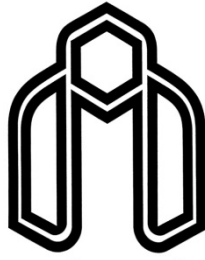


الحق
الله
الرحمن



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک
گروه کنترل

عنوان پایان نامه:

طراحی کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_∞ برای مبدل افزاینده ولتاژ ثابت مرتبه ۲ با استفاده از الگوریتم ممثیک

دانشجو : محبوبه رضایی

استاد راهنمای اول :

دکتر علیرضا الفی

استاد راهنمای دوم :

دکتر حسین قلی زاده نرم

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

زمستان ۱۳۹۲

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده : برق و رباتیک

گروه : کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد خانم محبوبه رضایی

تحت عنوان:

طراحی کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_{∞} برای مبدل افزایشده ولتاژ ثابت

مرتبه ۲ با استفاده از الگوریتم ممیتک

در تاریخ توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد
مورد ارزیابی و با درجه مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	اساتید مشاور	امضاء	اساتید راهنما
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی : علیرضا الفی
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی : حسین قلی زاده نرم

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :

تقدیم اثر

به روشنای خورشیدم؛ پدرم

به مهر آسمانم؛ مادرم

به شوق آرزویم؛ همسرم

به پناه امیدم؛ برادرم

به ترنم بارانم؛ خواهرانم

تشکر و قدر دانی

الهی! سپاس مخصوص توست و سپاسِ سپاس نیز هم.

الهی! تو را سپاس برای همه‌ی فرصت‌های قشنگی که به ما می‌دهی.

بارالها! توفیق حضور در محضر اساتید گرانقدرم؛

جناب آقای دکتر الفی و جناب آقای دکتر قلی زاده

و استفاده از راهنمایی‌های بی‌دریغ ایشان را نصیبم کردی.

و مرا نعمت زیبای داشتن دوست خوبم؛

سرکار خانم مهندس محدثه عامریان

و استفاده از راهنمایی‌ها و کمک‌های صمیمانه‌اش را عطا کردی.

الهی! از ایشان و از همه‌ی آنان که در به انجام رسانیدن این پایان‌نامه، مرا یاری دادند، و از تو

برای این موهبت‌ها، از صمیم جان سپاس گزارم.

بارالها! پیوسته سربلند و پیروز شان بدار.

تعهد نامه

اینجانب محبوبه رضایی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_∞ برای مبدل افزایش ولتاژ ثابت مرتبه ۲ با استفاده از الگوریتم ممیتیک تحت راهنمایی جناب آقای دکتر الفی و جناب آقای دکتر قلی زاده متعهد می شوم :

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

این پایان نامه طراحی کنترل کننده مقاوم با استفاده از الگوریتم هوشمند، برای مبدل افزایش ولتاژ DC/DC، را ارائه می دهد. مقاوم بودن سیستم در برابر عدم قطعیت ها، صاف بودن سطح ولتاژ خروجی، سرعت سیستم در رسیدن به پاسخ حالت دائم، دفع اغتشاشات ولتاژ ورودی و قابلیت پیاده سازی سیستم کنترلی، از اهداف مهم کنترلی است که مورد توجه قرار گرفته است. غیر مینیمم فاز بودن مبدل افزایشنده باعث کاهش شدید پهنای باند شده و کنترل مبدل را با تک حلقه، دشوار کرده است. لذا برای کنترل بهتر مبدل از ساختار کنترلی دو حلقه ای استفاده شده است؛ در حلقه داخلی یک کنترل کننده ی تناسبی به منظور رسیدن جریان سوئیچ به جریان مطلوب، طراحی شده و در حلقه ی بیرونی، یک کنترل کننده ی مقاوم ساختار ثابت با روش شکل دهی حلقه H_∞ ، به منظور فراهم کردن ولتاژ خروجی مطلوب، طراحی شده است. پایداری سیستم کنترلی اثبات می شود و بر این اساس حاشیه پایداری¹ تعیین می شود. شبیه سازی ها نشان می دهد که اهداف کنترلی محقق شده است. همچنین مقایسه عملکرد الگوریتم مماتیک با الگوریتم های ژنتیک، پرندگان، رقابت استعماری و شبیه ساز تبرید تدریجی، برتری الگوریتم مماتیک را در طراحی و بهینه سازی این سیستم کنترلی نشان می دهد.

کلمات کلیدی : مبدل افزایشنده ولتاژ ثابت، کنترل مقاوم، روش شکل دهی حلقه H_∞ و الگوریتم

ممتیک.

¹ Stability Margin

فهرست مطالب

فصل ۱: مقدمه	۱
۱-۱- مقدمه	۲
۱-۲- مروری بر برخی مطالعات انجام شده	۵
۱-۳- مروری بر ساختار پایان نامه	۷
فصل ۲: معرفی مبدل افزایشده ولتاژ ثابت مربعی	۹
۱-۲- مقدمه	۱۰
۲-۲- مبدل افزایشده بنیادی	۱۱
۳-۲- مبدل افزایشده مربعی	۱۳
۱-۳-۲- شرح عملکرد مبدل	۱۵
۲-۳-۲- مدل سوئیچ-PWM	۱۷
۳-۳-۲- مدل میانگین مبدل افزایشده مربعی با استفاده از مدل سوئیچ-PWM	۲۱
۴-۳-۲- معادلات فضای حالت مبدل افزایشده مربعی	۲۱
۵-۳-۲- دینامیک مبدل	۲۴
فصل ۳: روش های کنترلی مورد استفاده	۲۹
۱-۳- روش شکل دهی حلقه H_∞	۳۰
۲-۳- کنترل چند حلقه ای	۳۳
۳-۳- کنترل ساختار ثابت مقاوم	۳۳
فصل ۴: طراحی حلقه های کنترلی سیستم	۳۵

- ۳۶ ۱-۴- طراحی کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_{∞}
- ۴۰ ۲-۴- طراحی کنترل کننده دو حلقه ای ساختار ثابت مقاوم
- ۴۰ ۳-۴- طراحی کنترل کننده دو حلقه ای ساختار ثابت مقاوم با استفاده از الگوریتم های هوشمند
- ۴۱ ۱-۳-۴- الگوریتم ژنتیک
- ۴۳ ۲-۳-۴- الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات
- ۴۵ ۳-۳-۴- الگوریتم رقابت استعماری
- ۴۷ ۴-۳-۴- الگوریتم شبیه ساز تبرید تدریجی
- ۴۹ ۵-۳-۴- الگوریتم ممتیک
- ۵۳ فصل ۵: نتایج شبیه سازی
- ۵۴ ۱-۵- کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_{∞} استاندارد
- ۵۶ ۲-۵- کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم
- ۵۶ ۱-۲-۵- با استفاده از GA
- ۵۷ ۲-۲-۵- با استفاده از PSO
- ۵۹ ۳-۲-۵- با استفاده از ICA
- ۶۰ ۴-۲-۵- با استفاده از SA
- ۶۱ ۵-۲-۵- با استفاده از MA
- ۶۳ ۶-۲-۵- مقایسه
- ۶۳ ۷-۲-۵- شبیه سازی کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم طراحی شده با الگوریتم ممتیک بر

۶۵ روی مدل دقیق

۷۱ فصل ۶: نتیجه گیری و پیشنهادات

۷۲ ۱-۶- نتیجه گیری

۷۲ ۲-۶- پیشنهادات

۷۳ منابع

۷۶ پیوست

فهرست شکل ها

- شکل ۱-۱ : یک سیستم مبدل DC/DC [۲] ۲
- شکل ۱-۲ : مبدل افزایشده بنیادی ؛ الف) دیاگرام مداری مبدل، ب) مدار معادل مبدل در حالت سوئیچ روشن، ج) مدار معادل مبدل در حالت سوئیچ خاموش [۳] ۱۲
- شکل ۲-۲ : مبدل افزایشده مربعی ؛ الف) دیاگرام مداری مبدل، ب) مدار معادل مبدل در حالت سوئیچ روشن، ج) مدار معادل مبدل در حالت سوئیچ خاموش [۳ و ۲۰] ۱۶
- شکل ۳-۲ : مبدل های پایه الف) کاهنده، ب) افزایشده، ج) کاهنده-افزاینده و د) کیوک [۲۱] .
..... ۱۸
- شکل ۴-۲ : سوئیچ PWM- [۲۱] ۱۸
- شکل ۵-۲ : مدل میانگین سوئیچ PWM- [۹] ۲۰
- شکل ۶-۲ : مدار معادل مبدل افزایشده مربعی با استفاده از مدل سوئیچ PWM- [۴] ۲۱
- شکل ۷-۲ : مدار معادل مبدل افزایشده مربعی در حالت دائم ۲۲
- شکل ۸-۲ : صفر و قطب تابع انتقال $G_I(s)$ ۲۷
- شکل ۹-۲ : صفر و قطب تابع انتقال $G_V(s)$ ۲۷
- شکل ۱-۳ : آرایش استاندارد فیدبک [۲۷] ۳۰
- شکل ۲-۳ : روش شکل دهی حلقه H_∞ : الف) فرآیند شکل یافته، ب) فرآیند جبران شده و ج) کنترل کننده معادل [۲۷] ۳۱
- شکل ۳-۳ : فاکتورهای متباین نرمالایز شدهی چپ [۱۵] ۳۲
- شکل ۴-۳ : کنترل دو حلقه ای برای مبدل افزایشده مربعی [۱۳] ۳۳
- شکل ۱-۴ : مقایسه دیاگرام بود تابع حلقه باز P و حاصلضرب توابع $G_I^*G_V$ ۳۸
- شکل ۲-۴ : مقایسه دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s ۳۸

- شکل ۳-۴ : خلاصه مراحل اجرای الگوریتم ژنتیک استاندارد [۳۵] ۴۲
- شکل ۴-۴ : خلاصه مراحل اجرای الگوریتم PSO ۴۴
- شکل ۵-۴ : خلاصه مراحل اجرای ICA [۴۰ و ۴۱] ۴۶
- شکل ۶-۴ : خلاصه مراحل اجرای SA ۴۸
- شکل ۷-۴ : مینیمم محلی و مینیمم مطلق ۴۹
- شکل ۸-۴ : خلاصه مراحل اجرای الگوریتم ممتیک ۵۲
- شکل ۱-۵ : کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_{∞} استاندارد؛ الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی،
ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و د) مقادیر ویژه حساسیت مختلط ۵۵
- شکل ۲-۵ : نتایج اجرای الگوریتم ژنتیک: الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی ، ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و د) تغییرات تابع هزینه بهترین جواب در هر نسل ۵۷
- شکل ۳-۵ : نتایج اجرای الگوریتم PSO : الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی، ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و د) تغییرات تابع هزینه بهترین جواب در هر تکرار ۵۸
- شکل ۴-۵ : نتایج اجرای الگوریتم ICA : الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی و ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی ۵۹
- شکل ۵-۵ : نتایج اجرای الگوریتم ICA : ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و د) بهترین تابع هزینه و تغییرات متوسط هزینه امپراطوری ها در هر تکرار ۶۰
- شکل ۶-۵ : نتایج اجرای الگوریتم SA : الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی ، ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و د) تغییرات تابع هزینه بهترین جواب در هر تکرار ۶۱

- شکل ۷-۵ : نتایج اجرای الگوریتم MA : الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی، ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و د) تغییرات تابع هزینه در هر نسل... ۶۲
- شکل ۸-۵ : مقایسه‌ی پاسخ پله‌ی کنترل کننده‌های طراحی شده..... ۶۴
- شکل ۹-۵ : شبیه سازی کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم طراحی شده با الگوریتم ممتیک بر روی مدل دقیق مبدل افزایشنده مربعی..... ۶۵
- شکل ۱۰-۵ : ولتاژ خروجی مبدل..... ۶۶
- شکل ۱۱-۵ : خطای حلقه بیرونی (حلقه ولتاژ)..... ۶۷
- شکل ۱۲-۵ : سیگنال کنترلی تولید شده برای گیت سوئیچ..... ۶۷
- شکل ۱۳-۵ : اثر تغییرات ولتاژ ورودی بر روی ولتاژ خروجی..... ۶۸
- شکل ۱۴-۵ : اثر تغییرات ۱۰ درصدی پارامترهای مبدل بر روی ولتاژ خروجی..... ۶۸
- شکل ۱۵-۵ : اثر تغییرات ۵۰ درصدی پارامترهای مبدل بر روی ولتاژ خروجی..... ۶۹
- شکل ۱۶-۵ : ولتاژ خروجی مبدل ۶۹
- شکل ۱۷-۵ : اثر تغییرات ۵۰ درصدی پارامترهای مبدل بر روی ولتاژ خروجی..... ۷۰

فهرست جداول

جدول ۱-۲: مقادیر پارامترهای مبدل افزایشده مربعی ۲۶

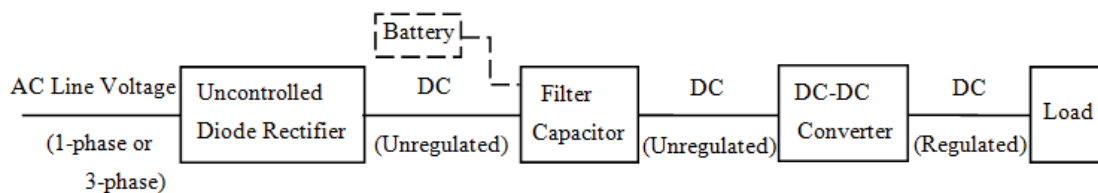
فصل ١ :

مقدمه

۱-۱- مقدمه

مبدل‌های DC/DC مدارهای الکترونیک قدرت هستند که یک ولتاژ DC را به یک سطح متفاوت ولتاژ DC - که اغلب یک خروجی رگوله شده دارند - تبدیل می‌کنند [۱].

اغلب ورودی مبدل‌های DC/DC یک ولتاژ DC رگوله نشده است که از یکسوسازی ولتاژ AC خط به دست آمده است، و به خاطر نوسانات در دامنه‌ی ولتاژ خط، ولتاژ ورودی مبدل نیز نوساناتی خواهد داشت. از مبدل‌های سوئیچینگ DC/DC برای تبدیل این ولتاژ DC رگوله نشده به یک ولتاژ خروجی رگوله شده با مقدار مطلوب، استفاده می‌شود [۲].



شکل ۱-۱: یک سیستم مبدل DC/DC [۲].

تکنولوژی تبدیل DC/DC یک حوزه‌ی مهم در زمینه‌ی درایورها و مهندسی قدرت بوده و از سال ۱۹۲۰ متداول شد. این تکنولوژی به سرعت پیشرفت کرد. یکی از دلایل این امر، دو گرایش مهم در صنعت الکترونیک؛ ولتاژ پایین و چگالی توان بالا^۱، است. تحقیقات نشان می‌دهد که تولید مبدل‌های DC/DC در بازار جهانی بسیار بیشتر از مبدل‌های AC/DC است [۳].

یکی از ساده‌ترین مبدل‌های DC/DC، تقسیم‌کننده ولتاژ است (مانند مقاومت متغیر و پتانسیومتر)، ولی این نمونه فقط ولتاژ خروجی کمتر از ورودی را با بازده پایین، انتقال می‌دهد. چاپر مربعی چندگانه^۲ دومین مرحله در تبدیل DC/DC است. زمان زیادی صرف تلاش برای یافتن

¹ high power density

² multiple-quadrant chopper

تجهیزات لازم برای تبدیل منابع DC از یک ولتاژ به ولتاژ DC دیگر ، شده است (مانند استفاده از یک ترانسفورمر در تبدیل AC/AC).

بعضی از انواع ابتدایی مبدل‌های DC/DC قبل از جنگ جهانی دوم در کاربردهای صنعتی استفاده می‌شدند. تحقیقات در طول جنگ متوقف شد، ولی کاربرد مبدل‌های DC/DC شناخته شد. بعد از جنگ، تکنولوژی ارتباطات به سرعت پیشرفت کرد و نیاز به منابع تغذیه DC ولتاژ پایین داشت. این امر باعث پیشرفت سریع تکنولوژی تبدیل DC/DC گشت [۳]. مبدل‌های DC/DC به طور وسیعی در کاربردهای صنعتی، مدارات سخت افزاری کامپیوتر [۳]، تنظیم منابع تغذیه DC سوئیچینگ و درایورهای موتور DC [۲]، به کار گرفته می‌شوند.

خانواده‌ی مبدل‌های DC/DC در [۳] به شش گروه تقسیم شده‌اند که بخشی از این تقسیم بندی در صفحه ۴ و صورت کامل آن در پیوست آورده شده است.

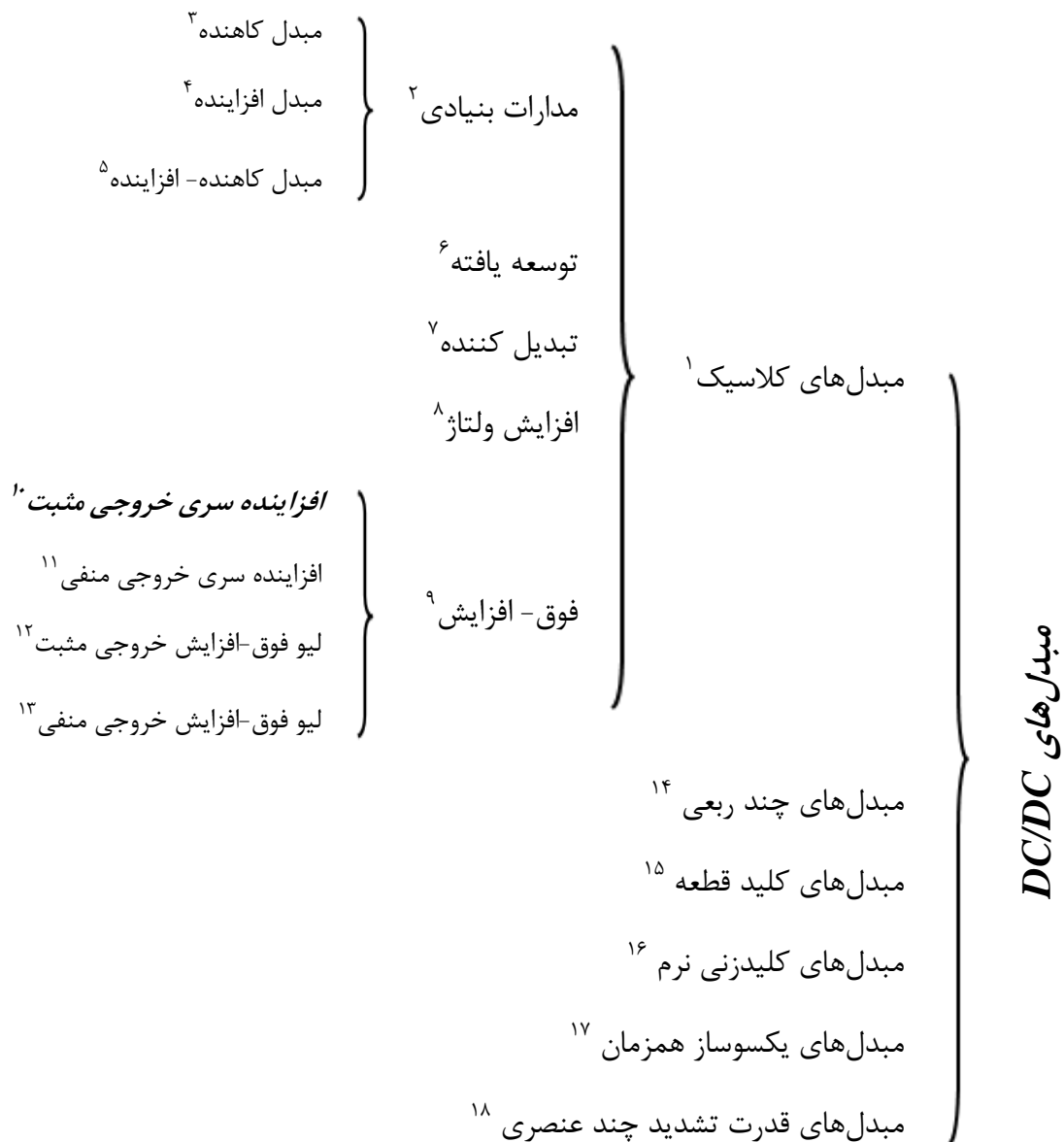
مدارات بنیادی^۱ از گروه مبدل‌های کلاسیک عبارتند از:

- مبدل کاهنده
- مبدل افزایشنده
- مبدل کاهنده-افزاینده

همه‌ی مبدل‌های دیگر از دو مبدل کاهنده و افزایشنده ساخته می‌شوند. مبدلی که در این پایان‌نامه مورد مطالعه قرار گرفته، از نوع فوق-افزایش به نام مبدل افزایشنده‌ی سری خروجی مثبت است که نام دیگر آن مبدل افزایشنده مربعی^۲ (یا مرتبه ۲) می‌باشد.

¹ Fundamental Circuits

² Quadratic Boost Converter



¹ Classical Converters

² Fundamental Circuits

³ Buck Converter

⁴ Boost Converter

⁵ Buck-Boost Converter

⁶ Developed

⁷ Transformer

⁸ Voltage Lift

⁹ Super-Lift

¹⁰ Positive Output Cascade Boost Converter

¹¹ Negative Output Cascade Boost Converter

¹² Positive Output Super-Lift Luo-Converter

¹³ Negative Output Super-Lift Luo-Converter

¹⁴ Multi-Quadrant Converters

¹⁵ Switched-Component Converters

¹⁶ Soft-Switching Converters

¹⁷ Synchronous Rectifier Converters

¹⁸ Multi-Elements Resonant Power Converters

۲-۱- مروری بر برخی مطالعات انجام شده

تاکنون تحقیقات متعددی در زمینه کنترل سیستم‌های الکترونیک قدرت به خصوص مبدل‌های DC/DC صورت گرفته است. در سال‌های اخیر استراتژی‌های کنترلی مختلفی برای این مبدل‌ها به کار گرفته شده است. با توجه به رفتار غیر خطی و عدم قطعیت‌های موجود، تغییرات پارامتری، اغتشاشات بار و ولتاژ ورودی متغیر در مبدل‌های فوق عموماً کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک به کار رفته، مانند PID و PI، کارایی خوب خود را از دست داده و عملکرد کنترلی مطلوبی از خود نشان نمی‌دهند [۵۴].

در [۶] نویسنده، با استفاده از تکنیک‌های خطی سازی حول نقطه کار، به تخمین غیرخطی‌های سیستم پرداخته است. البته این روش در سیستم‌هایی که صفر دینامیکی آن‌ها مینیمم‌فاز نباشد پاسخ قابل قبولی در بر نخواهد داشت و نمی‌تواند پایداری سیستم را تضمین نماید.

با توجه به دلایل ذکر شده روش‌های کنترل مقاوم غیر خطی مرسوم، جهت بهبود عملکرد مبدل‌های سوئیچینگ مورد توجه قرار گرفته‌اند. نویسندگان در [۷] با بکارگیری تکنیک گام به عقب، یک کنترل‌کننده مقاوم در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری، برای تنظیم ولتاژ خروجی مبدل افزایش‌دهنده طراحی کردند. همچنین در [۸] یک کنترل‌کننده H_2 مقاوم به مبدل افزایش‌دهنده اعمال شده است. کنترل مقاوم H_∞ نیز یکی دیگر از روش‌های کنترلی است که نویسندگان در [۹] با استفاده از حل معادله‌ی ریکاتی جبری در یک مبدل افزایش‌دهنده به کار بسته‌اند. یکی از تفاوت‌های اصلی این طرح کنترلی در نظر گرفتن امپدانس کم خروجی به عنوان یکی از اهداف کنترلی اصلی است که در طرح‌های کنترلی دیگر کمتر به طور مستقیم به آن توجه شده است. البته این موضوع به صورت غیرمستقیم با افزایش گین حلقه حاصل می‌شود ولی این افزایش گین در مغایرت با شروط حاشیه فاز^۱ می‌باشد.

