲</sup>، معیاری که براساس آن به افراد بسیار قوی امکان داشتن تعداد زیادی فرزند داده می‌شود. فشار انتخاب پایین بدین معنی است که به هر فرد احتمال معقولی برای تولید مثل داده می‌شود.

## روش‌های انتخاب

روش‌های انتخاب متعددی برای استفاده در الگوریتم‌های ژنتیکی پیشنهاد شده‌اند که در ادامه این بخش، برخی از این روش معرفی می‌شوند.

## انتخاب متناسب با برازندگی

در نسخه اولیه  $GA$  که توسط جان هلند پیشنهاد شد از انتخاب متناسب با برازندگی استفاده شده است که در آن نرخ انتظار هر فرد از تقسیم برازندگی آن فرد بر متوسط برازندگی‌های جمعیت

---

<sup>۴۱</sup> *Loss of Diversity*

<sup>۴۲</sup> *Selection Pressure*

<sup>۴۳</sup> *Fitness-Proportionate Selection*

بدست می‌آید. برای پیاده‌سازی انتخاب متناسب با برازندگی، روش‌های نمونه‌برداری متعددی از قبیل چرخ رولت و روش *SUS* پیشنهاد شده‌اند.

### نمونه‌برداری به روش چرخ رولت

در این روش، به هر فرد قطعه‌ای از یک چرخ رولت مدور اختصاص داده می‌شود. اندازه این قطعه متناسب با برازندگی آن فرد است. چرخ  $N$  بار چرخانده می‌شود که  $N$  تعداد افراد در جمعیت است. در هر چرخش، فرد زیر نشانگر چرخ انتخاب می‌شود و در مخزن والدین نسل بعد قرار می‌گیرد. این روش می‌تواند به صورت زیر پیاده‌سازی شود:

- نرخ انتظار کل افراد جمعیت را جمع کنید و حاصل آن را  $T$  بنامید.

- مراحل زیر را  $N$  بار تکرار کنید:

یک عدد تصادفی  $r$  بین  $0$  و  $T$  انتخاب کنید. در میان افراد جمعیت بگردید و نرخ‌های انتظار آنها را با هم جمع کنید تا این که مجموع بزرگتر یا مساوی  $r$  شود. فردی که نرخ انتظارش باعث بیشتر شدن جمع از این حد می‌شود، به عنوان فرد برگزیده انتخاب می‌شود.

### روش *SUS*

در نمونه‌برداری به روش چرخ رولت، هنگامی که جمعیت نسبتاً کوچک باشد تعداد واقعی فرزندان که به هر فرد نسبت داده می‌شود اغلب از نرخ انتظار آن فرد دورتر است. به این دلیل روش

---

<sup>۴۴</sup> *Roulette Wheel*

<sup>۴۵</sup> *Stochastic Universal Sampling*

<sup>۴۶</sup> *Slice*

نمونه برداری متفاوتی توسط *James Baker* تحت عنوان روش *SUS* پیشنهاد شده است. در این روش به جای  $N$  بار چرخاندن چرخ رولت تا  $N$  والد انتخاب شوند، چرخ یک بار چرخانده می شود اما از  $N$  اشاره گر فاصله داده شده به طور یکسان برای انتخاب  $N$  والد استفاده می شود. قطعه کد زیر برای پیاده سازی *SUS* داده شده است:

```
ptr = Rand[]; /* Returns random number uniformly distributed in [0,1]
*/
for [sum = i = 0; i < N; i++]
for[sum += ExpVal[i,t]; sum > ptr; ptr++]
Select[i];
```

که  $i$  شاخصی برای افراد جمعیت است و  $[ExpVal[i,t]]$  نرخ انتظار فرد  $i$ ام را در دفعه  $t$ ام می دهد. در این روش تضمین می شود که هر فرد  $i$  بین حداقل  $[ExpVal(i, t)]$  بار و حداکثر  $[ExpVal(i, t)]$  بار تولید مثل می کند. *SUS* مشکل اصلی ای که همراه با انتخاب متناسب با برازندگی وجود دارد را حل نمی کند. معمولاً در ابتدای جستجو واریانس برازندگی در جمعیت بالا است و تنها تعداد کمی از افراد جمعیت از سایرین خیلی برازنده تر هستند. تحت انتخاب متناسب با برازندگی، این افراد و نوادگان شان به سرعت در جمعیت تکثیر پیدا خواهند کرد در نتیجه *GA* را از انجام هر اکتشاف بیشتری باز خواهند داشت که باعث می شود *GA* دچار همگرایی زودرس شود.

### ۱-۱-۵ *Sigma Scaling*

برای حل مشکلاتی که در بالا اشاره شد، محققین چندین روش مقیاس گذاری را آزمایش کرده اند. در این روش ها، مقادیر خام برازندگی به گونه ای به نرخ های انتظار نگاشت می شوند که *GA*



را کمتر مستعد پذیرش همگرایی زودرس سازند.