^۱ Phase-Margin

کنترل مود لغزشی (SMC) رهیافت کنترلی دیگری است که بسیار مورد توجه قرار گرفته است [۱۱ و ۱۰]. نویسندگان مرجع [۱۱] ابتدا در یک تحلیل مقایسه‌ای مشخصات و خصوصیات سه نوع مبدل افزایشنده، افزایشنده مربعی و افزایشنده مکعبی را بررسی کرده و سپس یک کنترل کننده دو حلقه‌ای با استفاده از طرح مود لغزشی برای تنظیم ولتاژ خروجی یک مبدل افزایشنده مربعی پیشنهاد کرده‌اند. ترکیب کنترل مود لغزشی با روش‌های کنترلی هوشمندی همچون فازی و عصبی به منظور اطمینان از پایداری سیستم و عدم فائق آمدن بر اثرات نامطلوبی همچون Chattering، عملکرد مبدل‌های افزایشنده را به طور چشمگیری ارتقاء بخشیده است [۱۲ و ۱۳]. همچنین نویسندگان در [۱۴] با طراحی کنترل کننده مود لغزشی از شبکه عصبی فازی تطبیقی برای تعیین سطح لغزش در حلقه کنترلی سیستم استفاده کردند. نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد سیستم کنترل شده با این روش، از مقاومت نسبتاً بالایی نسبت به عدم قطعیت‌های موجود و اغتشاش برخوردار است. کنترل فازی با رویکرد ساختار متغیر به منظور تنظیم ضرایب فازی از دیگر روش‌های کنترلی است که در مبدل‌های DC/DC و از جمله افزایشنده و کاهنده-افزاینده به کار گرفته شده است [۱۵ و ۱۶].

استفاده از کنترل مقاوم ساختار ثابت، رهیافت کنترلی دیگری است که می‌تواند بسیار مفید باشد و مشکل پیچیده بودن کنترل کننده طراحی شده با روش شکل دهی حلقه H_∞ را برطرف می‌کند، اما همچنان طراحی با این روش دشوار است. در [۱۷] با استفاده از الگوریتم ژنتیک این مشکل برطرف شده است اما این الگوریتم از پایداری کافی برخوردار نیست، همچنین نتایج بر روی مدل دقیق بررسی نشده است.

در این تحقیق برای استفاده از روش شکل دهی حلقه H_∞ با ساختار ثابت در دو حلقه کنترلی، به دنبال بهترین الگوریتم هوشمند برای حل این مسئله هستیم، همچنین نتایج بر روی مدل دقیق نیز بررسی می‌شوند.

۱-۳- مروری بر ساختار پایان نامه

موضوع پایان‌نامه‌ی حاضر، کنترل مبدل افزایشنده DC/DC در حضور عدم قطعیت‌های موجود مانند عدم قطعیت‌های پارامتری و دینامیک‌های مدل نشده می‌باشد. در طراحی کنترل‌کننده؛ (۱) فراهم آمدن رفتار مطلوب سیستم با مشخصاتی همچون خطا، سرعت پاسخ سیستم و دامنه سیگنال کنترلی، (۲) سادگی ساختار کنترل‌کننده و (۳) پایداری مقاوم، به عنوان سه معیار اجرایی اصلی در نظر گرفته می‌شوند. در این راستا از کنترل‌کننده تناسبی به عنوان کنترل‌کننده‌ی جریان در حلقه داخلی و از کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انتگرالی برای کنترل ولتاژ در حلقه بیرونی برای رسیدن به اهداف مورد نظر استفاده کرده‌ایم که هر دو کنترل‌کننده با روش شکل‌دهی حلقه H_∞ طراحی می‌شوند.

فصل‌بندی پایان‌نامه حاضر بعد از فصل مقدمه بدین ترتیب ارائه می‌گردد: فصل دوم مبدل افزایشنده ولتاژ ثابت مربعی را معرفی می‌کند. در فصل سوم روش‌های کنترلی استفاده شده معرفی می‌شوند. فصل چهارم ساختار کنترل‌کننده‌های طراحی شده، را شرح می‌دهد. در فصل پنجم نتایج شبیه‌سازی بر روی مدل خطی و مدل دقیق، برای تأیید مطالب و اثبات کارایی طرح پیشنهادی ارائه می‌شود و فصل ششم نیز نتیجه‌گیری می‌کند و پیشنهادات را ارائه می‌نماید.

فصل ۲ :

معرفی مبدل افزایشده ولتاژ ثابت مربعی

۲-۱- مقدمه

یک مبدل افزایشنده، همان طور که از اسمش برمی آید ولتاژ خروجی بزرگتری از ولتاژ ورودی اش تولید می کند. کاربرد اصلی این مبدل در رگوله کردن منابع تغذیه DC رگوله شده^۱ و ترمز بازیاب موتورهای DC^۲ است [۲].

سیستم های قدرت سلولی اغلب به صورت یک سری از سلول ها، جهت رسیدن به ولتاژ بالاتر می باشند. اما در بسیاری از برنامه های کاربردی به ولتاژ بالا نیاز است و استفاده از تعداد سلول های کافی به علت کمبود فضا، امکان پذیر نیست [۱۸]. همچنین بیشتر آرایه های فتوولتائیک که به یک شبکه متصل می شوند، همگی اتصالات سری و موازی از یک سلول ولتاژ پایین اصلی هستند تا یک ماژول با ولتاژ بالاتر ایجاد کنند. ماژول های فتوولتائیک در یک رشته هرگز دقیقاً مشابه نیستند که این امر ممکن است پیچیدگی های زیادی را به همراه آورد [۱۹].

مبدل افزایشنده می تواند ولتاژ را افزایش داده و تعداد سلول ها را کاهش دهد. یکی از کاربردهای باتری های تغذیه ای که از مبدل های افزایشنده استفاده می کنند، وسایل نقلیه الکتریکی هایبیرید (HEV)^۳، است. برای مثال HEV مدل NHW20 از Toyota Prius از یک موتور ۵۰۰ ولت استفاده می کند که بدون یک مبدل افزایشنده، نزدیک به ۴۱۷ سلول برای تغذیه ی موتور لازم خواهد داشت، ولی در واقع تنها از ۱۸۸ سلول استفاده می کند و با استفاده از مبدل افزایشنده، ولتاژ را از ۲۰۲ ولت به ۵۰۰ ولت افزایش می دهد. از دیگر کاربردهای مبدل افزایشنده، سیستم های روشنایی و البته در مقیاس کوچکتر، سیستم های روشنایی همراه است. برای مثال یک لامپ LED سفید به عنوان نمونه به ۳/۳ ولت نیاز دارد تا روشن شود و یک مبدل افزایشنده می تواند ولتاژ ۱/۵ ولت تک فاز سلول قلیایی^۴ را برای روشن شدن لامپ افزایش دهد. مبدل افزایشنده همچنین می تواند ولتاژ بالاتری را برای به کار انداختن

¹ Regulated DC Power Supplies

² Regenerative Braking of DC motors

³ Hybrid Electric Vehicles

⁴ Alkaline Cell

لامپ‌های فلورسنت کاتدی سرد (CCFL)^۱ در دستگاهی مانند صفحه نمایش‌های با نور پس زمینه^۲ و برخی از فلاشرهای عکاسی (یا چراغ قوه‌ها)^۳، تولید کند [۱۹ و ۱۸].

یک مبدل افزایش ولتاژ در مدار شناخته شده تحت عنوان "Joule thief" نیز استفاده می‌شود. مدار این توپولوژی در باتری‌های توان پایین استفاده می‌شود و به دلیل توانایی مبدل افزایشدهنده در استفاده از انرژی باقیمانده در یک باتری است. این انرژی در غیر این صورت تلف می‌شود زیرا ولتاژ پایین یک باتری‌ای که نزدیک به خالی شدن است، برای یک بار معمولی قابل استفاده نیست. در بعضی موارد این انرژی دست نخورده باقی می‌ماند زیرا بسیاری از برنامه‌های کاربردی وقتی ولتاژ کاهش می‌یابد، اجازه نمی‌دهند جریان کافی در بار جریان یابد. از آنجا که $P = \frac{V^2}{R}$ است و به علاوه بار (R) ثابت است، با کاهش ولتاژ، توان در دسترس بار کاهش می‌یابد. این کاهش ولتاژ از ویژگی‌های باتری‌های قلیایی است و زمانی که باتری‌ها خالی می‌شوند اتفاق می‌افتد.

۲-۲- مبدل افزایشدهنده بنیادی

مبدل افزایشدهنده و مبدل کاهنده، مبدل‌های پایه‌ای هستند که دیگر مبدل‌ها از ترکیبات و مشتقات این دو مبدل می‌باشند. در این بخش ابتدا مدار مبدل افزایشدهنده پایه را شرح می‌دهیم و در بخش بعد مبدل افزایشدهنده مربعی را توضیح خواهیم داد.

دیگرام مدار مبدل افزایشدهنده بنیادی و مدار معادلش در دو حالت سوئیچ روشن و خاموش در

شکل (۱-۲) نشان داده شده است.

¹ Cold Cathode Fluorescent Tubes

² LCD backlights

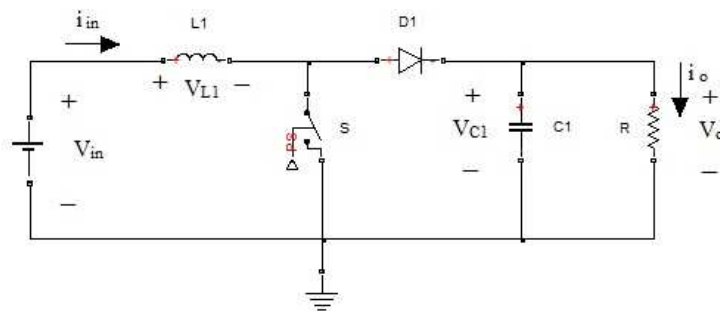
³ Flashlights

در زمان تناوب dT_s (d : نسبت هدایت و T_s : تناوب سوئیچینگ) که سوئیچ روشن است، ولتاژ روی خازن C_1 به اندازه V_o (ولتاژ خروجی) شارژ می‌شود و جریان i_{L1} از سلف L_1 با ولتاژ V_{in} (ولتاژ ورودی) افزایش می‌یابد. در زمان تناوب $(1-d)T_s$ که سوئیچ خاموش است، جریان i_{L1} با ولتاژ $-(V_o - V_{in})$ کاهش می‌یابد. بنابراین ریپل جریان سلف i_{L1} به صورت رابطه (۱-۲) خواهد بود.

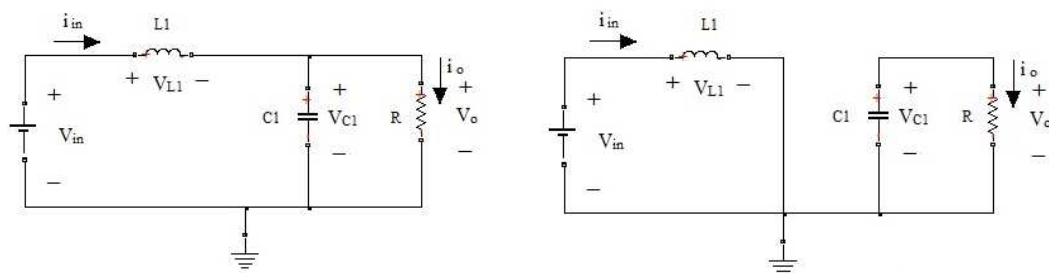
$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} dT_s = \frac{V_o - V_{in}}{L_1} (1 - d)T_s \quad (1-2)$$

$$V_o = \frac{1}{1 - d} V_{in} \quad (2-2)$$

که L_1 اندوکتانس سلف است.



(الف)



(ج)

(ب)

شکل ۱-۲ : مبدل افزایشنده بنیادی ؛ (الف) دیاگرام مداری مبدل، (ب) مدار معادل مبدل در حالت سوئیچ روشن، (ج) مدار معادل مبدل در حالت سوئیچ خاموش [۳].

¹ Duty Cycle OR The Conduction Duty Ratio

گین انتقال ولتاژ نیز به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-d} \quad (3-2)$$

و برای جریان متوسط و نرخ تغییرات جریان i_{L1} داریم :

$$I_{L1} = (1-d) \frac{V_o}{R} \quad (4-2)$$

$$\xi_1 = \frac{\frac{\Delta i_{L1}}{2}}{I_{L1}} = \frac{dT_s V_{in}}{(1-d)2L_1 V_o} = \frac{d}{2} \frac{R}{f_s L_1} \quad (5-2)$$

که R : مقاومت بار خروجی و f_s : فرکانس سوئیچینگ است. معمولاً ξ_1 بسیار کوچک (خیلی

کوچکتر از واحد)، است و این بدین معنی است که مبدل در مد پیوسته کار می‌کند.

ریپل ولتاژ ولتاژ خروجی هم برابر است با:

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C_1} = \frac{I_o(1-d)T_s}{C_1} = \frac{1-d}{f_s C_1} \frac{V_o}{R} \quad (6-2)$$

که ΔQ : تغییرات بار روی خازن، C_1 : ظرفیت خازن و I_o : جریان خروجی است. بنابراین نرخ

تغییرات ولتاژ خروجی به صورت زیر خواهد بود:

$$\varepsilon = \frac{\frac{\Delta v_o}{2}}{V_o} = \frac{1-d}{2Rf_s C_1} \quad (7-2)$$

معمولاً R در حدود کیلو اهم، f_s در حدود 10 KHz، C_1 در حد میکروفاراد و ریپل کمتر از 1%

است [۲].

۳-۲- مبدل افزایشده مربعی

مبدل افزایشده مربعی از مبدل افزایشده پایه مشتق شده و تفاوتش در قسمت های اضافه شده

(L_2, C_2, D_2, D_3) است [۲].

تکنولوژی افزایش ولتاژ (VL) در طراحی بسیاری از مدارات الکترونیک استفاده می‌شود. در سال‌های اخیر افزایش کاربرد مبدل‌های DC/DC، راهی برای طراحی مبدل‌هایی با گین ولتاژ خیلی بالا، فراهم آورد. مبدل‌های سری-سه تایی لیو^۱ [۲۰ و ۳] نمونه‌ای از تکنولوژی VL هستند. ولتاژ خروجی آن‌ها طبقه به طبقه به صورت یک تصاعد عددی افزایش می‌یابد. در مبدل‌های لیو فوق-افزایش با خروجی مثبت و منفی، با وجود اینکه مدارات پیچیده‌ای دارند، ولتاژ خروجی طبقه به طبقه به صورت یک تصاعد هندسی، افزایش می‌یابد [۲۰ و ۳].

در این تحقیق از مبدل افزایش‌دهنده‌ی خروجی مثبت، استفاده شده است که با وجود اینکه افزایش ولتاژ خروجی را بصورت یک تصاعد هندسی انجام می‌دهد، دارای مداری ساده است. همچنین این مبدل در شرایط توان پایین هم بطور مؤثری گین انتقال ولتاژ را افزایش می‌دهد [۲۰]. در بخش بعد کار این مبدل را در مد جریان پیوسته حالت دائم (CCM)^۲ توضیح می‌دهیم.

یکی دیگر از توپولوژی‌هایی که نسبت ولتاژ بزرگی را تولید می‌کند، مبدل‌های متوالی^۳ است. این توپولوژی از ترکیب دو یا تعداد بیشتری مبدل DC/DC که به صورت سری بهم وصل شده‌اند، تشکیل شده و با افزایش تلفات توان متناظر همراه است [۲۰].

مبدل افزایش‌دهنده مرتبه ۲ دارای چندین مزیت است؛

- نسبت ولتاژ بزرگتر؛ در مقایسه با مدل پایه،
- بازده بهتر؛ به دلیل استفاده از یک سوئیچ،
- کاهش در مدارات درایور؛ به دلیل استفاده از یک سوئیچ [۴]،
- ساختار مداری ساده؛ در مقایسه با مبدل‌های لیو فوق-افزایش [۲۰ و ۳].

¹ Three-Series Luo-Converters

² Continuous Conduction Mode

³ Cascade

۲-۳-۱- شرح عملکرد مبدل

دیگرام مداری مبدل افزایشده مربعی و مدار معادلش در دو حالت سوئیچ روشن و سوئیچ خاموش در شکل ۲-۲) نشان داده شده است. این مدار شامل دو فیلتر LC، یک سوئیچ فعال و سه سوئیچ غیرفعال (دیود) است. مزیت اصلی این مبدل در مقایسه با دو مبدل افزایشدهی سری شده، که نیاز به دو مدار کنترل دارند، استفاده از یک مدار کنترل سوئیچ فعال است. در این مبدل گین انتقال ولتاژ DC یک تابع مربعی از نسبت هدایت (d) است [۱۹].

در زمان تناوب dT_s که سوئیچ روشن است، ولتاژ روی خازن C_1 به اندازه V_{C1} شارژ می‌شود و جریان i_{L1} از سلف L_1 با ولتاژ V_{in} افزایش می‌یابد، ولتاژ روی خازن C_2 به اندازه V_o شارژ می‌شود و جریان i_{L2} از سلف L_2 توسط ولتاژ V_{C1} افزایش می‌یابد [۳].

و در زمان تناوب $(1-d)T_s$ که سوئیچ خاموش است، جریان i_{L2} با ولتاژ $(V_o - V_{C1})$ کاهش می‌یابد. بنابراین روابط (۲-۸) تا (۲-۱۹) را داریم [۳].

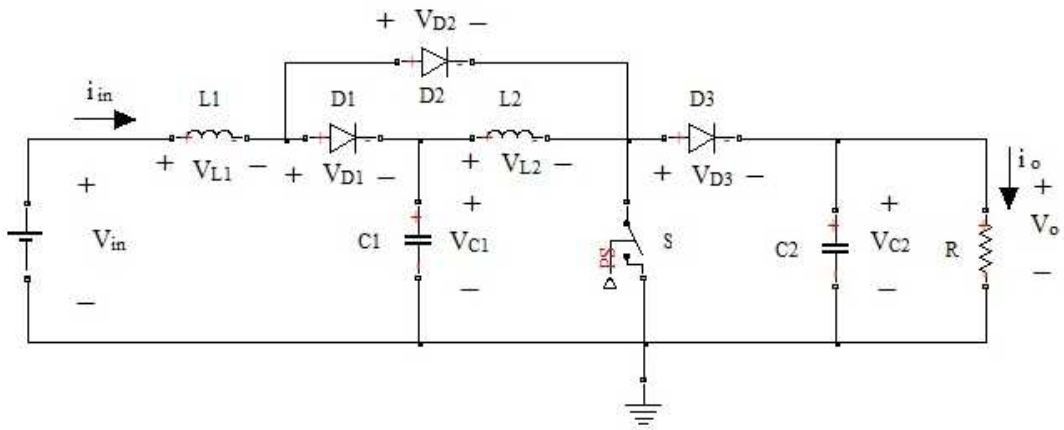
$$V_{C1} = \frac{1}{1-d} V_{in} \quad \text{ولتاژ خازن } C_1 \text{ در تناوب } dT \quad (۲-۸)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_{C1}}{L_2} dT_s = \frac{V_o - V_{C1}}{L_2} (1-d)T_s \quad \text{ریپل جریان سلف } i_{L2} \quad (۲-۹)$$

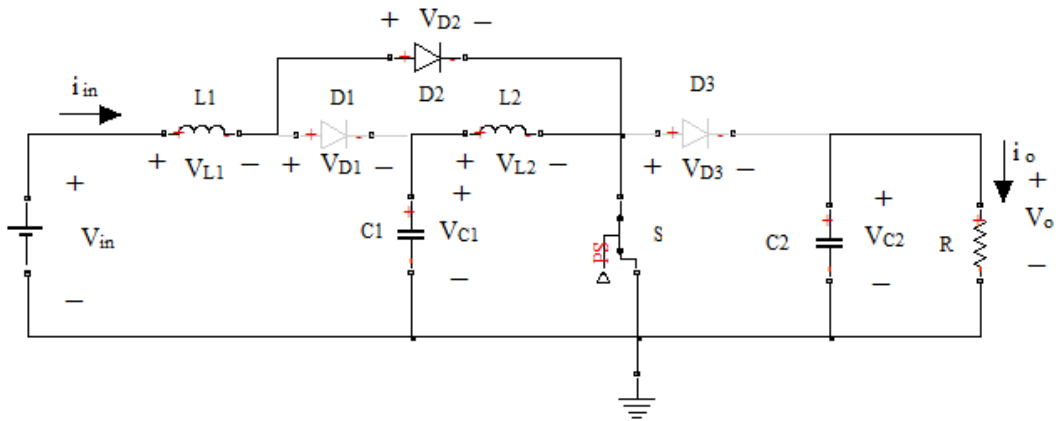
$$V_o = \frac{1}{1-d} V_{C1} = \left(\frac{1}{1-d} \right)^2 V_{in} \quad \text{ولتاژ خروجی} \quad (۲-۱۰)$$

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-d} \right)^2 \quad \text{گین انتقال ولتاژ} \quad (۲-۱۱)$$

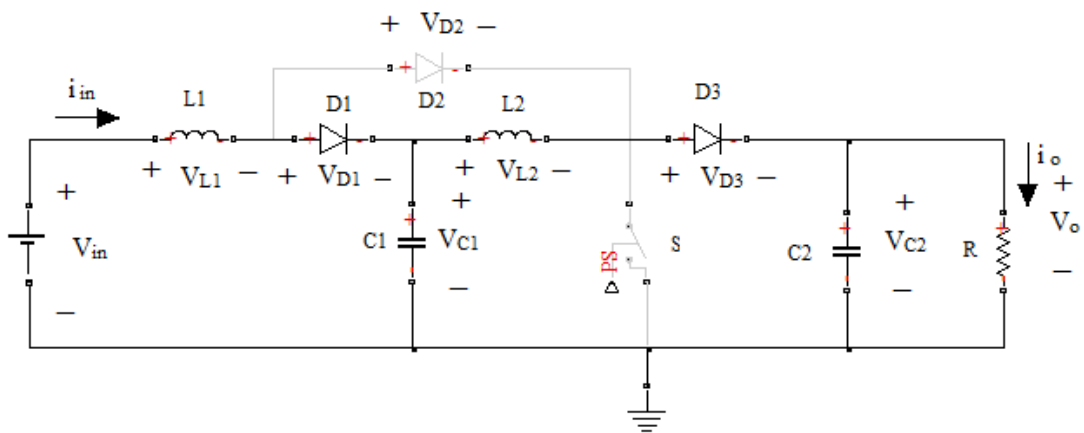
که L_i : اندوکتانس سلف i و C_i : ظرفیت خازن i است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۲-۲: مبدل افزایشده مربعی؛ (الف) دیاگرام مداری مبدل، (ب) مدار معادل مبدل در حالت سوئیچ روشن، (ج) مدار معادل مبدل در حالت سوئیچ خاموش [۲۱ و ۳].

و مشابه مبدل افزایشنده پایه داریم:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{in}}{L_1} dT_s \quad \text{ریپل جریان } i_{L_1} \quad (12-2)$$

$$I_{L_1} = \frac{I_o}{(1-d)^2} \quad \text{جریان متوسط } i_{L_1} \quad (13-2)$$

$$\xi_1 = \frac{\Delta i_{L_1}}{I_{L_1}} = \frac{d(1-d)^2 T_s V_{in}}{2L_1 I_o} = \frac{d(1-d)^4}{2} \frac{R}{f_s L_1} \quad \text{نرخ تغییرات جریان } i_{L_1} \quad (14-2)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{C_1}}{L_2} dT \quad \text{ریپل جریان } i_{L_2} \quad (15-2)$$

$$I_{L_2} = \frac{I_o}{1-d} \quad \text{جریان متوسط } i_{L_2} \quad (16-2)$$

$$\xi_2 = \frac{\Delta i_{L_2}}{I_{L_2}} = \frac{d(1-d) T_s V_{C_1}}{2L_2 I_o} = \frac{d(1-d)^2}{2} \frac{R}{f_s L_2} \quad \text{نرخ تغییرات جریان } i_{L_2} \quad (17-2)$$

$$\Delta v_o = \frac{\Delta Q}{C_2} = \frac{I_o(1-d)T}{C_2} = \frac{1-d}{f_s C_2} \frac{V_o}{R} \quad \text{ریپل ولتاژ خروجی} \quad (18-2)$$

$$\varepsilon = \frac{\Delta v_o}{V_o} = \frac{1-d}{2Rf_s C_2} \quad \text{نرخ تغییرات ولتاژ خروجی} \quad (19-2)$$

۲-۳-۲ مدل سوئیچ-PWM

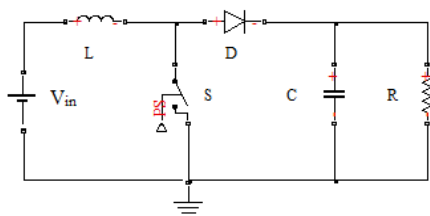
مدل مدولاسیون پهنای پالس سوئیچ (سوئیچ-PWM) ^۱ یک ابزار مناسب و قدرتمند در آنالیز مبدل‌ها، مطالعه‌ی پاسخ گذرا، پایداری و طراحی کنترل‌کننده است. در این مدل نیاز است که سوئیچ‌های فعال و غیر فعال به صورت دوتا دوتا و به شکل یک شبکه سه قطبی ظاهر شوند. این روش برای آنالیز یک مبدل افزایشنده مربعی با یک سوئیچ فعال تعمیم داده شده است [۱۹و۴-۲۲ و ۲۵].