یکی از این روش‌ها، روش *Sigma Scaling* یا *Sigma Truncation* است. در این روش فشار انتخاب به جای این که وابسته به واریانس برازندگی جمعیت باشد در طی اجرا نسبتاً ثابت نگه داشته می‌شود.

در *Sigma Scaling* نرخ انتظار هر فرد تابعی از برازندگی، میانگین و انحراف معیار جمعیت است. مثالی از نرخ انتظار در این روش می‌تواند به صورت زیر باشد:

$$\begin{cases} \frac{f(i) - \overline{f(t)}}{2\sigma(t)} & , \text{if } \sigma(t) \neq 0 \\ 1 & , \text{if } \sigma(t) = 0 \end{cases} \quad \text{معادله ۱-۰}$$

که  $[ExpVal][i,t]$  نرخ انتظار فرد  $i$ ام در زمان  $t$ ،  $f(i)$  برازندگی فرد  $i$ ام،  $\overline{f(t)}$  میانگین برازندگی جمعیت در زمان  $t$  و  $\sigma(t)$  انحراف معیار برازندگی‌های جمعیت در زمان  $t$  است. در تابع فوق از هر فرد با برازندگی یک انحراف معیار بالای میانگین، انتظار ۱/۵ فرزند می‌رود. همچنین در صورتی که مقدار  $[ExpVal][i,t]$  کمتر از ۰ باشد به ۰/۱ بازنشاند می‌شود، به طوری که افراد با برازندگی خیلی پایین اندکی شانس تولید مثل داشته باشند.

در شروع اجرا هنگامی که انحراف معیار برازندگی‌ها معمولاً بالا است، افراد برازنده‌تر انحرافات معیار زیادی بالای میانگین نخواهند داشت. اما بعداً در طی اجرا که جمعیت معمولاً همگراتر می‌شود و انحراف معیار هم پایین‌تر می‌آید، افراد برازنده‌تر برجسته‌تر خواهند شد که امکان ادامه تکامل را می‌دهد.

## انتخاب نخبگان

روش انتخاب نخبگان که اولین بار توسط *De Jong* مطرح شده است به عنوان الحاقی به خیلی از روش‌های انتخاب محسوب می‌شود که *GA* را وادار می‌کند تا بهترین افراد را در هر نسل نگه دارد. چنین افرادی در صورتی که برای تولید مثل انتخاب نشوند یا توسط آمیزش و جهش خراب شوند، ممکن است از بین بروند. بسیاری از محققین دریافته‌اند که انتخاب نخبگان به میزان قابل ملاحظه‌ای کارایی *GA* را افزایش می‌دهد.

## انتخاب Boltzmann

در روش *Sigma Scaling* فشار انتخاب در طی اجرا ثابت نگه داشته می‌شود. اما در زمان‌های متفاوت در طی یک اجرا اغلب به مقادیر متفاوتی از فشار انتخاب نیاز است. به عنوان مثال در ابتدا ممکن است مناسب باشد تا به افراد با برازندگی کمتر نزدیک به نرخ افرادی که برازندگی بیشتری دارند، امکان تولید مثل داده شود و انتخاب به کندی انجام شود تا مقداری تنوع در جمعیت حفظ شود. اما بعداً ممکن است مناسب باشد تا انتخاب قوی‌تر باشد تا به افراد خیلی قوی اهمیت بیشتری داده شود. با این فرض که وجود تنوع اولیه همراه با انتخاب کند به جمعیت امکان داده است تا بخش درستی از فضای جستجو را پیدا کند.

برای رسیدن به اهداف فوق روش انتخاب *Boltzmann* پیشنهاد شده است. در این روش یک درجه حرارت دائماً متغیر، نرخ انتخاب را بر حسب یک زمان‌بندی از قبل تنظیم شده کنترل می‌کند.

---

<sup>۴۷</sup> *Elitism*

<sup>۴۸</sup> *Temperature*

در ابتدا درجه حرارت مقدار خیلی زیادی دارد بدین معنی که فشار انتخاب پایین است [یعنی هر فرد اندکی احتمال تولید مثل دارد]. درجه حرارت به تدریج پایین آورده می‌شود که باعث افزایش تدریجی فشار انتخاب می‌شود. بدین طریق به  $GA$  امکان داده می‌شود در حالیکه میزان تنوع را در حد مناسبی نگه می‌دارد، همواره به بهترین قسمت از فضای جستجو نیز نزدیک‌تر شود. یک پیاده‌سازی معمول از این روش این است که به هر فرد  $i$  نرخ انتظار زیر را نسبت دهیم:

$$ExpVal(i, t) = \frac{e^{f[i]/T}}{\langle e^{f[i]/T} \rangle_t} \quad \text{معادله ۲-۰}$$

که  $T$  درجه حرارت است و  $\langle \rangle_t$  متوسط جمعیت را در زمان  $t$  مشخص می‌کند. آزمایش فرمول فوق نشان می‌دهد همان‌طور که  $T$  کاهش می‌یابد اختلاف  $[ExpVal][i, t]$  بین برازندگی‌های پایین و بالا افزایش می‌یابد. مطلوب این است که این افزایش اختلاف به تدریج در ضمن جستجو اتفاق بیفتد، بنابراین درجه حرارت به تدریج برحسب یک زمان بندی از قبل تعریف شده کاهش می‌یابد.