در مبدل‌های کلاسیک (شکل ۳-۲) یک سوئیچ فعال و یک سوئیچ غیرفعال وجود دارد. این دو تا سوئیچ‌ها را می‌توان به صورت یک شبکه با سه ترمینال؛ فعال^۲ (a)، غیرفعال^۱ (p) و

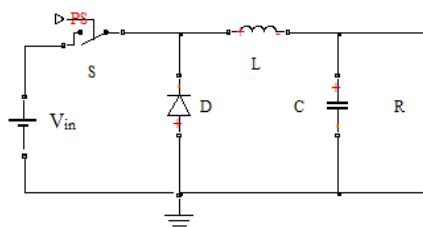
^۱ Pulse Width Modulation (PWM)-switch model

^۲ Active

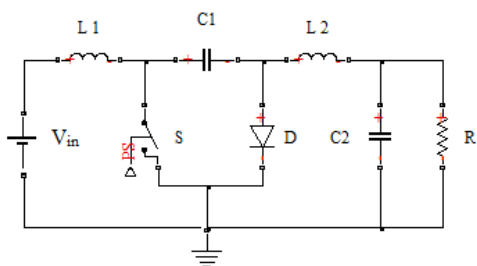
مشترک^۲ (c)، ترکیب کرد. این شبکه سه قطبی، سوئیچ-PWM نامیده می‌شود. طرح کلی سوئیچ PWM- در شکل ۴-۲ (نشان داده شده که در مد جریان پیوسته با ترمینال‌های ولتاژ و جریان کار می‌کند.



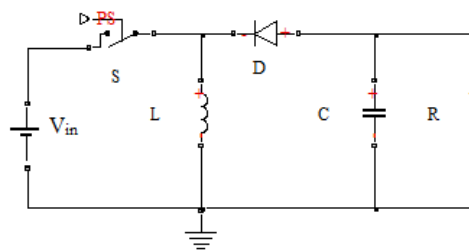
(ب)



(الف)

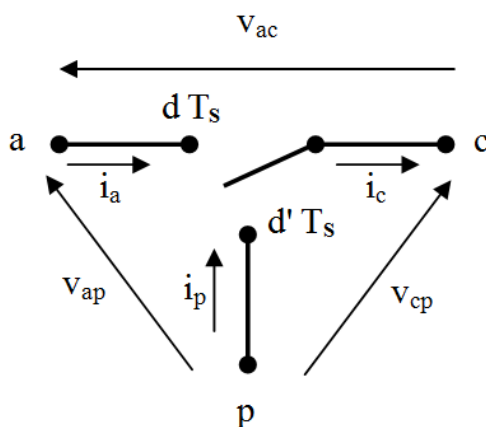


(د)



(ج)

شکل ۳-۲: مبدل‌های پایه الف) کاهنده، ب) افزایشنده، ج) کاهنده-افزاینده و د) کیوک^۳ [۲۲].



شکل ۴-۲: سوئیچ PWM- [۲۲].

¹ Passive
² Common
³ Cuk

سوئیچ فعال و غیرفعال مانند یک کلید دو طرفه یک پل^۱ عمل می‌کند.

در فاصله زمانی dT_s سوئیچ غیرفعال خاموش و سوئیچ فعال روشن است و پایه فعال به پایه مشترک متصل است. در فاصله زمانی $d'T_s$ سوئیچ غیرفعال روشن و سوئیچ فعال خاموش است و پایه غیرفعال به پایه مشترک متصل است. بین جریان لحظه‌ای پایه‌ها روابط (۲۰-۲) و (۲۱-۲) برقرار است (برای مد جریان پیوسته؛ $d' = 1 - d$ است).

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) & \text{during } dT_s \\ 0 & \text{during } d'T_s \end{cases} \quad (20-2)$$

$$i_p(t) = \begin{cases} 0 & \text{during } dT_s \\ i_c(t) & \text{during } d'T_s \end{cases} \quad (21-2)$$

که i_a : جریان پایه‌ی فعال، i_p : جریان پایه‌ی غیرفعال و i_c : جریان پایه‌ی مشترک است. به طور مشابه برای ولتاژ لحظه‌ای پایه‌ها روابط (۲۲-۲) و (۲۳-۲) را داریم.

$$v_{cp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t) & \text{during } dT_s \\ 0 & \text{during } d'T_s \end{cases} \quad (22-2)$$

$$v_{ac}(t) = \begin{cases} 0 & \text{during } dT_s \\ v_{ap}(t) & \text{during } d'T_s \end{cases} \quad (23-2)$$

که v_{ap} : ولتاژ بین پایه‌های فعال و غیرفعال، v_{ac} : ولتاژ بین پایه‌های فعال و مشترک و v_{cp} : ولتاژ بین پایه‌های مشترک و غیرفعال است. سیگنال‌های لحظه‌ای پایه‌ها برای یک دوره‌ی تناوب T_s ، میانگین زمانی^۲ گرفته شده است. روابط بین جریان میانگین پایه‌ها در روابط (۲۴-۲) و (۲۵-۲) آورده شده است.

$$\langle i_a \rangle = d \langle i_c \rangle \quad (24-2)$$

$$\langle i_p \rangle = d' \langle i_c \rangle \quad (25-2)$$

¹ A Single-Pole Double-Throw Switch

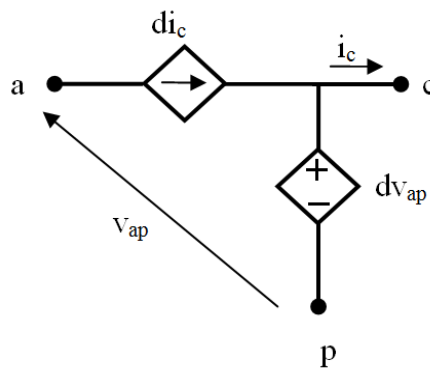
² Time-Averaged

و روابط بین ولتاژ میانگین پایه‌ها در روابط (۲۶-۲) و (۲۷-۲) آورده شده است.

$$\langle v_{cp} \rangle = d \langle v_{ap} \rangle \quad (26-2)$$

$$\langle v_{ac} \rangle = d' \langle v_{ap} \rangle \quad (27-2)$$

با استفاده از روابط (۲۴-۲) تا (۲۷-۲) می‌توان یک مدل میانگین زمانی برای سوئیچ PWM- به دست آورد. در شکل ۵-۲ یک مدل میانگین زمانی برای سوئیچ PWM-، با اعمال یک منبع ولتاژ کنترل شده و یک منبع جریان کنترل شده، با استفاده از رابطه‌ی (۲۴-۲) و (۲۶-۲) نشان داده شده است. در مدل میانگین زمانی برای سوئیچ PWM-، یکی از سوئیچ‌ها باید رابطه (۲۴-۲) یا (۲۵-۲) و سوئیچ دیگر باید رابطه (۲۶-۲) یا (۲۷-۲) را اجرا کند. این تابع منبع ولتاژ کنترل شده و منبع جریان کنترل شده، را مشخص می‌کند و به کاربردن دو منبع ولتاژ میسر نیست، زیرا باعث می‌شود جریان پایه‌ها نامشخص شود. همچنین به کاربردن دو منبع جریان نیز میسر نیست، زیرا باعث می‌شود ولتاژ پایه‌ها نامشخص شود [۲۲].

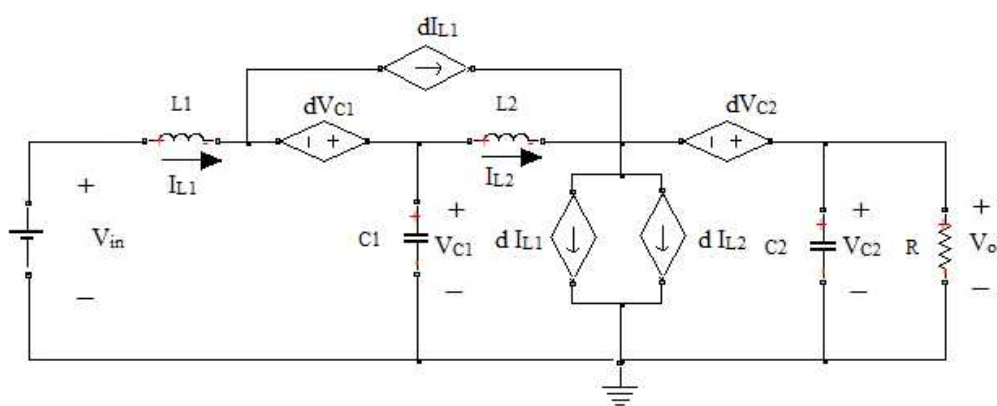


شکل ۵-۲: مدل میانگین سوئیچ PWM- [۹].

۲-۳-۳- مدل میانگین مبدل افزایشده مربعی با استفاده از مدل

سوئیچ PWM-

برای به دست آوردن مدل میانگین مبدل افزایشده مربعی در شکل ۲-۲ (الف)، دیود D_2 و ترانزیستور S را با منابع جریان متناظرشان و دیودهای D_1 و D_3 را با منابع ولتاژ متناظرشان، جایگزین می‌کنیم و مدار معادل شکل ۲-۶) به دست می‌آید [۴ و ۱۹ و ۲۴ و ۲۵].



شکل ۲-۶: مدار معادل مبدل افزایشده مربعی با استفاده از مدل سوئیچ PWM- [۴].

۲-۳-۴- معادلات فضای حالت مبدل افزایشده مربعی

برای مدار شکل ۲-۶) معادلات فضای حالت به صورت (۲-۲۸) به دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-d)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-d)}{L_2} \\ \frac{(1-d)}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-d)}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e(t) \quad (2-28)$$

که در اینجا $d(t) \in R$ و $e(t) \in R$ ولتاژ ورودی است. توصیف فوق به فرم کلی (۲-۲۹) است.

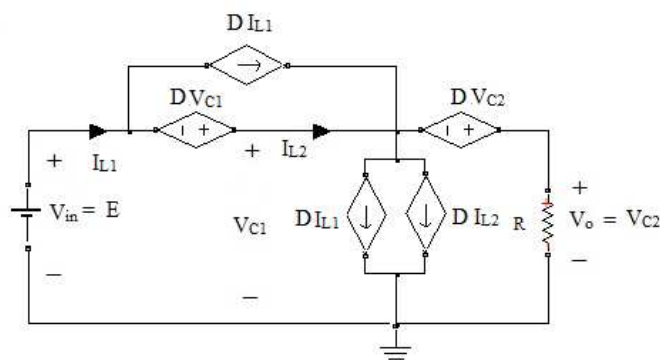
$$\dot{x}(t) = A(d)x(t) + Be(t) \quad (29-2)$$

به طوریکه $x(t) = [i_{L1} \quad i_{L2} \quad v_{C1} \quad v_{C2}]^T \in R^4$ مقادیر متوسط بردار حالت هستند. A یک ماتریس در $R^{4 \times 4}$ و B یک بردار در R^4 است. این نمایش غیرخطی است زیرا ماتریس A به سیگنال کنترل $d(t)$ وابسته است و $d(t)$ هم دارای مقادیری در بازه $(0,1)$ است [4].

در این مدل به منظور ساده سازی، مقاومت‌های پارازیتی اجزای مبدل در نظر گرفته نشده اند، که این امر در طراحی کنترل کننده در عدم قطعیت‌ها در نظر گرفته خواهد شد. استفاده از مدل خطی یک استراتژی کنترلی متداول برای مبدل‌های DC/DC است. خطی سازی حول نقطه کار نامی انجام می‌شود. نقطه کار دائم به آسانی با استفاده از رابطه (28-2) و مدار معادل در حالت دائم (شکل 7-2) به دست می‌آید.

$$\begin{aligned} V_{C1} &= \frac{E}{(1-D)} & V_{C2} &= \frac{E}{(1-D)^2} \\ I_{L1} &= \frac{E}{(1-D)^4 R} & I_{L2} &= \frac{E}{(1-D)^3 R} \end{aligned} \quad (30-2)$$

که در اینجا D نسبت هدایت نامی و E ولتاژ ورودی نامی است. مبدل از این نقطه‌ی کار شروع به کار می‌کند و اغتشاشات اضافه می‌شوند. بنابراین نسبت هدایت و ولتاژ ورودی را به صورت روابط (2-31) و (2-32) تجزیه می‌کنیم.



شکل 7-2: مدار معادل مبدل افزایشنده مربعی در حالت دائم.

$$e(t) = E + \tilde{e}(t) \quad (31-2)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (32-2)$$

که حروف بزرگ اشاره به مقادیر نامی دارد و ~ اشاره به اغتشاشات دارد [۲۵ و ۱۹۴].

روابط (۳۰-۲) تا (۳۲-۲) در (۲۸-۲) جایگزاری می‌شوند و فرض می‌کنیم اغتشاشات به قدر کافی کوچک هستند به طوری که بتوان ترم‌های غیرخطی را حذف کرد، در نتیجه مدل خطی به فرم زیر به دست می‌آید.

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + B\tilde{v}(t) \quad (33-2)$$

که $\tilde{x}(t) \in R^4$ بردار حالت، $\tilde{v}(t) = [\tilde{d} \quad \tilde{e}]^T \in R^2$ بردار ورودی‌ها، A یک ماتریس با مقادیر ثابت در $R^{4 \times 4}$ و B یک ماتریس با مقادیر ثابت در $R^{4 \times 2}$ است. معادلات فضای حالت خطی شده به شکل رابطه (۳۴-۲) می‌شود. اگر اغتشاشات ولتاژ ورودی $\tilde{e}(t)$ ناچیز باشد، می‌توان از اثر آن با حذف ستون دوم ماتریس B ، صرفه نظر کرد [۲۵ و ۱۹۴].

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-D)}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{(1-D)}{L_2} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \end{bmatrix} \quad (34-2)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{E}{(1-D)L_1} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{E}{(1-D)^2L_2} & 0 \\ \frac{E}{(1-D)^4RC_1} & 0 \\ \frac{E}{(1-D)^3RC_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{e} \end{bmatrix}$$

مشتقات این مدل که از روش میانگین‌گیری استفاده می‌کند، رفتار مبدل را تا حدود نصف

فرکانس سوئیچینگ نشان می‌دهد. برای مطالعه نوسان زیر هارمونیک‌ها و ناپایداری ناشی از ریپل، نمی‌توان از این مدل استفاده کرد. مدل‌های مشتق شده فقط در مد جریان پیوسته قابل استفاده هستند. بنابراین در اینجا فرض می‌کنیم پیک ریپل جریان سلف کوچکتر از مقدار DC جریان سلف باشد تا جریان کلی همیشه مثبت باشد، در نتیجه وقتی سوئیچ فعال خاموش است، سوئیچ‌های غیر فعال (دیودها) روشن هستند. شرط ارضای فرض‌های فوق با استفاده از روابط (۲-۱۲)، (۲-۱۳)، (۲-۱۵) و (۲-۱۶) به دست می‌آید [۴]:

$$\Delta i_{L_1} < I_{L_1} \rightarrow L_1 > \frac{(1-D)^4 DR}{2f_s} \quad (2-35)$$

$$\Delta i_{L_2} < I_{L_2} \rightarrow L_2 > \frac{(1-D)^3 DR}{2f_s} \quad (2-36)$$

۲-۳-۵ - دینامیک مبدل

انتخاب متغیرها برای اهداف کنترلی، به طوریکه از لحاظ عملکرد و پیاده سازی مناسب باشند، اهمیت دارد. در این مبدل متغیرهای حالت طبیعی؛ جریان سلف‌ها و ولتاژ خازن‌ها است. همچنین متغیر دیگری وجود دارد که می‌توان آن را به طور مستقیم به دست آورد و آن جریان سوئیچ (i_s) است که برابر است با:

$$\tilde{i}_s = \tilde{i}_{L_1} + \tilde{i}_{L_2} \quad (2-37)$$

استفاده از جریان سوئیچ یک شیوهی معمول در کنترل برنامه‌ریزی شده جریان^۱، می‌باشد [۲۵ و ۱۷، ۴]. در مبدل‌های بنیادی رفتار دینامیکی ولتاژ خروجی (V_o) به نسبت هدایت (d)، مربعی است. اما این مبدل به دلیل وجود دو فیلتر LC مربعی، رفتار دینامیکی مرتبه ۴ دارد. با اعمال تبدیل لاپلاس به مدل سیگنال کوچک که در رابطه (۲-۳۴) ذکر شد، و بعد از چند عملیات جبری، توابع

¹ Current-programmed control

انتقال لازم به دست می‌آید [۲۵ و ۱۹ و ۴]. توابع انتقال حاصل دارای مشخصات زیر هستند:

$$\frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{d}(s)} \rightarrow \text{پایدار و مینیمم فاز}$$

$$\frac{\tilde{i}_{L_2}(s)}{\tilde{d}(s)}, \quad \frac{\tilde{v}_{C_1}(s)}{\tilde{d}(s)}, \quad \frac{\tilde{v}_{C_2}(s)}{\tilde{d}(s)} \rightarrow \text{پایدار و نامینیمم فاز}$$

این مسئله کاملاً روشن است که برای مبدل نوع افزایشده تابع انتقال ولتاژ خروجی به نسبت

هدایت، نامینیمم فاز می‌باشد. در مورد مبدل افزایشده مربعی، همه توابع انتقال به جز $\frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{d}(s)}$ دارای

این خصوصیت هستند. اما در هر حال جریان سوئیچ برای فیدبک گرفتن در فرآیند کنترل استفاده

می‌شود. با استفاده از مقادیر به کار رفته در یک نوع مبدل افزایشده مربعی (جدول ۲-۱)، تابع انتقال

$\frac{\tilde{i}_s(s)}{\tilde{d}(s)}$ نیز مینیمم فاز خواهد بود. که در این تحقیق نیز، از این مبدل استفاده شده است. همچنین

نمودار صفر و قطب توابع انتقال این مبدل در شکل ۲-۸ و شکل ۲-۹ نشان داده شده است.

تابع انتقال $\frac{\tilde{i}_s(s)}{\tilde{d}(s)}$ در رابطه (۲-۳۸) و تابع انتقال $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_s(s)}$ در رابطه (۲-۳۹) همراه با ضرایبشان

آورده شده است [۲۵ و ۱۹ و ۴].

$$G_I(s) = \frac{\tilde{i}_s(s)}{\tilde{d}_s(s)} = K \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (2-38)$$

$$K = \frac{E}{(1-D)^3 R}$$

$$a_3 = \frac{R(1-D)^2}{L_1} + \frac{R(1-D)}{L_2}$$

$$a_2 = \frac{(1-D)^2}{L_1 C_2} + \frac{2(1-D)}{L_2 C_2} + \frac{1}{L_1 C_1} - \frac{1}{L_2 C_1 (1-D)}$$

$$a_1 = \frac{2(2-D)(1-D)^2 R}{L_1 C_1 L_2} + \frac{R(1-D)^4}{L_2 C_2 L_1} + \frac{1}{L_1 C_1 C_2 R} - \frac{1}{L_2 C_1 C_2 R (1-D)}$$

$$a_0 = \frac{4(1-D)^2 + 3(1-D)^3}{L_1 L_2 C_1 C_2}$$

$$G_V(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_s(s)} = \frac{m_3 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + m_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (39-2)$$

$$m_3 = -\frac{E}{RC_2(1-D)^3}$$

$$m_2 = \frac{E}{L_2 C_2 (1-D)}$$

$$m_1 = \frac{E(2L_1 + L_2(1-D)^2)}{RL_1 L_2 C_1 C_2 (1-D)^3}$$

$$m_0 = \frac{2E(1-D)}{L_1 L_2 C_1 C_2}$$

اگر بخواهیم اثر اغتشاشات ولتاژ ورودی را بر روی ولتاژ خروجی بررسی کنیم، تابع انتقال از

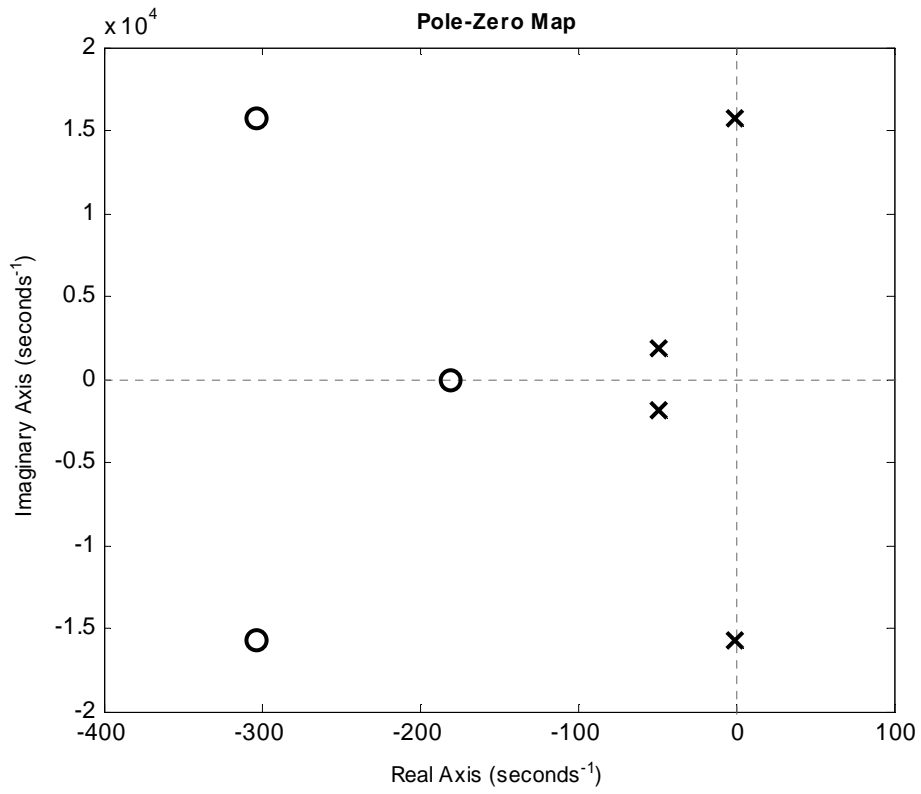
اغتشاشات ولتاژ ورودی $\tilde{e}(t)$ به ولتاژ خروجی $\tilde{v}_o(t)$ به صورت زیر خواهد بود :

$$G_e(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{e}(s)} = \frac{n_0}{s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (40-2)$$

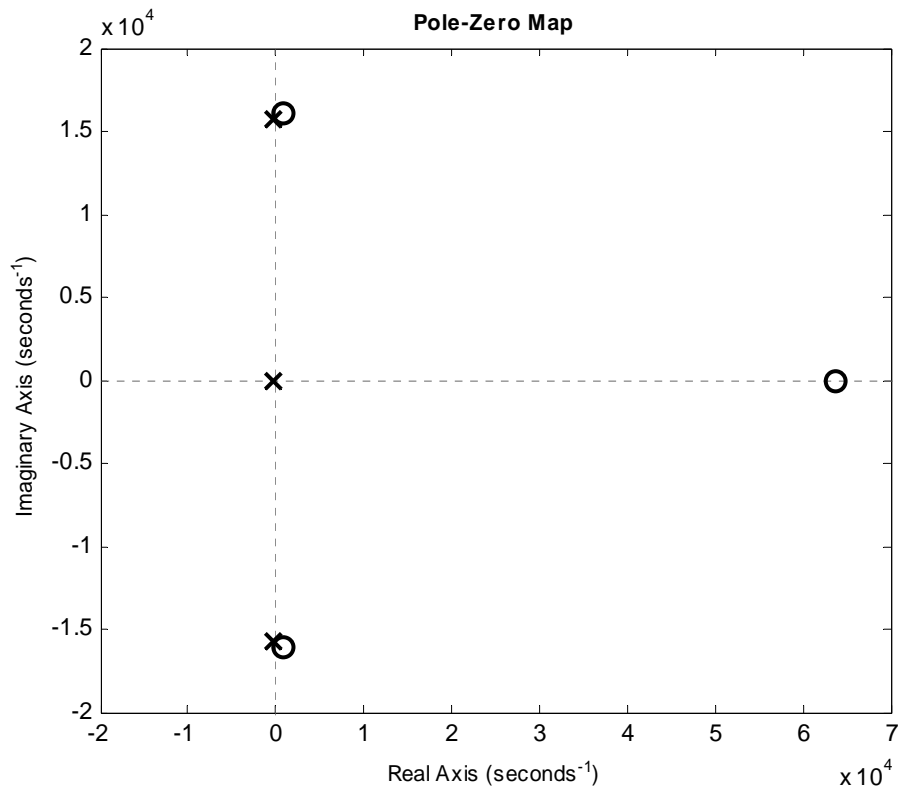
$$n_0 = \frac{(1-D)^2}{L_1 L_2 C_1 C_2}$$

جدول ۱-۲ : مقادیر پارامترهای مبدل افزایشده مربعی [۱۹، ۱۷، ۴، ۲۵]

مقدار	پارامترها	
۲۲ (μF)	C ₁	ظرفیت خازن اول
۱۰۰ (μF)	C ₂	ظرفیت خازن دوم
۹۰ (μH)	L ₁	اندوکتانس سلف اول
۳۸۲ (μH)	L ₂	اندوکتانس سلف دوم
۱۰۰ (Ω)	R	مقاومت بار



شکل ۲-۸ : صفر و قطب تابع انتقال $G_1(s)$.



شکل ۲-۹ : صفر و قطب تابع انتقال $G_v(s)$.

فصل ۳ :

روش‌های کنترلی مورد استفاده

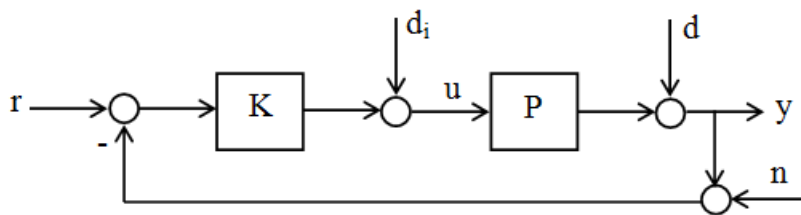
۳-۱- روش شکل دهی حلقه H_∞ ^۱

این روش ترکیبی از روش شکل دهی حلقه باز و بهینه سازی H_∞ است که ابتدا با روش شکل دهی حلقه مصالحه‌ای^۲ بین عملکرد^۳ و پایداری مقاوم^۴ فراهم کرده و سپس برای سیستم شکل یافته، بهینه‌سازی H_∞ را جهت تضمین پایداری حلقه بسته و یک سطح از پایداری مقاوم در تمام فرکانس‌ها، به کار می‌برد [۲۷ و ۲۸].

روند کلی طراحی کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_∞ بدین ترتیب است:

(۱) شکل دهی حلقه: مقادیر ویژه‌ی فرآیند نامی (شکل ۳-۱) با افزودن پیش جبران‌ساز^۵ (W_1) و پس جبران‌ساز^۶ (W_2) به سیستم حلقه باز (P)، شکل دهی می‌شوند تا شکل حلقه باز مطلوب (P_s) به دست آید (شکل ۳-۲ الف). فرض می‌کنیم W_1 و W_2 به گونه‌ای باشند که در P_s حذف صفر و قطب رخ ندهد.

$$P_s = W_2 P W_1 \quad (۳-۱)$$



شکل ۳-۱: آرایش استاندارد فیدبک [۲۷].

^۱ H_∞ Loop Shaping Control

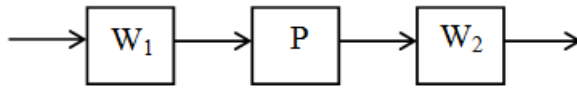
^۲ Trade-off

^۳ Performance

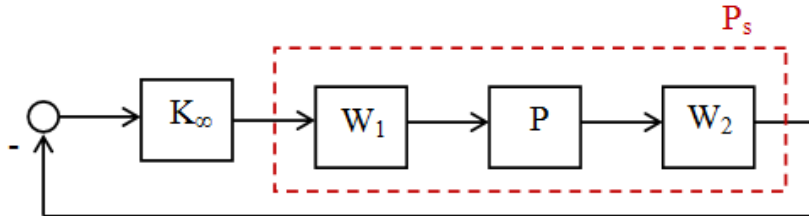
^۴ Robust Stability

^۵ Pre-Compensator

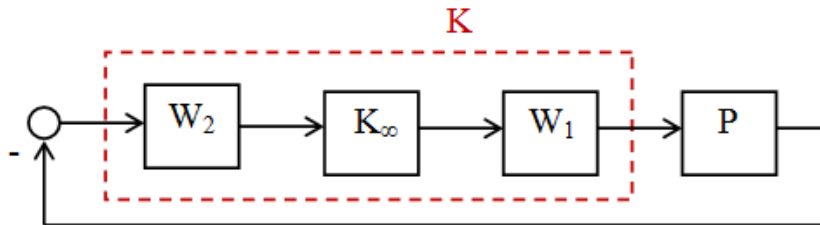
^۶ Post-Compensator



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۲-۳: روش شکل دهی حلقه H_∞ : الف) فرآیند شکل یافته، ب) فرآیند جبران شده و ج) کنترل کننده معادل [۲۷].

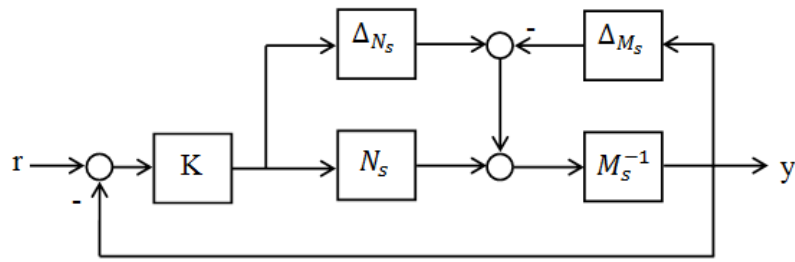
۲) پایدارسازی مقاوم: پایدارسازی مقاوم بر روی فرآیند شکل یافته (P_s) انجام می‌شود و در این مرحله از فاکتورهای متباین نرمالایز شدهی $^{1}(ncf)$ سیستم استفاده می‌کنیم که برای فرآیند P_s به صورت رابطه‌ی (۲-۳) تعریف می‌شود به طوری‌که شرط (۳-۳) برقرار باشد. $M_s(s)$ و $N_s(s)$ فاکتورهای متباین نرمالایز شدهی چپ $^{2}(lncf)$ هستند.

$$P_s = M_s^{-1}(s)N_s(s) \quad (۲-۳)$$

$$M_s M_s^* + N_s N_s^* = I, \quad M_s^*(s) = M_s^T(-s) \quad (۳-۳)$$

¹ Normalized Coprime Factors

² Left Normalized Coprime Factors



شکل ۳-۳: فاکتورهای متباین نرمالایز شده‌ی چپ [۱۵].

فاکتورهای متباین نرمالایز شده در شکل ۳-۳ نشان داده شده اند که $\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\|_{\infty} < \epsilon$

می‌باشد. در پایدار سازی مقاوم باید ابتدا با استفاده از رابطه (۴-۳)، ϵ_{max} را محاسبه کنیم.

$$\epsilon_{max} = \left(\inf_{K \text{ Stabilizing}} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + P_s K)^{-1} M_s^{-1} \right\|_{\infty} \right)^{-1} \quad (۴-۳)$$

اگر $\epsilon_{max} \ll 1$ باشد، به مرحله (۱) بازگشته و وزن های W_1 و W_2 را دوباره انتخاب می‌کنیم.

در واقع به دست آوردن یک کنترل کننده پایدار ساز مقاوم معادل است با ماکزیمم سازی اندازه‌ی

نامعینی (ϵ)، بنابراین مسئله طراحی کنترل به مینیمم سازی تابع هزینه^۱ تبدیل می‌شود.

سپس یک ϵ کوچکتر از ϵ_{max} انتخاب می‌کنیم و یک کنترل کننده پایدار ساز (K_{∞}) طراحی

می‌کنیم به طوریکه شرط (۵-۳) را برقرار نماید (شکل ۳-۲-ب).

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ K_{\infty} \end{bmatrix} (I + P_s K_{\infty})^{-1} M_s^{-1} \right\|_{\infty} \leq \epsilon^{-1} \quad (۵-۳)$$

(۳) کنترل کننده نهایی: با ترکیب کنترل کننده پایدار ساز (K_{∞}) و وزن های W_1 و W_2 ، کنترل کننده

نهایی (K) به فرم زیر می‌شود (شکل ۳-۲-ج):

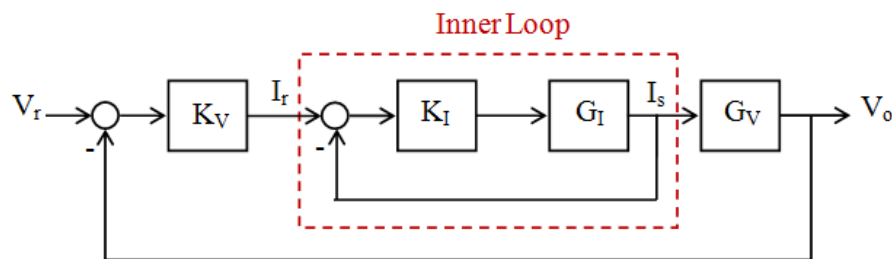
$$K = W_1 K_{\infty} W_2 \quad (۶-۳)$$

روش شکل دهی حلقه H_{∞} به طور مبسوط در [۲۷-۳۲] شرح داده شده است.

^۱ Cost Function

۳-۲- کنترل چند حلقه ای^۱

مبدل افزایشدهنده مربعی دارای صفرهای سمت راست است که باعث کاهش شدید پهنای باند می‌شود. به همین دلیل به دست آوردن عملکرد مطلوب حلقه بسته با یک حلقه کنترلی دشوار است. لذا از دو حلقه کنترلی استفاده می‌کنیم. در [۴، ۱۷، ۱۹، ۲۵] از دو حلقه‌ی کنترلی استفاده شده است. در این تحقیق نیز در حلقه داخلی یک کنترل‌کننده برای کنترل جریان (K_I) و در حلقه بیرونی یک کنترل‌کننده برای کنترل ولتاژ (K_V) طراحی می‌کنیم (شکل ۳-۴).



شکل ۳-۴: کنترل دو حلقه ای برای مبدل افزایشدهنده مربعی [۱۳].

۳-۳- کنترل ساختار ثابت مقاوم^۲

اگرچه روش شکل‌دهی حلقه H_∞ یک روش مؤثر در طراحی کنترل‌کننده مقاوم است، با این حال کنترل‌کننده‌های نهایی طراحی شده با این روش، معمولاً مرتبه بالا و پیچیده هستند. برای حل این مشکل می‌توان از کنترل ساختار ثابت مقاوم استفاده کرد [۱۷ و ۳۳]. به عبارت دیگر برای کنترل‌کننده K_∞ یک ساختار معین در نظر گرفته و سپس ضرایب آن را طوری طراحی می‌کنیم که شرط (۳-۵) برقرار باشد.

¹ Multi Loop Control

² Robust Fixed Structure Control

فصل ۴ :

طراحی حلقه‌های کنترلی سیستم

۴-۱- طراحی کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_{∞}

طراحی کنترل کننده در حالت کلی با توجه به سه شرط اساسی انجام می شود:

- (۱) پایداری؛ شرط پایداری محدودیت های اساسی را به برخی از توابع انتقال اعمال می کند.
- (۲) عملکرد؛ شرط عملکرد برای تابع حساسیت ($S(s)$) فراخوانده می شود تا برای همه فرکانس ها کوچک باشد.

$$S(s) = \frac{1}{1+L(s)}, \quad L(s) = P(s)K(s) \quad (۱-۴)$$

که $P(s)$ تابع حلقه باز نامی سیستم، $K(s)$ کنترل کننده سیستم و $L(s)$ تابع حلقه باز شکل یافته سیستم است.

- (۳) مقاوم بودن؛ لازمی شرط مقاوم بودن این است که دو شرط اول نه تنها برای فرآیند نامی بلکه برای همه ی توابع انتقال قابل تعریف از ورودی ها به خروجی های سیستم برقرار باشد. برای نمونه تابع مکمل حساسیت ($T(s)$) باید در همه فرکانس ها کوچک باشد.

$$T(s) = \frac{L(s)}{1+L(s)} \quad (۲-۴)$$

از آنجاییکه در همه فرکانس ها $S(s) + T(s) = 1$ است، طراح باید بین عملکرد و مقاوم بودن مصالحه انجام دهد. با توجه به این مطالب، ابتدا با روش شکل دهی حلقه، برای تابع تبدیل حلقه باز سیستم جبران سازهای W_1 و W_2 را با در نظر گرفتن نکات زیر طراحی می کنیم:

- ورودی ها و خروجی های سیستم به طور مناسب مقیاس بندی (scale) شوند تا شرط های مسئله طراحی واضح تر شود.
- از آنجا که دستورات مرجع بیشتر شامل مؤلفه های فرکانس پایین است و نامعینی ها همچون دینامیک های مدل نشده، در فرکانس های بالاتر وجود دارند، لذا $S(s)$ را در

فرکانس‌های پایین و $T(s)$ را در فرکانس‌های بالا کوچک می‌سازیم. با توجه به روابط

(۱-۴) و (۲-۴)، جبرانسازها را طوری انتخاب می‌کنیم که

- در فرکانس‌های پایین گین حلقه باز بزرگ باشد؛ $1 \gg |L(s)|$ ،

- در فرکانس‌های بالا گین حلقه باز کوچک باشد؛ $1 \ll |L(s)|$ ،

- در فرکانس‌های میانی یعنی در فاصله‌ی پهنای باند مطلوب شیب نمودار اندازه $|L(s)|$

برای افزایش بهره پایداری^۱، در حدود -20 dB/dec باشد،

- و شیب نمودار اندازه $|L(s)|$ در فرکانس‌های بالا، بیشتر باشد.

- به منظور کاهش خطای حالت دائم، عمل انتگرال گیر در فرکانس‌های پایین افزوده

می‌شود [۲۷ و ۲۸ و ۳۴].

فرض می‌کنیم سنسورها، مناسب هستند و می‌توان از اثر نویز آن‌ها صرفه نظر کرد، و برای

اطمینان از برقراری شرط پایداری مقاوم، W_2 را برابر 0.8 در نظر می‌گیریم. سپس یک کنترل کننده

تناسبی ($K_I = 2.75$) برای حلقه داخلی (حلقه جریان) طراحی می‌کنیم و حاصلضرب G_v در تابع

انتقال حلقه بسته‌ی جریان را به عنوان تابع حلقه باز (P) برای شکل‌دهی در نظر می‌گیریم، چرا که

اثر فیدبک حلقه جریان بسیار زیاد است (شکل ۱-۴).

برای طراحی جبرانسازهای W_1 و W_2 روش خاص و منظمی وجود ندارد و به تجربه طراح و

پیچیدگی سیستم بستگی دارد، اما به هر حال کار چندان آسانی نیست و این از معایب روش کنترل

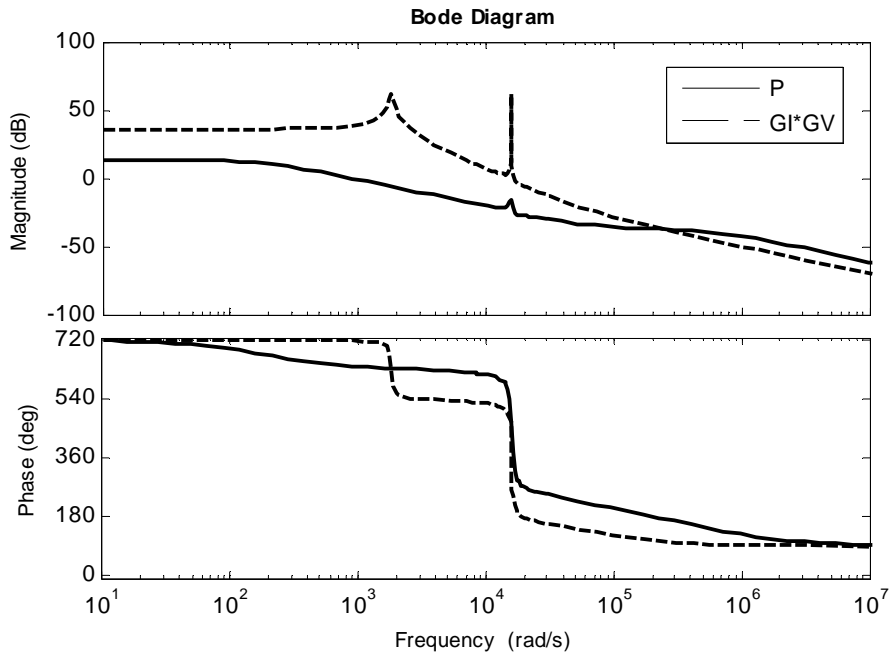
شکل‌دهی حلقه H_∞ استاندارد است. در اینجا هم با روش سعی و خطا و با در نظر گرفتن نکات گفته

شده W_1 به فرم زیر انتخاب شده است و نمودار بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s در شکل

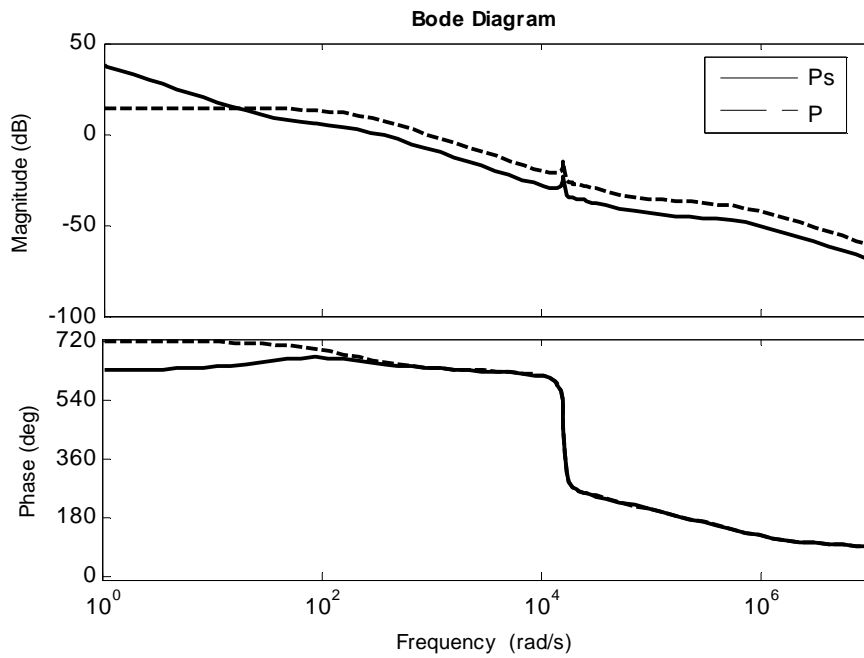
(۲-۴) نشان داده شده است.

$$W_1(s) = \frac{0.5s + 20}{s} \quad (۳-۴)$$

¹ Stability Margin



شکل ۱-۴ : مقایسه دیاگرام بود تابع حلقه باز P و حاصلضرب توابع G_1*G_V .



شکل ۲-۴ : مقایسه دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s .

برای طراحی کنترل کننده K_m ابتدا نمایش فضای حالت تابع شکل یافته را به فرم رابطه (۴-۴)

به دست می آوریم.

$$P_s(s) = \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & 0 \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

سپس از الگوریتم زیر استفاده می‌کنیم [۳۴]:

گام ۱) پاسخ مثبت و متقارن دو معادله ریکاتی زیر را حساب می‌کنیم.

$$A_p^T X + X A_p - X B_p B_p^T X + C_p^T C_p = 0 \quad (6-4)$$

$$A_p Z + Z A_p^T - Z C_p^T C_p Z + B_p B_p^T = 0 \quad (7-4)$$

گام ۲) یک سطح عملکرد مینیمم (معادل است با عکس حاشیه پایداری ماکزیمم) را محاسبه می‌کنیم.

$$\epsilon_{max}^{-1} = \gamma_{min} = \sqrt{1 + \lambda_{max}(XZ)} \quad (8-4)$$

که $\lambda_{max}(XZ)$ ماکزیمم مقدار ویژه‌ی حاصلضرب دو ماتریس X و Z است.

گام ۳) برای $\gamma > \gamma_{min}$ ، کنترل‌کننده K_∞ را از رابطه‌ی زیر حساب می‌کنیم.

$$K_\infty(s) = \begin{bmatrix} A_p + B_p F + H C_p & H \\ F & 0 \end{bmatrix} \quad (9-4)$$

$$F = -B_p^T X, \quad H = \gamma^2 W_a^{-T} Z C_p^T, \quad W_a = I + (XZ - \gamma^2 I)$$

اگر $0.25 < \epsilon < 0.8$ نباشد، نشان می‌دهد که انتخاب جبرانسازها مناسب نبوده و باید دوباره طراحی شوند. در اینجا کنترل‌کننده K_∞ و کنترل‌کننده نهایی K به این صورت به دست آمد.

$$K_\infty(s) = \frac{3361 s^4 + 2.115e09 s^3 + 2.277e12 s^2 + 5.201e17 s + 2.939e19}{s^5 + 6.338e05 s^4 + 3.849e09 s^3 + 1.521e14 s^2 + 8.08e17 s + 3.183e19} \quad (10-4)$$

$$K(s) = W_1(s) K_\infty(s) W_2(s) \quad (11-4)$$

$$K(s) = \frac{1345 s^5 + 8.459e08 s^4 + 9.445e11 s^3 + 2.081e17 s^2 + 2.008e19 s + 4.702e20}{s^6 + 6.338e05 s^5 + 3.849e09 s^4 + 1.521e14 s^3 + 8.08e17 s^2 + 3.183e19 s}$$

مشاهده می‌کنید که کنترل‌کننده نهایی از مرتبه ۶ و بسیار پیچیده است و این از دیگر معایب

روش شکل‌دهی حلقه H_∞ است. نتایج شبیه‌سازی این کنترل‌کننده را در فصل بعد آورده ایم.

۴-۲- طراحی کنترل‌کننده دو حلقه‌ای ساختار ثابت مقاوم

در این روش، جبرانسازهای W_1 و W_2 ، ماکزیمم حاشیه‌ی پایداری (ϵ_{\max}) و کنترل‌کننده‌ی حلقه‌ی جریان (K_I) را مشابه بخش قبل طراحی می‌کنیم. برای طراحی کنترل‌کننده K_∞ به این صورت عمل می‌کنیم؛ ابتدا برای کنترل‌کننده نهایی یک ساختار مشخص در نظر می‌گیریم، که در اینجا از ساختار کنترل‌کننده‌ی تناسبی-انتگرال‌گیر استفاده می‌کنیم.

$$K_V(s) = W_1(s)K_\infty(s)W_2(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (۴-۱۲)$$

سپس با انتخاب یک ϵ کوچکتر از ϵ_{\max} ، ضرایب K_p و K_i را طوری انتخاب می‌کنیم که شرط (۳-۵) برقرار باشد. پر واضح است که طراحی این ضرایب با روش‌های دستی و سعی و خطا بسیار مشکل است، لذا برای این کار از الگوریتم‌های هوشمند استفاده می‌کنیم.

۴-۳- طراحی کنترل‌کننده دو حلقه‌ای ساختار ثابت مقاوم

با استفاده از الگوریتم‌های هوشمند

در روش کنترل ساختار ثابت مقاوم علاوه بر جبرانسازها، انتخاب ضرایب کنترل‌کننده K_∞ هم دشوار است. اما با استفاده از الگوریتم هوشمند می‌توان انتخاب‌های فوق را هم زمان انجام داد. در اینجا با استفاده چند الگوریتم هوشمند کنترل‌کننده K_I ، شکل‌دهی حلقه و طراحی W_1 ، W_2 و ضرایب کنترل‌کننده K_V ، هم زمان انجام شده است. الگوریتم‌های هوشمند استفاده شده در ادامه

معرفی می‌شوند و نتایج شبیه سازی در فصل بعد نشان داده خواهد شد.

۴-۳-۱ - الگوریتم ژنتیک^۱

مراحل اجرای الگوریتم ژنتیک استاندارد برای یک مسئله بهینه سازی به طور خلاصه در شکل (۴-۳) نشان داده شده است. برای مطالعه بیشتر می‌توان به [۱۷ و ۳۳ و ۳۵-۳۷] مراجعه کرد. نتایج شبیه سازی الگوریتم فوق بر روی مبدل افزایشده مربعی [۱۷] در فصل بعد نشان داده شده است. خلاصه‌ی مراحل الگوریتمی که در این تحقیق استفاده شده به این ترتیب است:

- (۱) تعریف تابع انتقال حلقه باز P .
- (۲) تعریف متغیرهای مستقل و توابع مربوط به K_1 ، W_1 ، W_2 و K_V (رابطه (۴-۱۲)).
- (۳) تعریف پارامترهای مربوط به GA مانند؛ اندازه جمعیت^۲، نرخ ترکیب^۳، نرخ جهش^۴ و ...
- (۴) تعریف تابع هزینه^۵
 - i. تعیین ϵ_{min} و ϵ_{max} و تعریف رابطه مربوط به ϵ (رابطه (۳-۵)).
 - ii. تعریف دیگر معیارهای تابع هزینه (فراجهش^۶، سرعت پاسخ^۷، پهنای باند^۸ و ...).
 - iii. تعریف جریمه‌های سنگین‌تر برای جواب‌های خارج از محدوده مورد نظر.
- (۵) تولید جمعیت اولیه^۹.
- (۶) حلقه‌ی GA استاندارد:
 - i. انتخاب والدین^{۱۰}.
 - ii. تولید فرزندان^{۱۱} جدید با روش‌های ترکیب و جهش.
 - iii. محاسبه تابع هزینه برای فرزندان جدید.
 - iv. مرتب سازی^{۱۲} جمعیت فعلی (جمعیت قبلی به علاوه فرزندان جدید) براساس تابع هزینه.