### انتخاب رتبه‌ای

روش انتخاب متناسب با برازندگی عموماً در الگوریتم‌های ژنتیکی استفاده می‌شود. به دلیل این که این روش قسمتی از طرح پیشنهادی اولیه جان هلند بود و همچنین از آن در تئوری *schema* نیز استفاده شده است. اما برای بسیاری از کاربردها روش انتخاب متناسب با برازندگی نیاز به چندین بازسازی دارد تا آن را برای استفاده مناسب سازد. در سال‌های اخیر، روش‌های کاملاً متفاوتی برای انتخاب مورد استفاده قرار گرفته‌اند. یکی از این روش‌ها، روش انتخاب رتبه‌ای است که هدف‌اش

---

<sup>۴۹</sup> Rank Selection

این است که از همگرایی بیش از حد سریع جلوگیری کند. در این روش، افراد جمعیت برحسب برانزندی شان رتبه بندی می شوند. نرخ انتظار هر فرد هم به جای بستگی به برانزندی مطلق، بستگی به رتبه آن فرد دارد. این صرفنظرسازی از اطلاعات مطلق برانزندی، می تواند دارای مزایا [استفاده از برانزندی مطلق می تواند منتهی به مشکلات همگرایی شود] و معایبی [گاهی اوقات ممکن است مهم باشد تا مشخص شود که یک فرد بسیار شایسته تر از نزدیک ترین رقیبش است] باشد.

در این روش هنگام رتبه بندی از دادن بزرگترین سهم از زاد و ولد به گروه کوچکی از افراد خیلی قوی اجتناب می شود. بنابراین در این روش هنگامی که واریانس برانزندی بالا است، فشار انتخاب کاهش داده می شود. همچنین هنگامی که واریانس برانزندی پایین است فشار انتخاب ثابت نگه داشته خواهد شد: نسبت نرخ های انتظار افراد رتبه  $i$ ام و  $i+1$ ام یکسان خواهد شد، بدون توجه به این که اختلافات برانزندی مطلقشان بالا یا پایین است.

انواع متفاوتی از طرح های رتبه بندی [از قبیل رتبه بندی خطی و رتبه بندی توانی] پیشنهاد شده اند. در روش رتبه بندی خطی [که توسط Baker پیشنهاد شده است]، افراد جمعیت برحسب ترتیب افزایشی برانزندی شان از  $I$  تا  $N$  ردیف می شوند. کاربر نرخ انتظار  $Max \geq 0$  را برای فرد با رتبه  $N$  انتخاب می کند. نرخ انتظار هر فرد  $i$  در جمعیت در زمان  $t$  از رابطه زیر بدست می آید:

$$Exp Val(i, t) = Min + [Max - Min] \frac{rank(i, t) - 1}{N - 1} \quad \text{معادله ۳-۰}$$

که  $Min$  نرخ انتظار فرد با رتبه ۱ است. با فرض محدودیت های  $Max \geq 0$  و

<sup>۰</sup> Linear Ranking

<sup>۱</sup> Exponential Ranking

$\sum_i ExpVal(i, t) = N$  [از آنجا که اندازه جمعیت از نسلی به نسل دیگر ثابت می ماند]، لازم است  $0 \leq$   
 $Max \leq 1$  و  $Min = 2 - Max$  باشد.

در هر نسل افراد جمعیت رتبه بندی می شوند و به هر فرد برحسب معادله فوق نرخ های  
انتظاری نسبت داده می شود. *Baker* توصیه کرد که  $Max = 1.1$  باشد و نشان داد که این طرح در  
مقایسه با روش انتخاب متناسب با برازندگی بر روی برخی از مسائل آزمایشی مطلوب تر است.

روش انتخاب رتبه ای دارای معایبی است. یکی از معایب این روش این است که با کند شدن  
فشار انتخاب، توانایی *GA* در پیدا نمودن افراد بسیار قوی کاهش خواهد یافت. هر چند به دلیل این  
که رتبه بندی تنوع را حفظ می کند باعث جستجوی موفقیت آمیزتر فضای جستجو می شود و در آن از  
همگرایی سریع که می تواند از انتخاب متناسب با برازندگی نتیجه شود جلوگیری به عمل می آید.