¹ Genetic Algorithm (GA)

² Population Size

³ Crossover Rate

⁴ Mutation

⁵ Cost Function

⁶ Overshoot

⁷ Rise Time OR Settling Time

⁸ Band Width

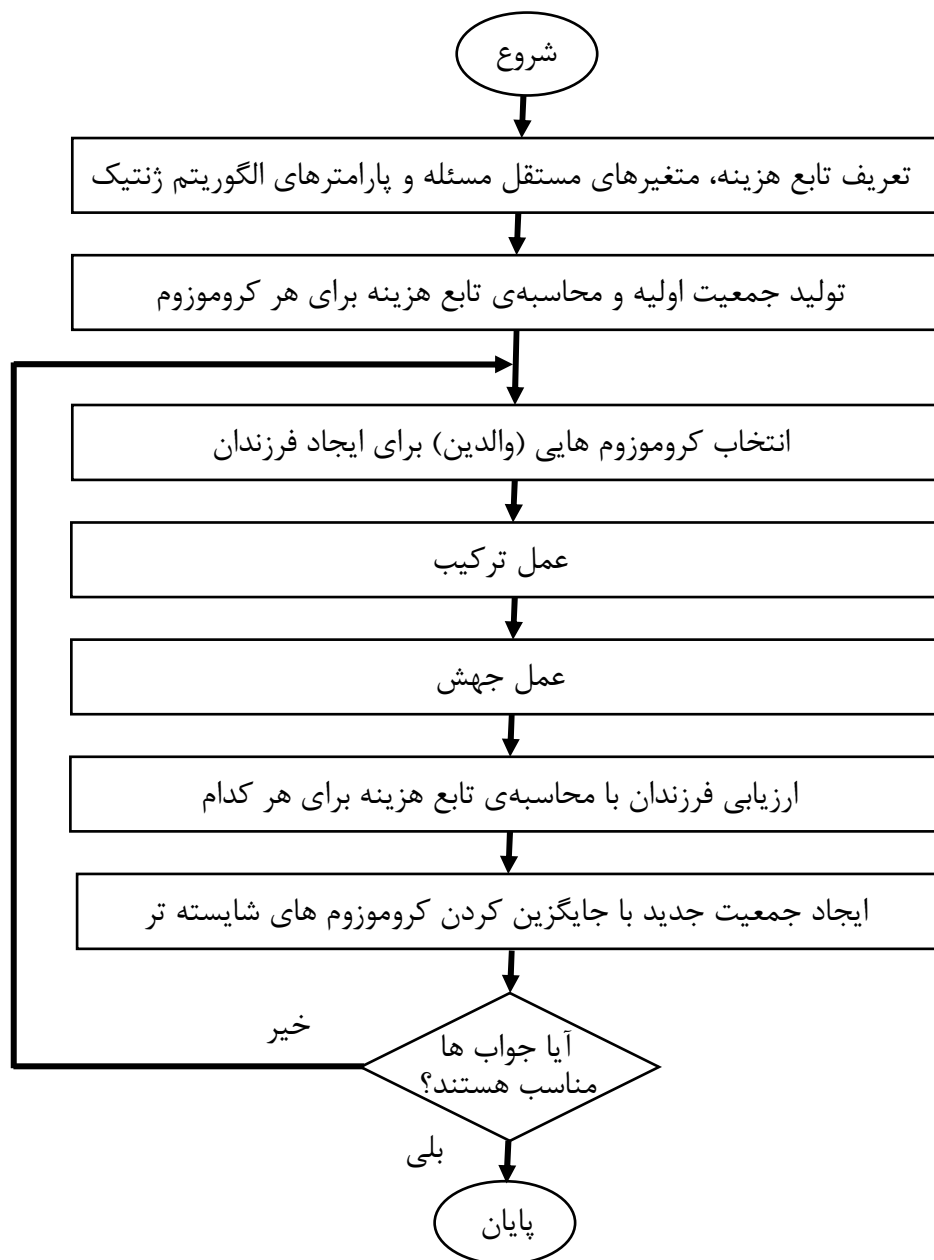
⁹ Initialize Population

¹⁰ Parents

¹¹ Offspring

¹² Sort

- v. جمعیت جدید بهترین‌های جمعیت فعلی مرتب شده به تعداد اندازه جمعیت است.
- vi. شرط پایان حلقه؛ در اینجا از ماکزیمم تعداد تکرار حلقه^۱ استفاده شده است.
- (۷) نمایش بهترین جواب و پایان.



شکل ۳-۴: خلاصه مراحل اجرای الگوریتم ژنتیک استاندارد [۳۵].

¹ Maximum Iteration

۴-۳-۲ - الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات^۱

مراحل اجرای الگوریتم PSO (معروف به الگوریتم پرندگان) برای یک مسئله بهینه سازی به طور خلاصه در شکل ۴-۴ (نشان داده شده است. برای مطالعه بیشتر می توان به [۳۵ و ۳۸ و ۳۹] مراجعه کرد. نتایج شبیه سازی الگوریتم فوق بر روی مبدل افزاینده مربعی در فصل بعد نشان داده شده است. خلاصه‌ی مراحل الگوریتمی که در این تحقیق استفاده شده به این ترتیب است:

- (۱) تعریف تابع انتقال حلقه باز P .
- (۲) تعریف متغیرهای مستقل و توابع مربوط به K_1 ، W_1 ، W_2 و K_V (رابطه (۴-۱۲)).
- (۳) تعریف پارامترهای مربوط به الگوریتم PSO مانند؛ اندازه جمعیت، وزن اینرسی^۲، ضریب یادگیری عمومی^۳، ضریب یادگیری شخصی^۴ و ...
- (۴) تعریف تابع هزینه
 - i. تعیین ϵ_{min} و ϵ_{max} و تعریف رابطه مربوط به ϵ (رابطه (۳-۵)).
 - ii. تعریف دیگر معیارهای تابع هزینه (فراجهش، سرعت پاسخ، پهنای باند و ...).
 - iii. تعریف جریمه‌های سنگین تر برای جواب‌های خارج از محدوده مورد نظر.
- (۵) تولید جمعیت اولیه به صورت تصادفی.
- (۶) حلقه‌ی PSO استاندارد:
 - i. محاسبه تابع هزینه برای هر ذره^۵ و مشخص نمودن بهترین موقعیت هر ذره تا کنون^۶ و بهترین ذره (جواب) کلی^۷.
 - ii. محاسبه سرعت هر ذره^۸ و موقعیت جدید هر ذره با روابط زیر.

$$V_i(k+1) = w \cdot V_i(k) + C_1 \cdot r_1 \cdot (P_i(k) - X_i(k)) + C_2 \cdot r_2 \cdot (G(k) - X_i(k)) \quad (۱۳-۴)$$

$$X_i(k+1) = X_i(k) + V_i(k+1) \quad (۱۴-۴)$$

¹ Particle Swarm Optimization (PSO) Algorithm

² Inertia Weight

³ Global Learning Coefficient

⁴ Personal Learning Coefficient

⁵ Particle

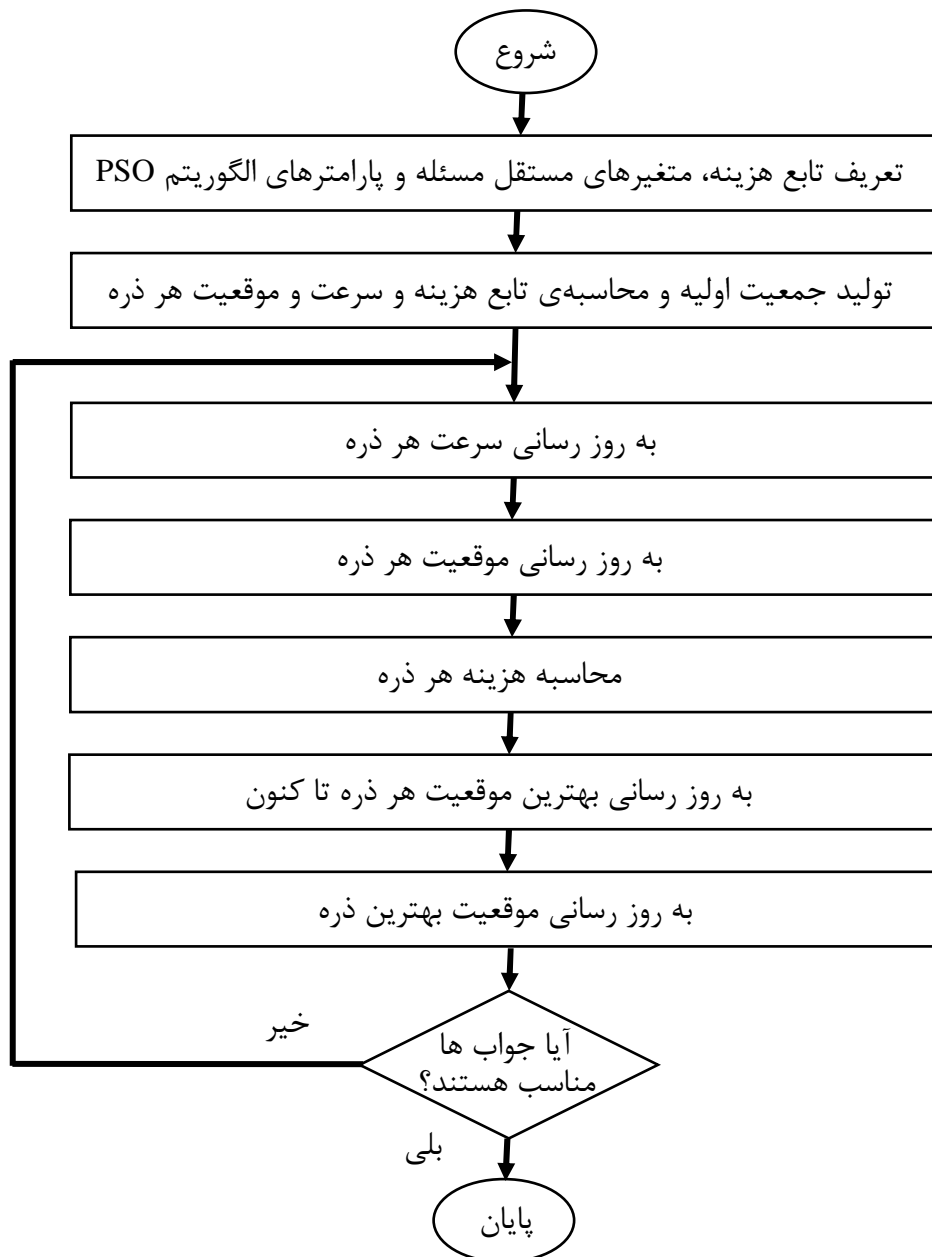
⁶ Individual Best

⁷ Global Best

⁸ Velocity of Particle

V_i : سرعت هر ذره
 X_i : موقعیت هر ذره
 P_i : بهترین موقعیت هر ذره تا کنون
 G : موقعیت بهترین ذره
 C_1 : ضریب یادگیری شخصی (شتاب)
 C_2 : ضریب یادگیری عمومی (شتاب)
 r_1, r_2 : عدد تصادفی در بازه $[0,1]$

iii. شرط پایان حلقه؛ در اینجا از ماکزیمم تعداد تکرار حلقه استفاده شده است.
 (۷) نمایش بهترین جواب و پایان.



شکل ۴-۴ : خلاصه مراحل اجرای الگوریتم PSO .

۴-۳-۳ - الگوریتم رقابت استعماری^۱

مراحل اجرای الگوریتم توسعه یافته معروف به الگوریتم رقابت استعماری (ICA) برای یک مسئله بهینه سازی به طور خلاصه در شکل ۴-۵) نشان داده شده است. برای مطالعه بیشتر می توان به [۴۰ و ۴۱] مراجعه کرد. نتایج شبیه سازی الگوریتم فوق بر روی مبدل افزایش دهنده مربعی در فصل بعد نشان داده شده است. خلاصه ی مراحل الگوریتمی که در این تحقیق استفاده شده به این ترتیب است:

- (۱) تعریف تابع انتقال حلقه باز P .
- (۲) تعریف متغیرهای مستقل و توابع مربوط به K_I ، W_1 ، W_2 و K_V (رابطه (۴-۱۲)).
- (۳) تعریف پارامترهای مربوط به ICA (تعداد کشورها، امپراطوری ها^۲، مستعمرات^۳، نرخ انقلاب^۴ و ...)
- (۴) تعریف تابع هزینه
 - i. تعیین ϵ_{min} و ϵ_{max} و تعریف رابطه مربوط به ϵ (رابطه (۳-۵)).
 - ii. تعریف دیگر معیارهای تابع هزینه (فراجهش، سرعت پاسخ، پهنای باند و ...).
 - iii. تعریف جریمه های سنگین تر برای جواب های خارج از محدوده مورد نظر.
- (۵) تولید جمعیت اولیه به صورت تصادفی.
- (۶) حلقه ی ICA :
 - i. اعمال سیاست همسان سازی^۵ یا جذب (حرکت مستعمرات به سوی استعمارگر).
 - ii. اعمال سیاست انقلاب (حرکت برخی از مستعمرات بدون در نظر گرفتن سیاست جذب)
 - iii. تعویض استعمارگر با مستعمره ای که موقعیت بهتری نسبت به آن داشته باشد.
 - iv. محاسبه قدرت امپراطوری ها (رابطه عکس با هزینه کل امپراطوری دارد).
 - v. اعمال سیاست رقابت استعماری (قوی ترین امپراطوری، ضعیف ترین مستعمره ی ضعیف ترین امپراطوری را تصاحب می کند).
 - vi. به روز رسانی قوی ترین امپراطوری.
 - vii. شرط پایان حلقه؛ اگر تنها یک امپراطوری باقی مانده باشد، توقف کن.
- (۷) نمایش بهترین جواب و پایان.

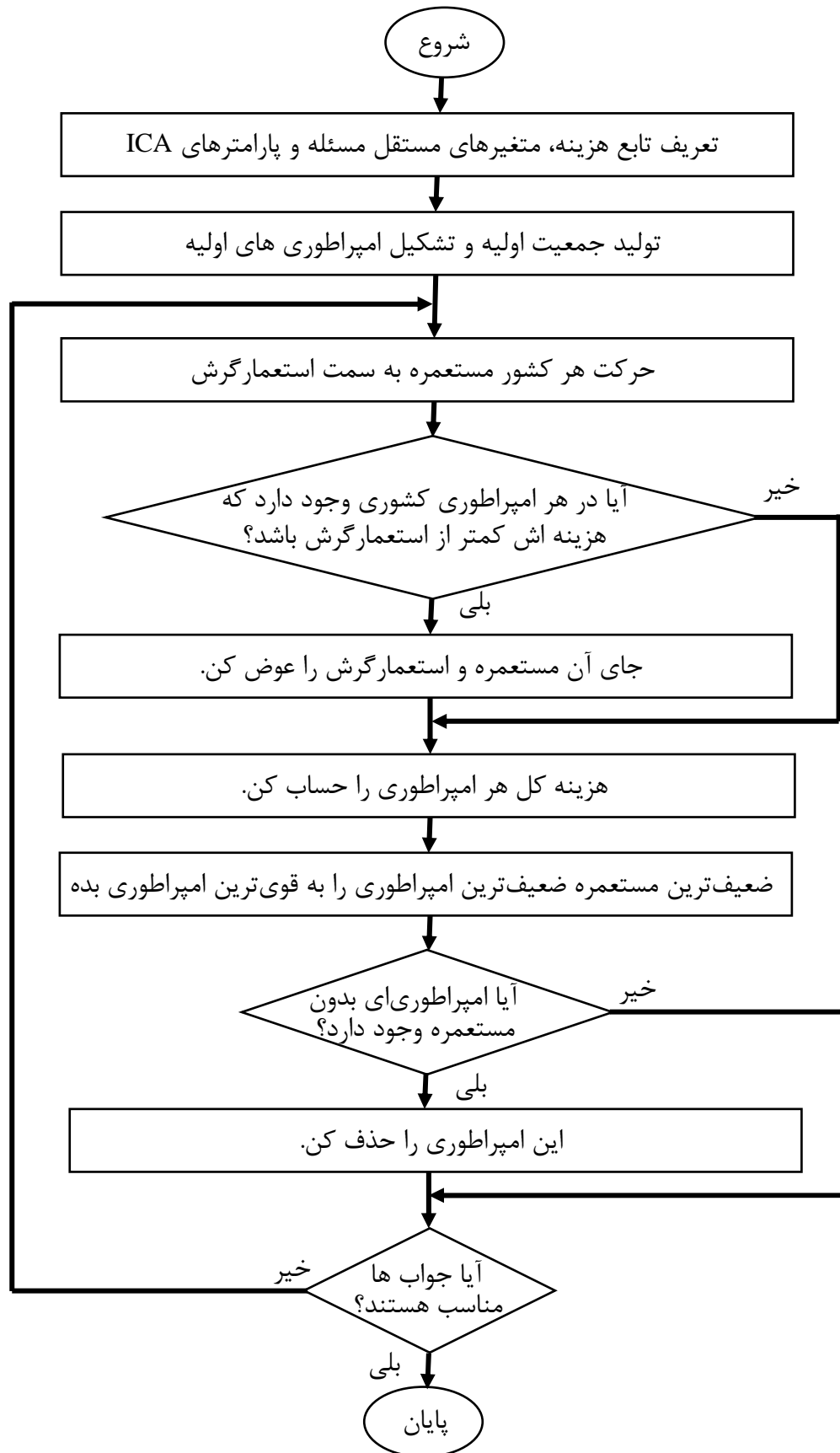
¹ Imperialist Competitive Algorithm (ICA)

² Imperialist

³ Colony

⁴ Revolution Rate

⁵ Assimilation



شکل ۴-۵: خلاصه مراحل اجرای ICA [۴۰ و ۴۱].

۴-۳-۴ - الگوریتم شبیه ساز تبرید تدریجی^۱

خلاصه‌ی مراحل اجرای الگوریتم شبیه ساز تبرید تدریجی (شبیه ساز سرد کردن فلزات یا به اختصار الگوریتم بازپخت) که در این تحقیق استفاده شده به طور خلاصه در شکل ۴-۶ نشان داده شده است. برای مطالعه بیشتر می‌توان به [۳۵ و ۴۲ و ۴۳] مراجعه کرد.

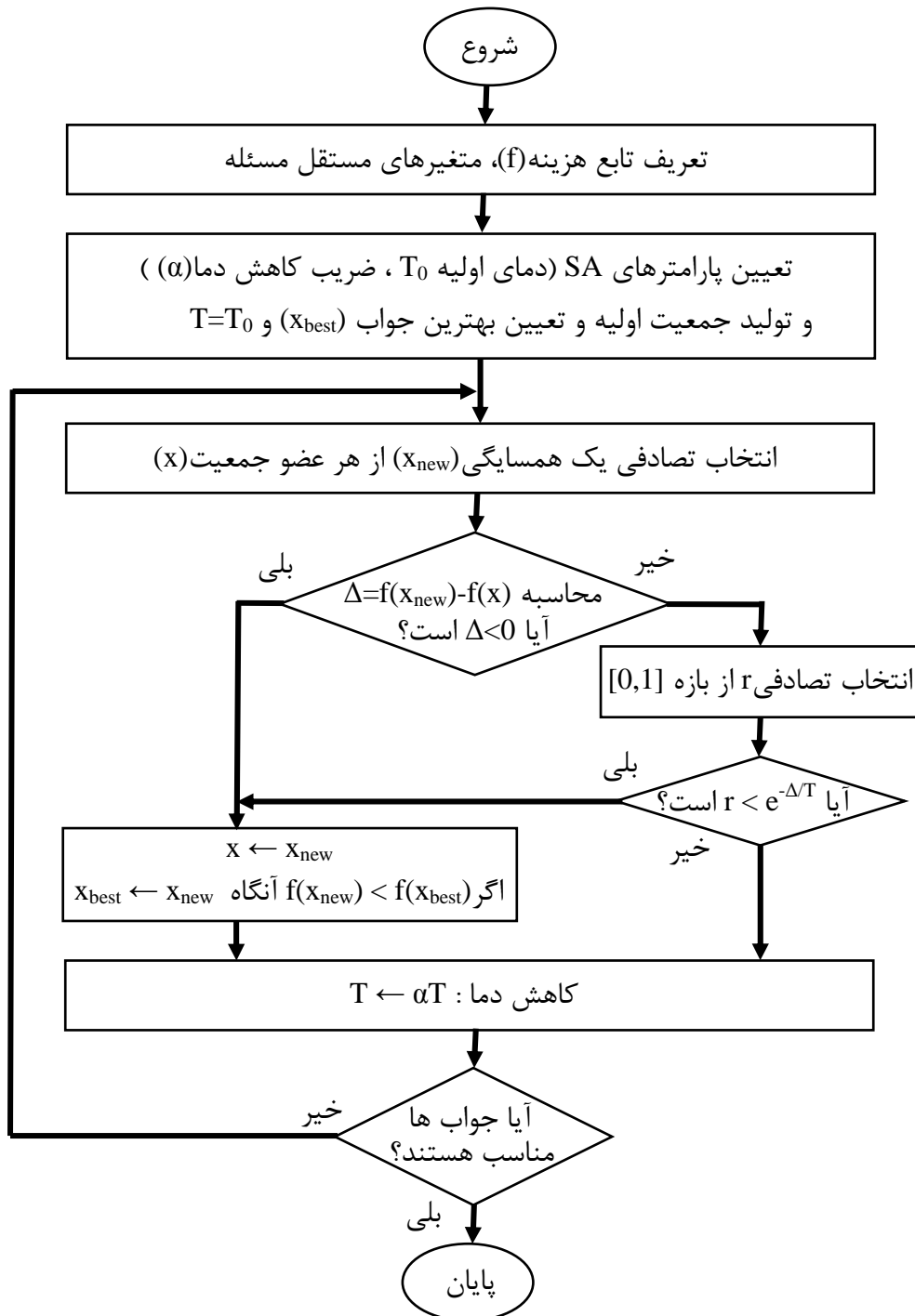
در الگوریتم SA مانند دیگر الگوریتم‌ها همواره تغییراتی که منجر به بهتر شدن نتیجه شوند، پذیرفته می‌شوند، اما تفاوت اصلی این الگوریتم با الگوریتم‌های قبلی در این است که در این الگوریتم همچنین تغییراتی که منجر به بدتر شدن نتیجه شوند، نیز با احتمالی پذیرفته می‌شوند. این احتمال نیز با کاهش دما، کاهش می‌یابد. به بیان دیگر یک افزایش در مقدار تابع هزینه، به مقدار Δ ، فقط هنگامی پذیرفته می‌شود که شرط زیر برقرار باشد:

$$e^{-\frac{\Delta}{T}} > r \quad (۴-۱۵)$$

که T دما و r یک متغیر تصادفی با توزیع یکنواخت در بازه‌ی $[0,1]$ است. هر چقدر روند کاهشی دما کندتر باشد، احتمال اینکه الگوریتم به جواب بهینه سراسری برسد، بیشتر خواهد بود، اما این نتیجه نظری از نظر عملی کاربرد چندانی ندارد. زیرا زمانی که برای پدیده‌ی بازپخت مورد نیاز است، اغلب بیشتر از زمان لازم برای جستجوی کامل فضا، است.

نتایج شبیه سازی الگوریتم فوق بر روی مبدل افزایشده مربعی در فصل بعد نشان داده شده است.

¹ Simulated Annealing (SA) Algorithm

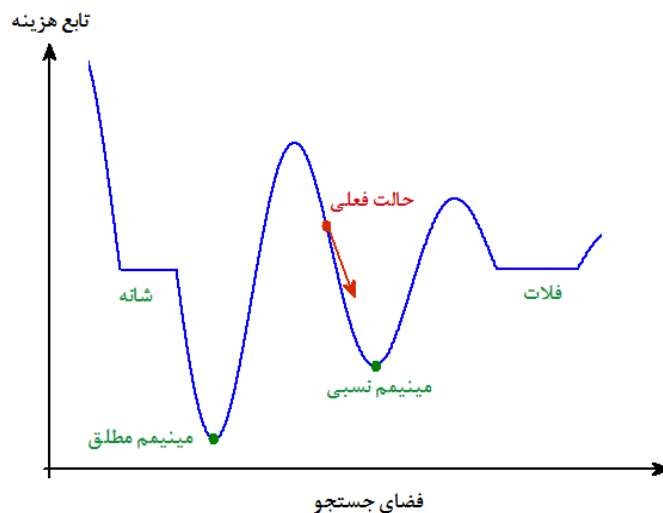


شکل ۴-۶: خلاصه مراحل اجرای SA .

۴-۳-۵ - الگوریتم ممیتیک^۱

الگوریتم‌های ژنتیکی همانند سایر الگوریتم‌های فرا ابتکاری^۲ (مانند الگوریتم PSO, GA) در گام‌های نخست اجرای الگوریتم ناحیه‌هایی از فضای حالت مسئله که بهینه‌های محلی و سراسری در آن واقع شده‌اند، را به خوبی شناسایی می‌کنند ولی در ادامه مسیرشان به سمت بهینه سراسری بسیار کند عمل می‌کنند.

دومین مشکل عمده‌ای که الگوریتم‌های فرا ابتکاری از قبیل GA، با آن مواجه هستند عدم پایداری این الگوریتم‌ها است. به عبارت دیگر کیفیت جواب‌هایی که از اجراهای مختلف الگوریتم حاصل می‌گردد، ممکن است تفاوت‌های بسیاری داشته و حتی غیر قابل اعتماد هم باشد. برای مثال در اجرای این الگوریتم‌ها، اگر یکی از اعضای جمعیت فاصله‌اش با سایر اعضای جمعیت نسل خودش زیاد باشد (خیلی بهتر از بقیه باشد) و خیلی زود ایجاد شود، ممکن است محدودیت ایجاد کند و راه حل را به سوی جواب بهینه محلی^۳ سوق دهد (شکل ۴-۷) و بهینه مطلق^۴ به دست نیاید.



شکل ۴-۷: مینیمم محلی و مینیمم مطلق.

¹ Memetic Algorithm (MA)

² Meta Heuristic

³ Local optimum

⁴ Global optimum

از بین راه‌کارهای مختلفی که برای برطرف ساختن مشکلات الگوریتم‌های فرا ابتکاری، ارائه شده است، استراتژی ترکیب^۱ جایگاه ویژه‌ای را به خود اختصاص داده است. استراتژی ترکیب از به کارگیری تکنیک‌های مختلف در فرآیند حل مسئله حاصل می‌گردد. الگوریتم‌های ممتیک مشهورترین عضو این خانواده به شمار می‌آیند که از ترکیب الگوریتم‌های ژنتیک با یک ابتکار (هیوریستیک) جستجوی محلی حاصل می‌گردد.

همان طور که زیست‌شناسان ژن را واحد انتقال خصوصیات فیزیولوژیکی از والدین به فرزندان می‌دانند، روانشناسان نیز مِم^۲ را واحد انتقال خصوصیات رفتاری از والدین به فرزندان می‌دانند.

براساس نظریه روانشناسان، فردی که در یک خانواده بی‌سواد متولد می‌شود، لزومی ندارد که تا آخر عمر بی‌سواد باقی بماند و می‌تواند با کسب برخی مهارت‌ها از محیط اطرافش ترقی پیدا کند. حال آنکه زیست‌شناسان ژن‌های کروموزوم را از لحظه تولد تا مرگ ثابت و بدون تغییر می‌دانند. پایه و اساس الگوریتم‌های ممتیک بر همین اساس استوار است و برخلاف الگوریتم‌های ژنتیک که افراد از لحظه تولد تا حضور در فرآیند تولید مثل برای نسل بعد (آخر عمر فرد) ثابت و بدون تغییر می‌دانند، یک فرد در یک الگوریتم ممتیک می‌تواند میزان شایستگی^۳ خود را در یک نسل با عملگری به نام تقلید^۴ ارتقاء بخشد.

برای این منظور به ازای هر فردی که در جامعه تولید می‌گردد، یک جستجوی محلی با شعاع همسایگی^۵ از پیش تعیین شده‌ای، حول کروموزوم مربوطه در فضای جستجوی مسئله، انجام می‌پذیرد. در الگوریتم‌های ممتیک مبتنی بر نظریه لامارک^۶ نتیجه حاصل از تقلید - که با جستجوی محلی حاصل می‌شود- بر روی مقادیر اولیه ژن‌های کروموزوم ذخیره می‌گردد، اما در الگوریتم‌های

¹ Hybridization Strategy

² Meme

³ Fitness

⁴ Imitation

⁵ Neighborhood

⁶ Lamarck

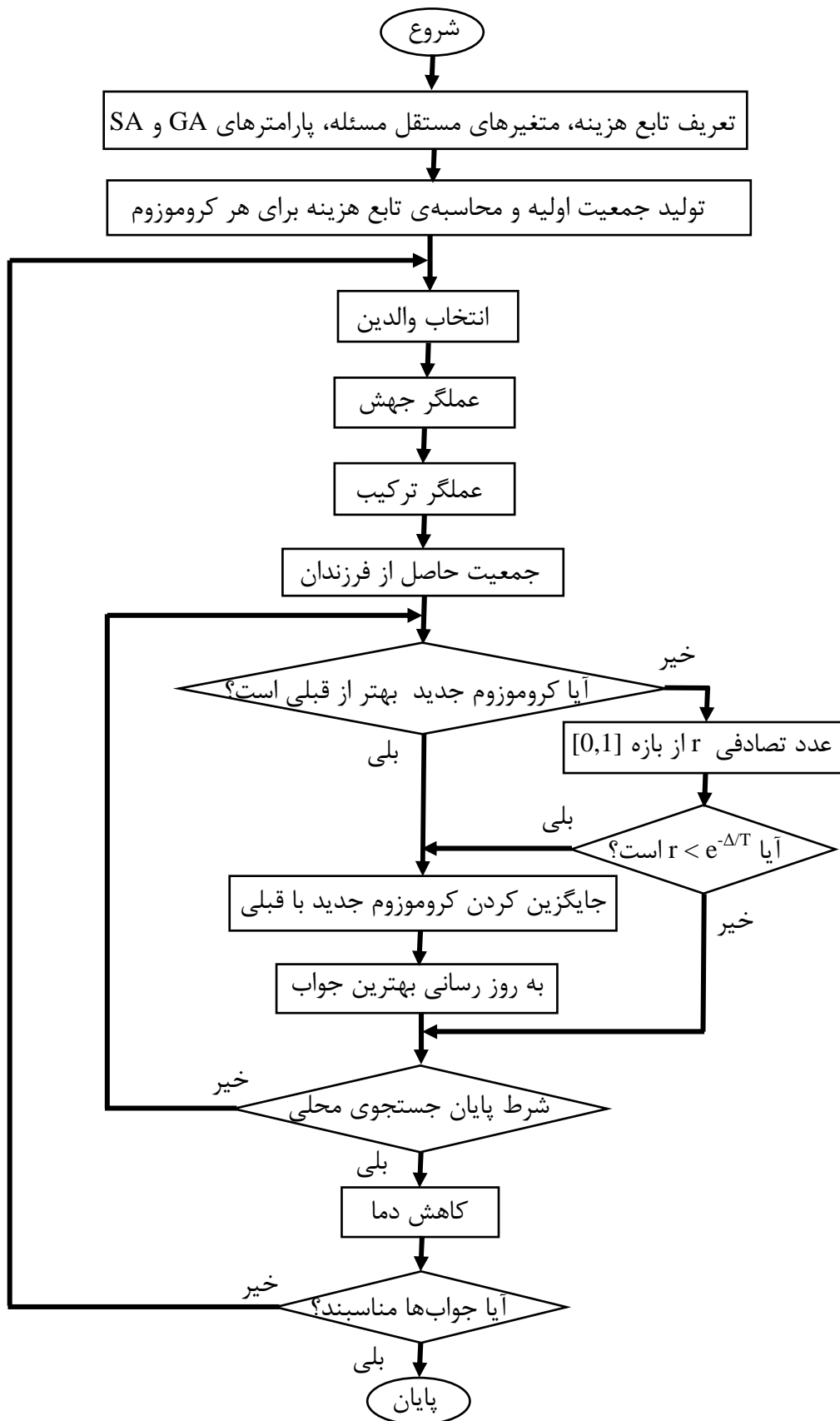
ممتیک مبتنی بر نظریه بالدوین^۱ محل ذخیره سازی مم از ژن جدا می‌باشد.

در کنار ویژگی‌هایی که برای الگوریتم‌های ممتیک ذکر گردید، مشکلاتی نیز وجود دارد که استفاده از آن‌ها را محدود می‌سازد. اولین مشکل، طراحی یک جستجوی محلی مناسب برای مسئله مورد نظر می‌باشد. با توجه به اینکه فضای جستجوی مسائل مختلف متفاوت می‌باشد، تعریف همسایگی برای یک نقطه در فضای جستجو، برای برخی از مسائل ممکن است بسیار دشوار باشد. علاوه بر این جستجوهای محلی عموماً از پیچیدگی زمانی بالایی برخوردار هستند. مشکل دوم در طراحی الگوریتم‌های ممتیک، تعریف بهینه شعاع همسایگی می‌باشد. در مسائلی که مقادیر ژن‌ها پیوسته باشد، شعاع همسایگی هرچه کمتر باشد، الگوریتم جواب بهتری را نتیجه می‌دهد و در مقابل زمان اجرای الگوریتم بالا می‌رود. البته برای کم بودن شعاع همسایگی حد آستانه‌ای وجود دارد. با توجه به اینکه جستجوهای محلی نسبت به ابعاد فضای جستجو (تعداد ژن‌های کروموزوم) از درجه‌نمایی برخوردار می‌باشد، کاهش مقدار شعاع همسایگی منجر به افزایش تعداد تکرار در هر عمل تقلید شده و زمان اجرای الگوریتم را به شدت افزایش می‌دهد. یکی از راه‌کارهای ارائه شده کاهش میزان تقلید افراد جامعه با گذشت زمان [۴۴]، می‌باشد. هر فرد پس از تولد در طول زندگی از طریق تعاملاتی که با محیط اطرافش دارد، میزان شایستگی خود را در جامعه بالا می‌برد ولی میزان این تأثیر پذیری در همه مراحل زندگی وی یکسان نمی‌باشد و با گذشت زمان از میزان تقلیدی که فرد انجام می‌دهد، کاسته می‌شود.

۴-۳-۵-۱ - الگوریتم ممتیک حاصل از ترکیب SA و GA

در اینجا از الگوریتمی بر پایه‌ی الگوریتم ژنتیک استفاده شده، که در جستجوی محلی آن از تکنیک SA استفاده شده است. مراحل اجرای این الگوریتم به طور خلاصه در شکل ۴-۸ و نتایج شبیه سازی آن بر روی مبدل افزایش‌دهنده مربعی در فصل بعد نشان داده شده است.

¹ Baldwin



شکل ۴-۸: خلاصه مراحل اجرای الگوریتم ممتیک .

فصل ۵ :

نتایج شبیه سازی

در فصل قبل کنترل کننده‌هایی با روش های شکل دهی حلقه H_∞ استاندارد و ساختار ثابت مقاوم با استفاده از الگوریتم‌های GA، PSO، SA، ICA و MA طراحی و ارائه شد. در این فصل نتایج شبیه سازی این کنترل کننده‌ها با استفاده از محیط M-file متلب ارائه می‌شود و پایداری هر کدام با استفاده از معیار حساسیت مختلط [۴۵] بررسی می‌گردد. همچنین شبیه سازی بر روی مدل دقیق مبدل ارائه می‌گردد.

۵-۱- کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_∞ استاندارد

در این روش، وزن‌ها و کنترل کننده‌های مرتبط با جریان و ولتاژ به شرح ذیل می‌باشند. علاوه بر این، حاشیه‌ی پایداری ($\epsilon = \gamma^{-1}$)، خطای حالت دائم (e_{ss}) و مشخصات پاسخ گذرا؛ زمان خیز (T_r)، زمان استقرار (T_s) و درصد بالازدگی (PO)، آورده شده است.

$$W_1(s) = \frac{(0.5s + 20)}{s}$$

$$W_2(s) = 0.8$$

$$K_I(s) = 2.75$$

$$K_V(s) = W_1(s)K_\infty(s)W_2(s)$$

$$K_\infty(s) = \frac{5101s^4 + 3.208e009s^3 + 3.456e012s^2 + 7.884e017s + 4.195e019}{s^5 + 6.356e005s^4 + 5.165e009s^3 + 1.505e014s^2 + 1.139e018s + 4.509e019}$$

$$\epsilon = 0.5107, \quad e_{ss} = -0.0018, \quad T_r = 0.0407, \quad T_s = 0.0872, \quad PO = 0$$

با توجه به این که؛ شرط لازم و کافی برای عملکرد مقاوم (پایداری مقاوم و کارایی نامی)

عبارتست از [۴۵]؛

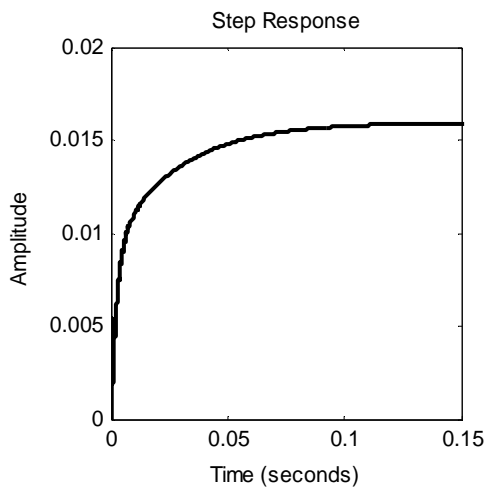
$$\| |W_1S| + |W_2T| \|_\infty < 1 \quad (1-5)$$

با محاسبه رابطه (۱-۵) برای کنترل کننده فوق داریم:

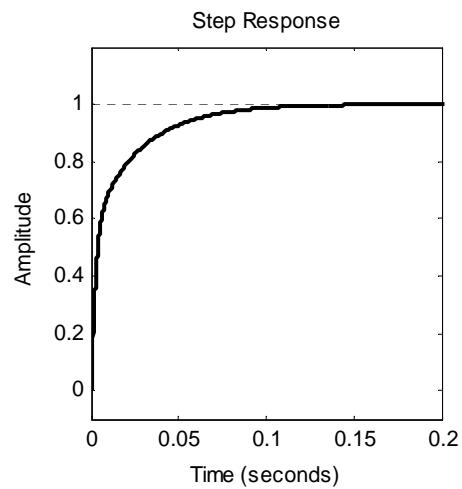
$$\| |W_1S| + |W_2T| \|_\infty = 0.8455 < 1 \quad \Rightarrow \quad \text{در نتیجه سیستم پایدار است.}$$

و شرط پایداری مقاوم ($\|W_2T\|_\infty < 1$) نیز برای سیگنال کنترل برقرار است:

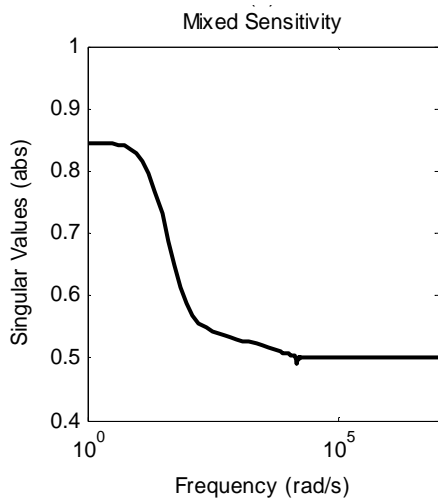
در نتیجه سیگنال کنترل پایدار است. $\Rightarrow \|W_2T\|_\infty = 0.8000 < 1$



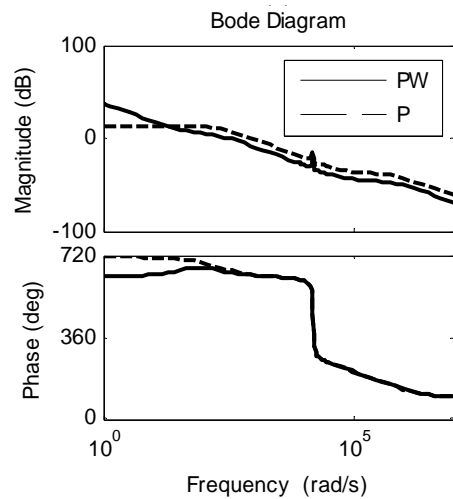
(ب)



(الف)



(د)



(ج)

شکل ۵-۱: کنترل کننده با روش شکل دهی حلقه H_∞ استاندارد؛ (الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی، (ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، (ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و (د) مقادیر ویژه حساسیت مختلط.

۵-۲- کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم

این کنترل کننده علاوه بر داشتن مزیت‌های کنترل کننده با روش شکل‌دهی حلقه H_∞ ، دارای ساختار بسیار ساده‌ای است، که به انتخاب طراح بستگی دارد. در تحقیق حاضر این روش با استفاده از چند الگوریتم هوشمند پیاده‌سازی شده تا با مقایسه آن‌ها برتری الگوریتم ممیتیک نشان داده شود.

۵-۲-۱- با استفاده از GA

در این روش، وزن‌ها و کنترل کننده‌های مرتبط با جریان و ولتاژ، حاشیه‌ی پایداری، خطای حالت دائم و مشخصات پاسخ گذرا عبارتند از:

$$W_1(s) = \frac{(0.42963 s + 40)}{s}$$

$$W_2(s) = 0.8708$$

$$K_I(s) = 5.3531$$

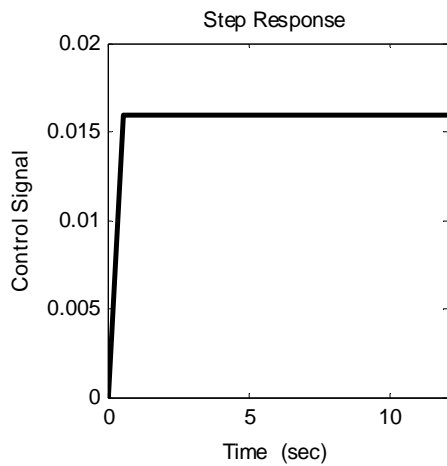
$$K_V(s) = \frac{(0.14864 s + 40)}{s}$$

$$\epsilon = 0.79999, \quad e_{ss} = 0.015944, \quad T_r = 0.010639, \quad T_s = 0.01597, \quad PO = 1.5796$$

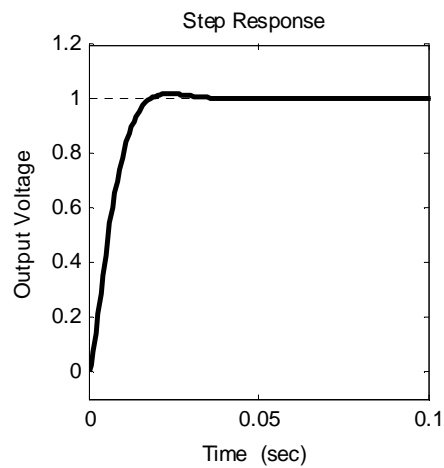
با محاسبه رابطه (۵-۱) برای کنترل کننده فوق داریم:

$$\| |W_1 S| + |W_2 T| \|_\infty = 0.89849 < 1 \quad \Rightarrow \quad \text{در نتیجه سیستم پایدار است.}$$

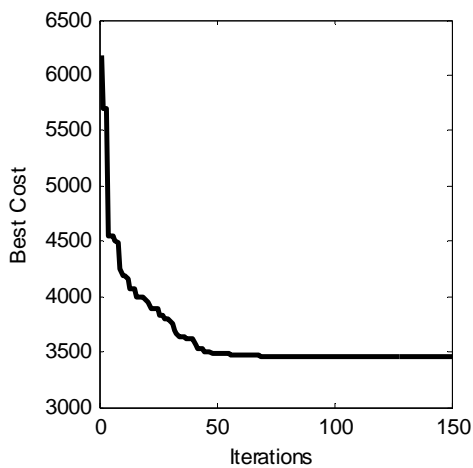
$$\| |W_2 T| \|_\infty = 0.87608 < 1 \quad \text{و شرط پایداری مقاوم نیز برای سیگنال کنترل برقرار است:}$$



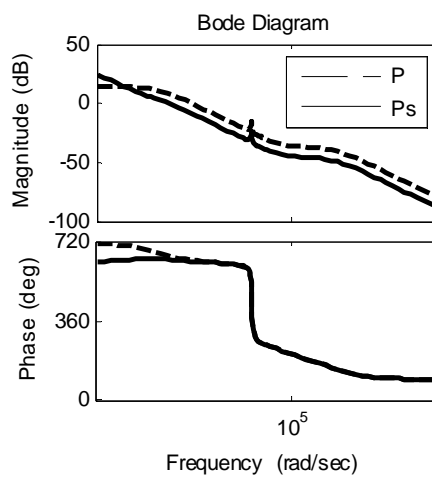
(ب)



(الف)



(د)



(ج)

شکل ۵-۲: نتایج اجرای الگوریتم ژنتیک: (الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی ، (ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، (ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته Ps و (د) تغییرات تابع هزینه بهترین جواب در هر نسل.

۵-۲-۲- با استفاده از PSO

در این روش، وزن‌ها و کنترل‌کننده‌های مرتبط با جریان و ولتاژ، حاشیه‌ی پایداری، خطای

حالت دائم و مشخصات پاسخ گذرا به شرح ذیل می‌باشند.

$$W_1(s) = \frac{(0.7s + 40)}{s}$$

$$W_2(s) = 0.87764$$

$$K_I(s) = 5.4129$$

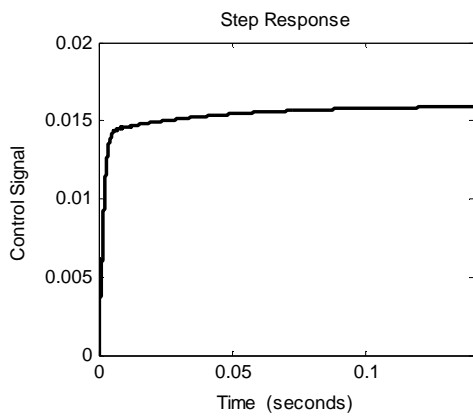
$$K_V(s) = \frac{(1.4816 s + 40)}{s}$$

$$\epsilon = 0.29784, \quad e_{ss} = -0.003057, \quad T_r = 0.0056392, \quad T_s = 0.070071, \quad PO = 0$$

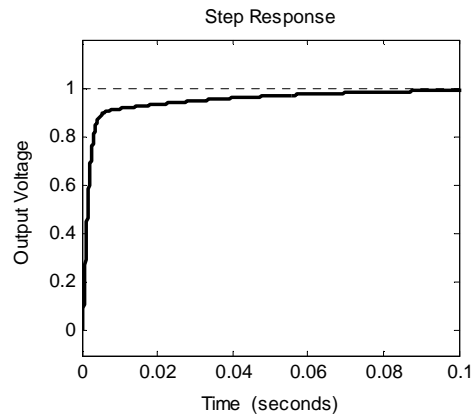
و با محاسبه رابطه (۵-۱) برای کنترل کننده فوق داریم:

$$\| |W_1S| + |W_2T| \|_{\infty} = 0.9 < 1 \quad \Rightarrow \quad \text{در نتیجه سیستم پایدار است.}$$

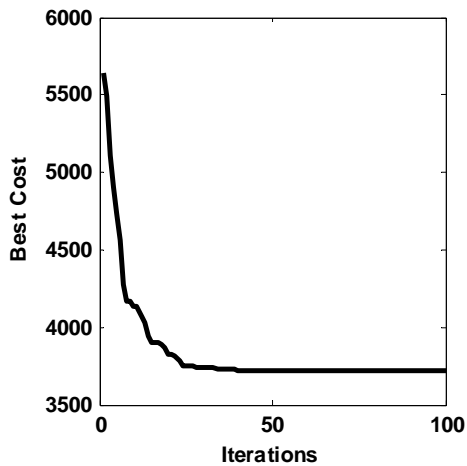
$$\| W_2T \|_{\infty} = 0.87764 < 1 \quad \text{و شرط پایداری مقاوم نیز برای سیگنال کنترل برقرار است:}$$



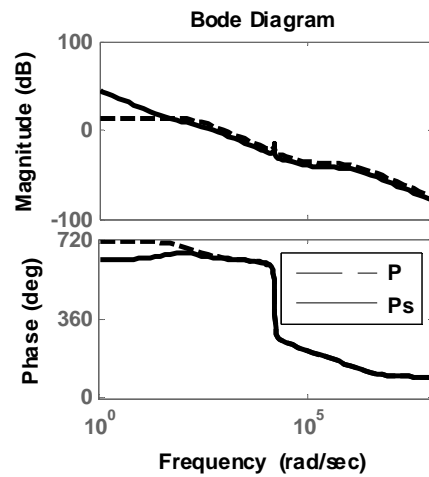
(ب)



(الف)



(د)



(ج)

شکل ۳-۵: نتایج اجرای الگوریتم PSO: (الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی، (ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، (ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و (د) تغییرات تابع هزینه بهترین جواب در هر تکرار.