لازم به ذکر است که در هر روش رتبه بندی به محض این که نرخ های انتظار به هر فرد نسبت  
داده شد از روش *SUS* می توان برای نمونه برداری از جمعیت [یعنی انتخاب والدین] استفاده نمود.

### انتخاب تورنمنت

روش های انتخابی که تاکنون توصیف شدند، در هر نسل نیاز به دوبار عبور از میان جمعیت

دارند:

یک بار برای محاسبه میانگین برازندگی و یک بار هم برای محاسبه نرخ انتظار هر فرد.

در روش انتخاب رتبه ای لازم است تا تمام افراد جمعیت براساس رتبه شان مرتب شوند که یک

رویه وقت گیر است. انتخاب تورنمنت مشابه با انتخاب رتبه‌ای برحسب فشار انتخاب است، اما از نظر محاسباتی کارآتر و برای پیاده‌سازی‌های موازی مناسب‌تر است. در این روش، دو فرد از جمعیت به صورت تصادفی انتخاب می‌شوند. سپس یک عدد تصادفی  $r$  بین ۰ و ۱ انتخاب می‌شود. اگر  $r < k$  که  $k$  یک پارامتر است، برای مثال  $0.75$  باشد، فرد برازنده‌تر و در غیر اینصورت فردی که برزندگی کمتری دارد به عنوان والد انتخاب می‌شود. این دو سپس به جمعیت اولیه بازگردانده می‌شوند و دوباره در فرآیند انتخاب شرکت داده می‌شوند.

### شرط پایان الگوریتم

در الگوریتم‌های تکاملی غالباً اجرای برنامه برای تعداد نسل‌های از پیش تعیین شده‌ای صورت می‌گیرد. اما شرط دیگری نیز برای پایان الگوریتم‌های ژنتیک توسط [Grefenstette ۳۹] ارائه شده است که آن میزان پراکندگی بیت‌ها درون جمعیت می‌باشد [Bit Diversity]. این محک نشان دهنده میزان همگرا شدن کد اعضای جمعیت می‌باشد. اگر کد یک عنصر دارای طول  $l$  بیت باشد و به صورت  $\bar{a}_i(a_{i1}, \dots, a_{il})$  نشان داده شود و  $i \in \{1, \dots, \mu\}$  که  $\mu$  تعداد اعضای جمعیت است، مقدار پراکندگی بیت جمعیت  $P, b/P$  به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$b(p) = \frac{1}{\mu} \sum_{j=1}^1 \text{Max} \left\{ \sum_{i=1}^{\mu} (1 - a_{ij}), \sum_{i=1}^{\mu} a_{ij} \right\} \in [0.5 - 1] \quad \text{معادله ۰-۴}$$

هر اندازه میزان  $b$  بزرگتر باشد میزان پراکندگی بیت‌ها درون جمعیت کمتر خواهد بود. در حالت ویژه اگر  $b/P = 1$  باشد به این معنی است که کد همه اعضای جمعیت یکسان است. شرط پایان به صورت

---

<sup>۹۲</sup> Tournament Selection

$b[p] > b_{max}$  تعریف می شود که  $b_{max}$  معمولاً  $0.99 \approx 0.95$  می باشد.



دانشگاه صنعتی شاهرود

*Shahrood University*

*Faculty Of Electrical Engineering*

*Dissertation Submitted in Partial  
Fulfillment of The Requirements For The  
Degree of Master of Science in  
Power Electronic Engineering*

*Passive filter design for drive's inverter*

*Supervisor*

*Dr. Ali Dastfan*

*by*

*Mohammad Mohammadi Ghare boogha*

*2014*



## ***Abstract***

*Increase of nonlinear loads and the use of plasticizers near the inverter, the voltage and current harmonics and power quality have increased dramatically showed the risk. Failure to Harmvnyk–Ha increased motor losses and damage to the isolation transformer and an error in measurement equipment and reduce the useful life of electrical equipment evenly. To improve the situation and being located in the harmonic limit set by the authoritative standards such as IEEE Std 519-1992 They are the strategies employed include the use of passive filters.*

*In this thesis attempts to present model of passive filters with respect to investigations and An overview of the work done in conjunction with the optimization of passive filters, and then to design an optimal RLC filter parameters bt Using genetic algorithms and present an optimal filter is the price and the size of the reducing power losses and Harmonics So that by choosing appropriate parameters, system performance, and conduct more in our control range and its prediction and then try to introduce a new structure to suppress further Harmonics and THD. undifine structure without increasing the size and efficiency thereby increasing their price comes and elements eliminate more Harmonics in eliminating frequency comes close to the performance of the system.*

*Keywords: inverter, passive filters, filter parameters, optimization, reduced harmonics, simulation-optimization*