۵-۲-۳ - با استفاده از ICA

در این روش، وزن‌ها و کنترل‌کننده‌های مرتبط با جریان و ولتاژ، حاشیه‌ی پایداری، خطای

حالت دائم و مشخصات پاسخ گذرا عبارتند از:

$$W_1(s) = \frac{(0.57786 s + 39.0718)}{s}$$

$$W_2(s) = 0.64728$$

$$K_I(s) = 5.4084$$

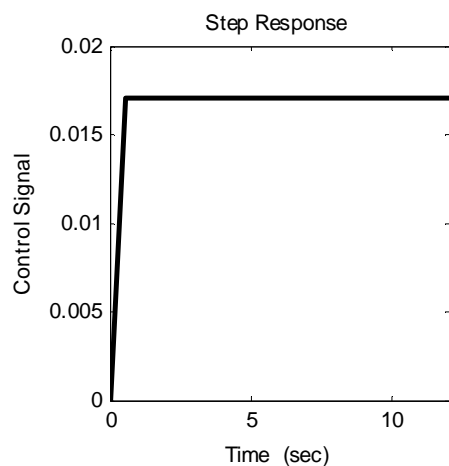
$$K_V(s) = \frac{(0.4774 s + 33.11)}{s}$$

$$\epsilon = 0.6792, \quad e_{ss} = 0.069688, \quad T_r = 0.017483, \quad T_s = 0.047973, \quad PO = 0$$

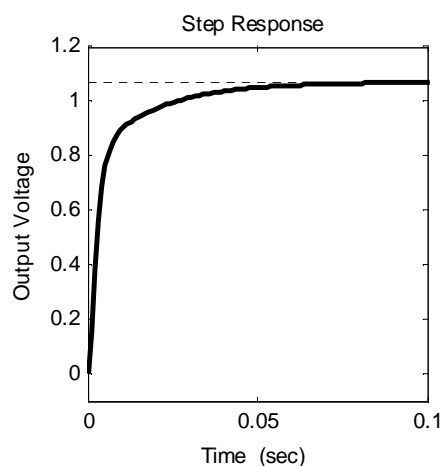
با محاسبه رابطه (۵-۱) برای کنترل‌کننده فوق داریم:

$$\| |W_1 S| + |W_2 T| \|_{\infty} = 0.68871 < 1 \quad \Rightarrow \quad \text{در نتیجه سیستم پایدار است.}$$

$$\| W_2 T \|_{\infty} = 0.64728 < 1 \quad \text{و شرط پایداری مقاوم نیز برای سیگنال کنترل برقرار است:}$$

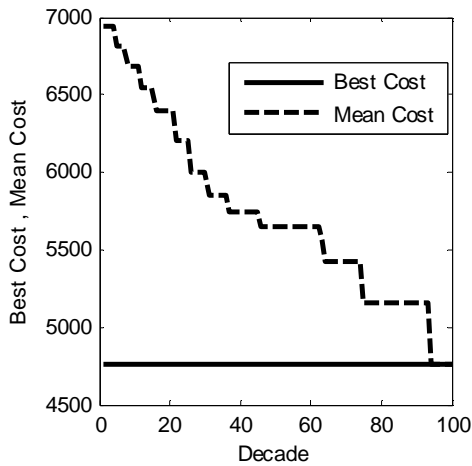


(ب)

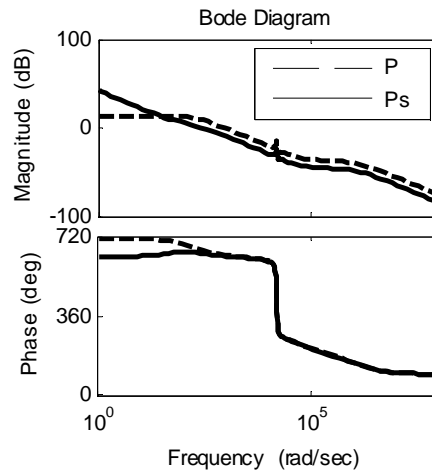


(الف)

شکل ۴-۵: نتایج اجرای الگوریتم ICA: (الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی و (ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی.



(د)



(ج)

شکل ۵-۵: نتایج اجرای الگوریتم ICA: (ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و (د) بهترین تابع هزینه و تغییرات متوسط هزینه امپراطوری ها در هر تکرار.

۵-۲-۴ - با استفاده از SA

در این روش، وزن‌ها و کنترل‌کننده‌های مرتبط با جریان و ولتاژ، حاشیه‌ی پایداری، خطای

حالت دائم و مشخصات پاسخ گذرا عبارتند از:

$$W_1(s) = \frac{(0.65831 s + 11.0231)}{s}$$

$$W_2(s) = 0.31637$$

$$K_I(s) = 2.7011$$

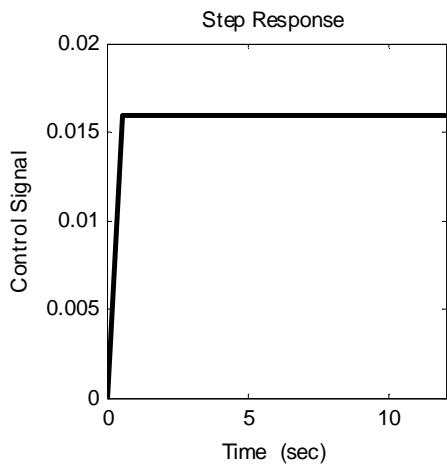
$$K_V(s) = \frac{(0.25809 s + 35.9061)}{s}$$

$$\epsilon = 0.88812, \quad e_{ss} = -0.000034, \quad T_r = 0.013654, \quad T_s = 0.029605, \quad PO = 0$$

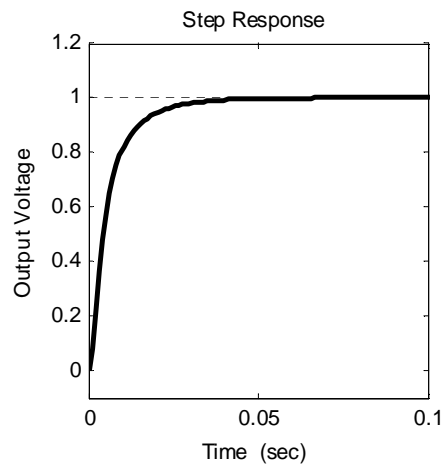
با محاسبه رابطه (۵-۱) برای کنترل‌کننده فوق داریم:

$$\| |W_1S| + |W_2T| \|_{\infty} = 0.67859 < 1 \quad \Rightarrow \quad \text{در نتیجه سیستم پایدار است.}$$

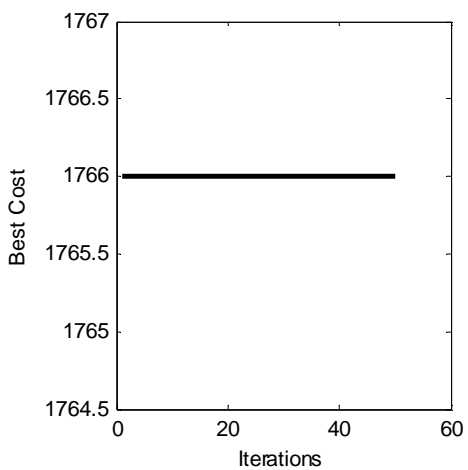
$$\| |W_2T| \|_{\infty} = 0.31637 < 1 \quad \text{و شرط پایداری مقاوم نیز برای سیگنال کنترل برقرار است:}$$



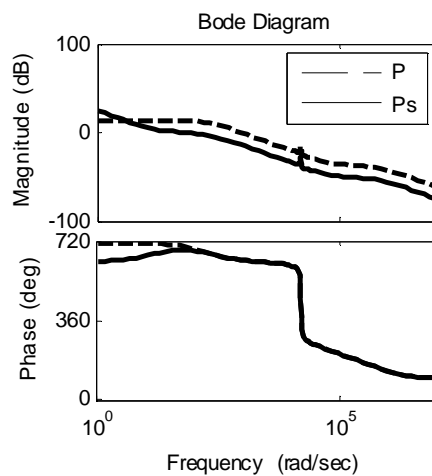
(ب)



(الف)



(د)



(ج)

شکل ۵-۶: نتایج اجرای الگوریتم SA: (الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی، (ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، (ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و (د) تغییرات تابع هزینه بهترین جواب در هر تکرار..

۵-۲-۵ - با استفاده از MA

در این روش، وزن‌ها و کنترل‌کننده‌های مرتبط با جریان و ولتاژ، حاشیه‌ی پایداری، خطای

حالت دائم و مشخصات پاسخ گذرا به شرح ذیل می‌باشند.

$$W_1(s) = \frac{(0.16578 s + 17.0153)}{s}$$

$$W_2(s) = 0.60844$$

$$K_I(s) = 3.8805$$

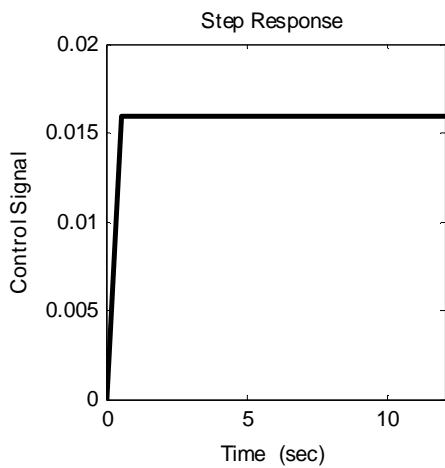
$$K_V(s) = \frac{(0.08525 s + 29.5308)}{s}$$

$$\epsilon = 0.62066, \quad e_{ss} = 0.019446, \quad T_r = 0.013376, \quad T_s = 0.019705, \quad PO = 1.9446$$

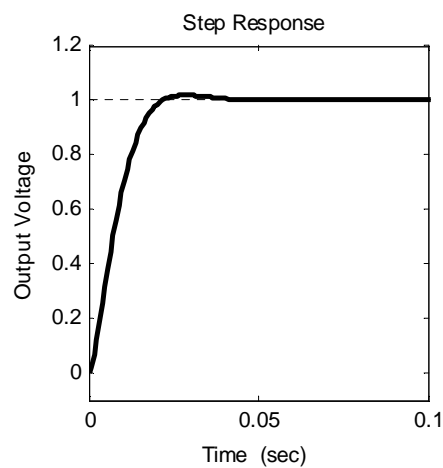
با محاسبه رابطه (۵-۱) برای کنترل کننده فوق داریم:

$$\| |W_1 S| + |W_2 T| \|_{\infty} = 0.61932 < 1 \quad \Rightarrow \quad \text{در نتیجه سیستم پایدار است.}$$

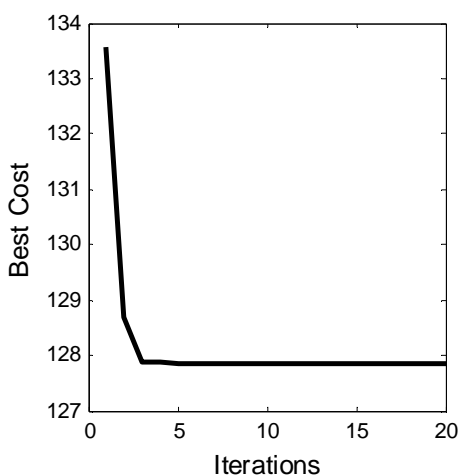
$$\| W_2 T \|_{\infty} = 0.60844 < 1 \quad \text{و شرط پایداری مقاوم نیز برای سیگنال کنترل برقرار است:}$$



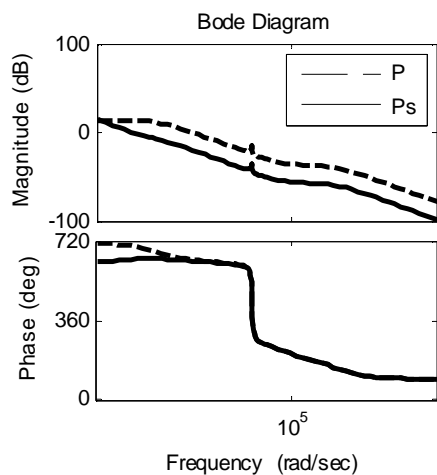
(ب)



(الف)



(د)

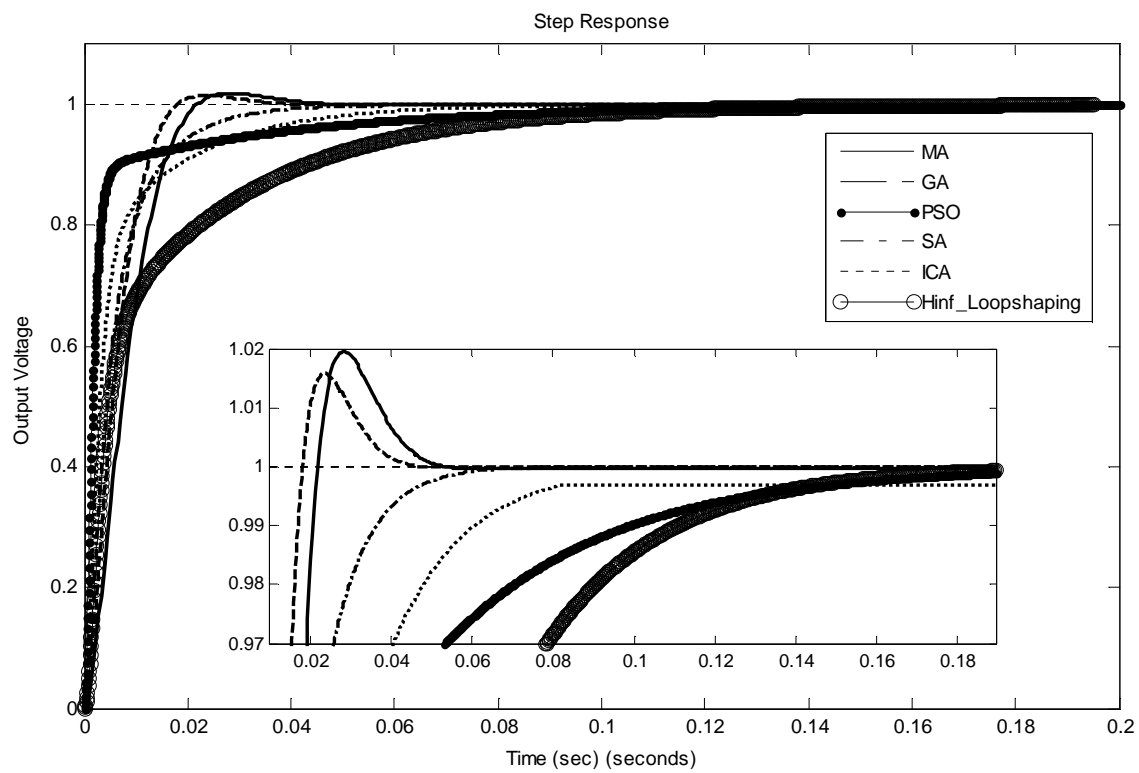


(ج)

شکل ۵-۷: نتایج اجرای الگوریتم MA: (الف) پاسخ پله ولتاژ خروجی، (ب) پاسخ پله سیگنال کنترلی، (ج) دیاگرام بود تابع حلقه باز P و تابع شکل یافته P_s و (د) تغییرات تابع هزینه در هر نسل.

۵-۲-۶- مقایسه

پاسخ پله ولتاژ خروجی کنترل‌کننده‌های طراحی شده در بخش‌های قبل، در شکل ۵-۸ نشان داده شده است. این نتایج بهترین پاسخ حاصل از چندین بار اجرای هر کدام از الگوریتم‌ها می‌باشد، و الگوریتم ممیتیک نسبت به دیگر الگوریتم‌های استفاده شده، از پایداری بیشتری برخوردار بود. همچنین در برخی از الگوریتم‌ها مانند ICA، با تنظیم پارامترهای الگوریتم برای رسیدن به جواب بهتر، زمان بیشتری برای اجرای الگوریتم لازم بود. الگوریتم ژنتیک سرعت اجرای بالاتری داشت، اما از پایداری کمتری برخوردار بود. در حالی که الگوریتم ممیتیک در عین پایداری، سرعت مناسبی نیز داشت. علاوه بر این‌ها پاسخ الگوریتم ممیتیک بالازدگی کمتر از ۲ درصد، سرعت بالا و خطای ماندگار خیلی ناچیزی دارد، در حالیکه پاسخ دیگر الگوریتم‌ها، اگرچه بالازدگی ندارند اما خطای ماندگار بیشتر و سرعت کمتری دارند و این مطلب نشان دهنده‌ی این است که این الگوریتم‌ها در بهینه‌محلی گیر افتاده‌اند. پاسخ الگوریتم ژنتیک بسیار نزدیک به پاسخ الگوریتم ممیتیک است، اما باید توجه داشت که این پاسخ بهترین پاسخ الگوریتم ژنتیک در چندین بار اجرای الگوریتم است یعنی همان طور که گفته شد الگوریتم ژنتیک نسبت به ممیتیک از پایداری کمتری برخوردار است. بنابراین الگوریتم ممیتیک بهترین پاسخ را دارد.

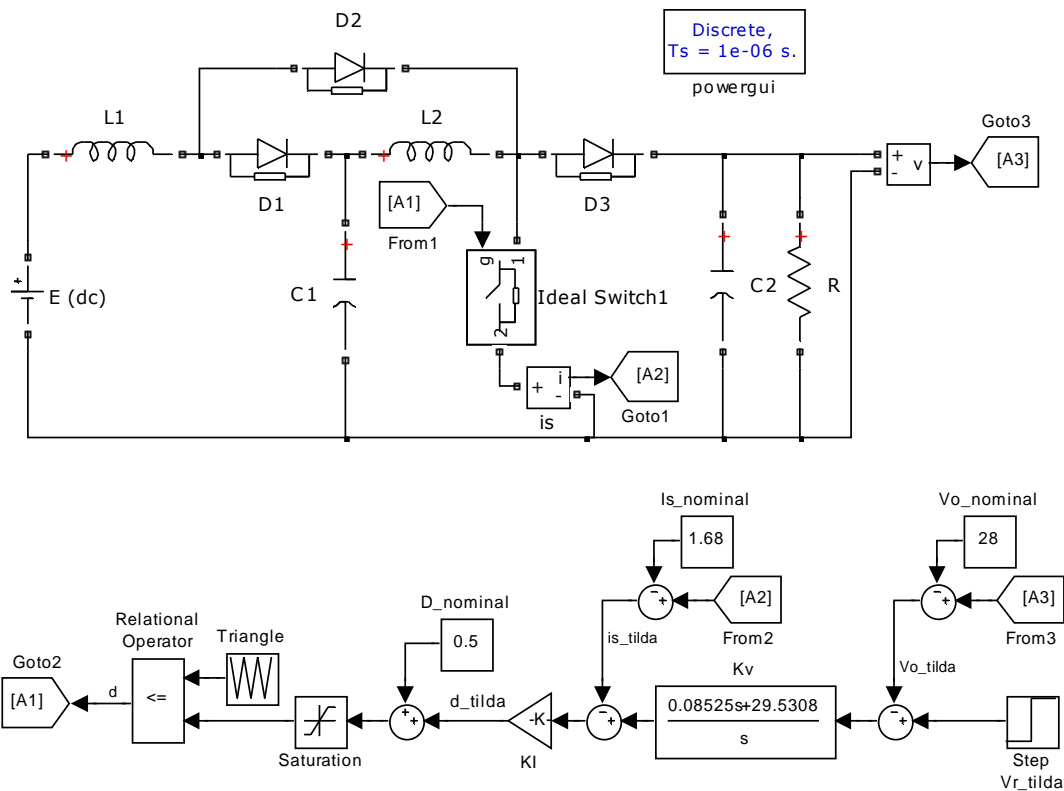


شکل ۵-۸: مقایسه‌ی پاسخ پله‌ی کنترل‌کننده‌های طراحی شده.

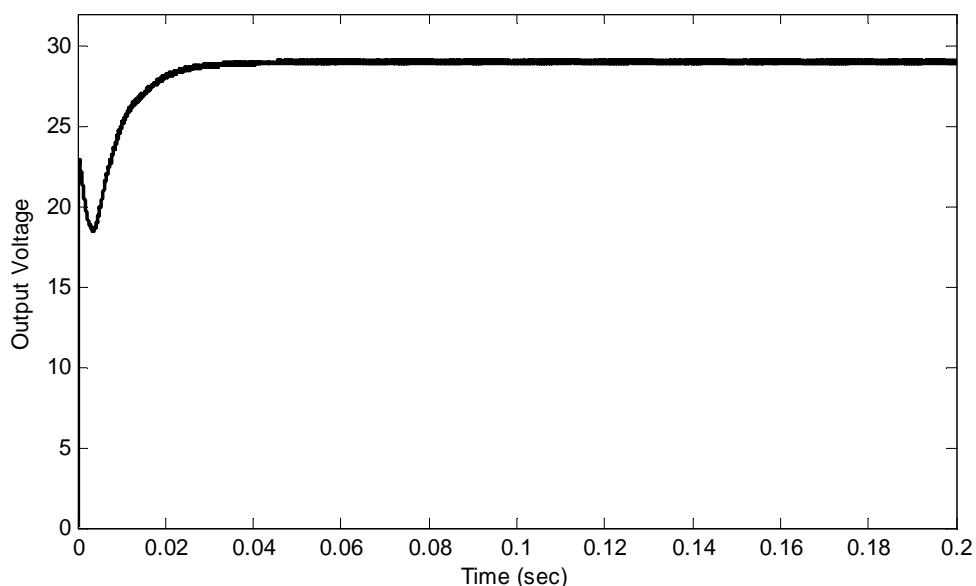
۵-۲-۷- شبیه سازی کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم طراحی شده

با الگوریتم ممیتیک بر روی مدل دقیق

کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم طراحی شده با الگوریتم ممیتیک، بر روی مدل دقیق مبدل در محیط سیمولینک متلب نیز پیاده سازی شده و نتایج در ادامه نشان داده شده است. مقادیر مربوط به پارامترهای مبدل استفاده شده در جدول (۲-۱) در صفحه ۲۶ آورده شده است.



شکل ۵-۹: شبیه سازی کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم طراحی شده با الگوریتم ممیتیک بر روی مدل دقیق مبدل افزایشی مربعی.



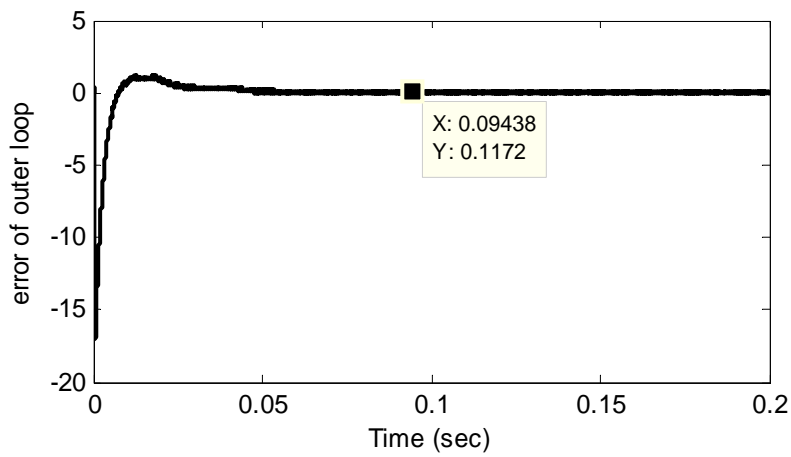
شکل ۵-۱۰: ولتاژ خروجی مبدل.

با توجه به اینکه؛ نسبت هدایت نامی برابر ۰/۵ و ولتاژ ورودی نامی برابر ۷ ولت است، لذا ولتاژ خروجی مورد انتظار ۲۸ ولت می‌باشد. در بخش‌های قبل سیستم کنترلی با بخش متغیر $(\tilde{x}(t))$ طراحی شد. مقادیر لحظه‌ای برابر حاصل جمع مقادیر نامی با بخش متغیر است.

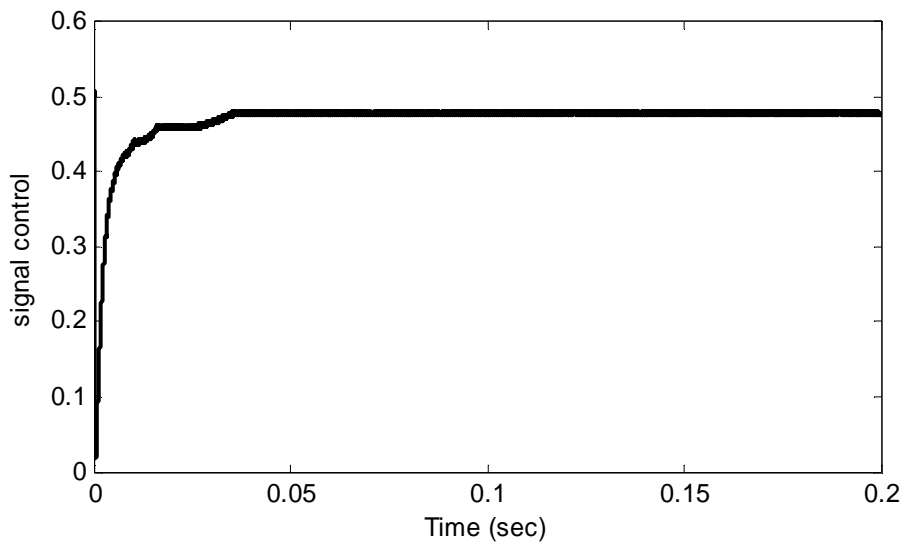
$$x(t) = X_{nominal} + \tilde{x}(t)$$

بنابراین با وروی پله واحد برای ولتاژ مرجع (\tilde{v}_r) ، ولتاژ خروجی در اینجا باید برابر ۲۹ ولت شود. در شکل ۵-۱۰) ملاحظه می‌کنید که ولتاژ خروجی مبدل به مقدار نهایی ۲۹ ولت می‌رسد. خطای ولتاژ خروجی (شکل ۵-۱۱) در حدود ۰/۱ ولت یعنی کمتر از ۰/۳ درصد مقدار نهایی است.

سیگنال کنترلی تولید شده برای گیت سوئیچ در شکل (۵-۱۲) نشان داده شده که در محدوده مجاز قرار دارد و پس از زمان اندکی به یک مقدار ثابت می‌رسد.

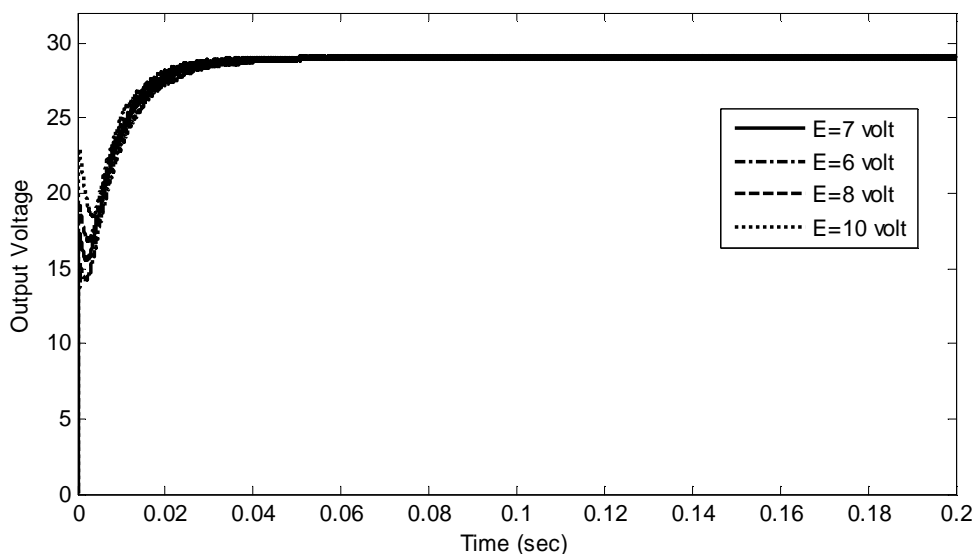


شکل ۵-۱۱: خطای حلقه بیرونی (حلقه ولتاژ).



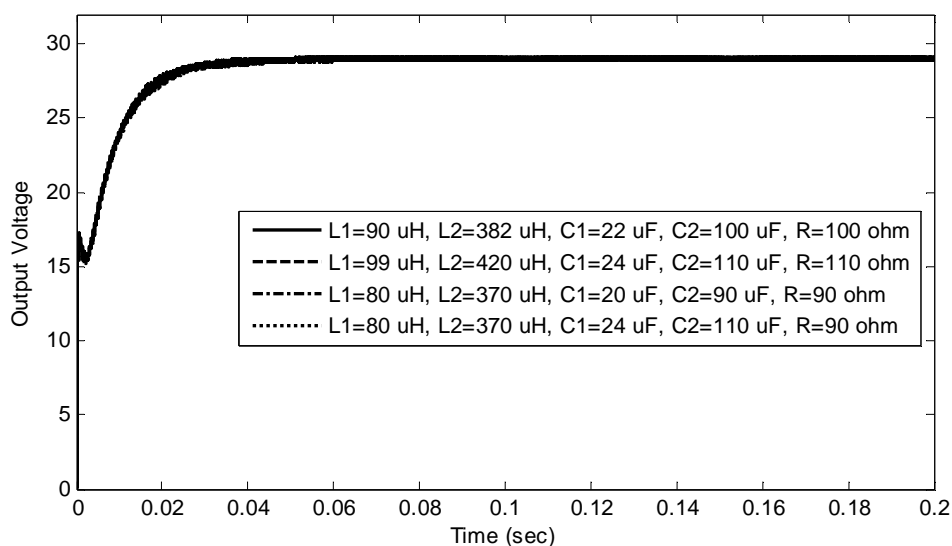
شکل ۵-۱۲: سیگنال کنترلی تولید شده برای گیت سوئیچ.

با تغییر ولتاژ ورودی (برای مثال مقادیر ۶، ۸ و ۱۰ ولت)، ولتاژ خروجی (شکل ۵-۱۳) فقط در پاسخ گذرا کمی تغییرات خواهد داشت بنابراین واضح است که اگر اغتشاشات ولتاژ ورودی به قدر کافی کوچک باشند در ولتاژ خروجی اثری ندارند.

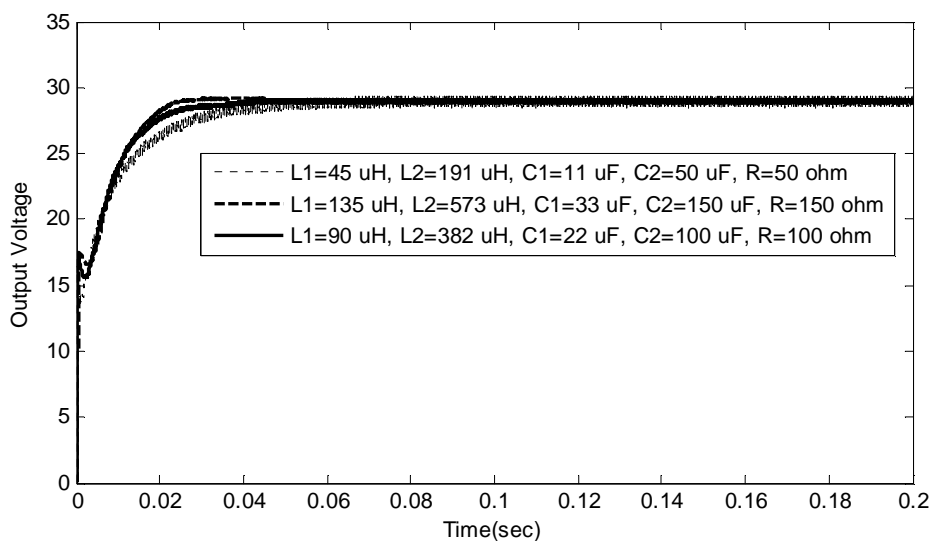


شکل ۵-۱۳: اثر تغییرات ولتاژ ورودی بر روی ولتاژ خروجی.

کنترل کننده طراحی شده نسبت به تغییرات محدود پارامترهای مبدل مقاوم است. برای نشان دادن این مطلب، پارامترهای مبدل را در حدود ۱۰ درصد (شکل ۵-۱۴) و ۵۰ درصد (شکل ۵-۱۴) تغییر دادیم، در حالت اول ولتاژ خروجی تغییرات بسیار ناچیز و در حالت دوم در پاسخ گذرا کمی تغییرات داشت.



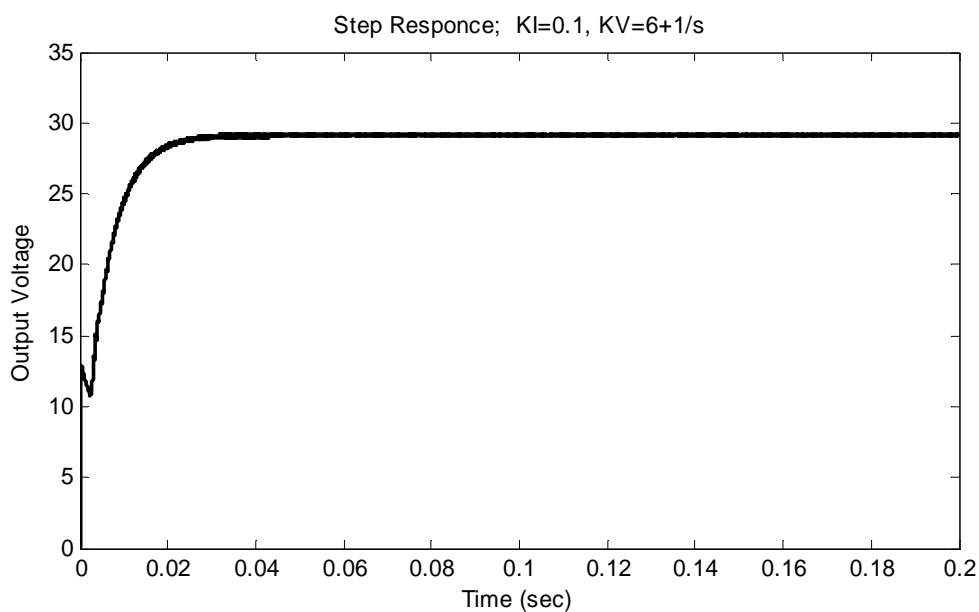
شکل ۵-۱۴: اثر تغییرات ۱۰ درصدی پارامترهای مبدل بر روی ولتاژ خروجی.



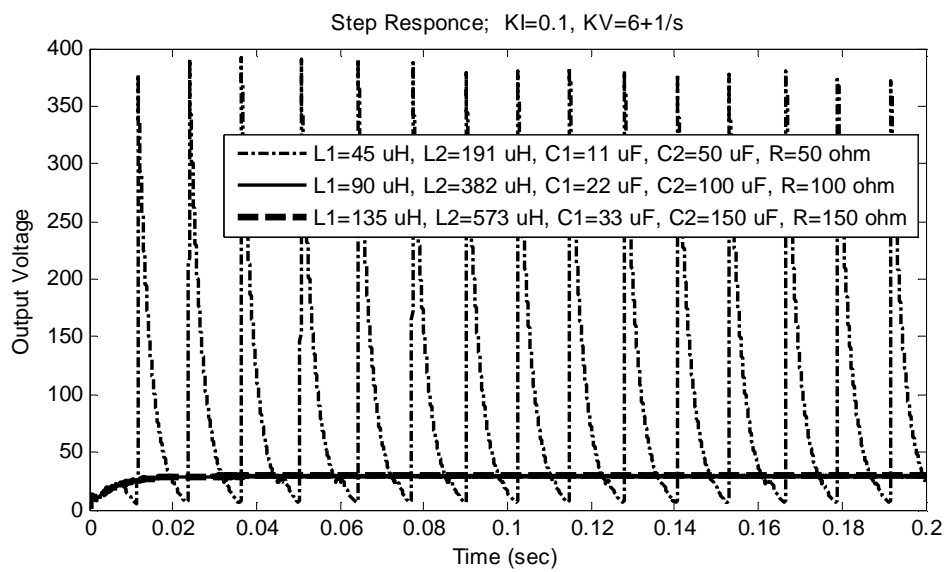
شکل ۵-۱۵: اثر تغییرات ۵۰ درصدی پارامترهای مبدل بر روی ولتاژ خروجی.

برای مقایسه بهتر در ادامه کنترل کننده‌ای را شبیه سازی می‌کنیم که عملکرد زمانی مطلوبی دارد (شکل ۵-۱۴) اما در برابر عدم قطعیت‌ها پایدار نیست (شکل ۵-۱۴). مقادیر مربوط به کنترل کننده نیز در ادامه آورده شده است.

$$K_I(s) = 0.1, \quad K_V(s) = \frac{6s + 1}{s}$$



شکل ۵-۱۶: ولتاژ خروجی مبدل.



شکل ۵-۱۷: اثر تغییرات ۵۰ درصدی پارامترهای مبدل بر روی ولتاژ خروجی.

فصل ۶ :

نتیجه گیری و پیشنهادات

۶-۱- نتیجه گیری

کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم با استفاده از چند الگوریتم هوشمند، طراحی شد و پایداری آن‌ها اثبات گردید. اهداف مهم کنترلی، یعنی مقاوم بودن سیستم در برابر عدم قطعیت‌ها، صاف بودن سطح ولتاژ خروجی، سرعت سیستم در رسیدن به پاسخ حالت دائم، دفع اغتشاشات ولتاژ ورودی و قابلیت پیاده سازی سیستم کنترلی، محقق شده است. شبیه سازی‌ها نشان می‌دهد که عملکرد کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم از کنترل کننده طراحی شده با روش شکل دهی حلقه H_m ، بهتر بوده و علاوه بر این ساختار کنترل کننده ساختار ثابت مقاوم بسیار ساده‌تر است. همچنین شبیه سازی‌ها نشان می‌دهد که الگوریتم ممتیک نسبت به سایر الگوریتم‌های استفاده شده (GA, PSO, SA, ICA) پایداری است و با احتمال قوی‌تری به پاسخ بهینه مطلق می‌رسد.

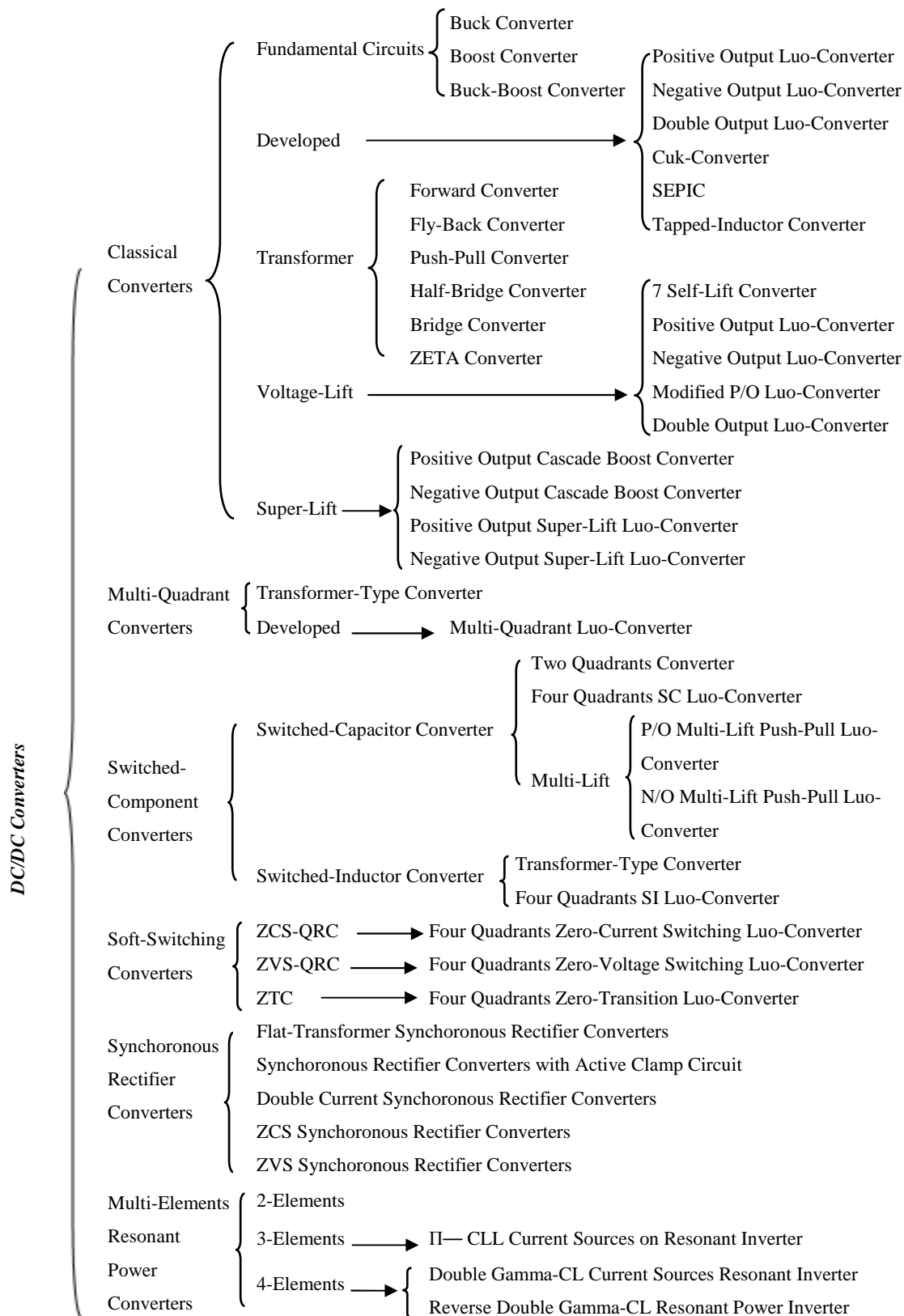
۶-۲- پیشنهادات

با توجه به نقش بسیار مهم مبدل افزایشنده در تکنولوژی های جدید، طراحی کنترل کننده مناسب برای این مبدل حائز اهمیت است. با توجه به مزایای کنترل ساختار ثابت مقاوم همچون مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت‌ها و سادگی ساختار کنترل کننده، طراحی این نوع کنترل کننده‌ها بسیار اهمیت خواهد داشت اما طراحی این نوع کنترل کننده کار دشواری است، لذا استفاده از الگوریتم‌های هوشمند در روند طراحی بسیار مطلوب خواهد بود. بنابراین در ادامه کار پیشنهاد می‌شود؛ از دیگر انواع الگوریتم ممتیک هم استفاده شود و نتایج مقایسه شوند، البته این کنترل کننده را می‌توان برای مبدل افزایشنده پیاده سازی کرد و نتایج عملی را نیز بررسی نمود و همچنین می‌توان مقاومت در برابر نویز و اثر مقاومت پارازیتی اجزای مبدل را هم بررسی و تحلیل کرد.

- [1].Hart, D.W. (2011), "**Power Electronics**", Vol.1, McGraw-Hill, New York, pp. 196-220.
- [2].Mohan, N., Undeland, T.M. and Robbins, W.P., (1989), "**Power Electronics**", Vol. 1, John Wiley & Sons, New York, pp. 161-177.
- [3].Luo, F.L. and Ye, H., edit by Rashid, M.H., (2004), "**Advanced DC-DC Converters**", Vol. 1, CRC Press LLC, New York, p. Chapter1 & 5.
- [4].Morales-Saldana, J.A., Galarza-Quirino, R., Leyva-Ramos, J., Carbajal-Gutierrez, E.E., and Ortiz-Lopez, M.G., (2007), "**Multiloop controller design for a quadratic boost converter**", Electric Power Application, IET, Vol. 1, No 3, pp. 362–367.
- [5].Perez, M., Ortega, R. and Espinoza, J.R., (2004) , "**Passivity-based pi control of switched power converters**", Control Systems Technology, IEEE Transactions on, Vol. 12, No. 6, pp. 881–890.
- [6].Montagner, V.F. and Peres P.L.D. , (2003), " **H_{∞} control with pole location for a DC–DC converter with a switched load**", Industrial Electronics, IEEE International Symposium, Vol. 1, pp. 550–555.
- [7].El Fadil, H. and Giri, F., (2007), "**Robust and Nonlinear Control of PWM DC-to-DC Boost Power Converters**", Power Electronics Specialists Conference, IEEE, pp. 407-412, Orlando, FL.
- [8].Maccari, L.A., Montagner, V.F., Pinheiro1, H., and Oliveira, R.C.L.F., (2012), "**Robust H_2 control applied to boost converters: design, experimental validation and performance analysis**", IET Control Theory and Applications, Vol. 6, No. 12, pp. 1881–1888.
- [9].Naim, R., Weiss, G., and Ben-Yaakov, S., (1997), " **H_{∞} Control Applied to Boost Power Converters**", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 12, No. 4, pp. 677-683.
- [10]. Guldermir, H., (2005), "**Sliding Mode Control of DC-DC Boost Converter**", Journal of Applied Sciences 5(3), pp. 588-592.
- [11]. Lopez-Santos, O., Martinez-Salamero, L., Garcia, G., Valderrama-Blavi, H. and Mercuri, D.O., (2013), "**Efficiency analysis of a sliding-mode controlled quadratic boost converter**", IET Power Electronics, Vol. 6, No. 2, pp. 364–373.
- [12]. Allaoua, B., and Laoufi, A., (2011), "**Application of a Robust Fuzzy Sliding Mode Controller Synthesis on a Buck-Boost DC-DC Converter Power Supply for an Electric Vehicle Propulsion System**", Journal of Electrical Engineering & Technology Vol. 6, No. 1, pp. 67-75.
- [13]. Sahbani, A., Ben Saad, K., and Benrejeb, M., (2009), "**On two control approaches for the output voltage regulation of a boost converter**", International Journal of Computer and Information Engineering 3:4, pp. 241-246.
- [14]. Rong-Jong Wai, and Li-Chung Shih, (2012), "**Adaptive Fuzzy-Neural-Network Design for Voltage Tracking Control of a DC–DC Boost Converter**", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 27, No. 4, pp. 2104-2115.
- [15]. Guoa, L., Hungb, J.Y., and Nelmsb, R.M., (2012), "**Design of a fuzzy controller using variable structure approach for application to DC–DC converters**", Electric Power Systems Research 83, pp. 104– 109.
- [16]. Torres-Pinzon, C.A., and Leyva, R., (2009), "**Fuzzy Control in DC-DC Converters: an LMI Approach**", Industrial Electronics, Annual Conference of IEEE, pp. 510-515, Porto.

- [17]. Srithongchai, P. and Kaitwanidvilai, S., (2011), **“Automatic Weight Selection and Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter”**, Springer, Intelligent Control and Computer Engineering, Vol.70, pp. 39-45.
- [18]. Mustapha, N.A.C., Alam, A.H.M.Z., Khan, S., and Azman, A.W., (2013), **“Boost Converter for Low Voltage Energy Harvesting Applications: Basic Component Selection”**, IEEE International Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Applications (ICSIMA), pp. 1-4, Kuala Lumpur.
- [19]. Ortiz-Lopez, M.G., Leyva-Ramos, J., Diaz-Saldierna, L.H., J.M. Garciaibarra and Carbajal-Gutierrez, E.E., (2007), **“Current-mode control for a quadratic boost converter with a single switch”**, Power Electronics Specialists Conference, IEEE, pp. 2652-2657, Orlando, FL.
- [20]. Luo, F.L., and Ye, H., (2004), **“Positive output cascade boost converters”**, Electric Power Applications, IEE Proceeding, Vol. 151, No. 5, pp. 590-606.
- [21]. Ping Yang, Jianping Xu, Guohua Zhou, Fei Zhang, (2012), **“Analysis of Sensorless Peak Current Mode Controlled Quadratic Boost Converter”**, IEEE Symposium on Industrial Electronics, pp. 200-204, Hangzhou.
- [22]. Van Dijk, Spruijt, J.N., O’Sullivan, D.M., and Klaassens, J.B., (1995), **“PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters”**, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 10, No. 6, pp. 659-665.
- [23]. Zhu, J.Y., and Lehman, B., (2003), **“Control Loop Design For Two-stage Dc-Dc Converters With Low Voltage/High Current Output”**, Applied Power Electronics Conference and Exposition, Eighteenth Annual IEEE, Vol. 2, pp. 859-865, Miami Beach, FL, USA.
- [24]. Carbajal-Gutierrez, E.E., Morales-Saldana, J.A., Leyva-Ramos, J., (2005), **“Modeling of a Single-Switch Quadratic Buck Converter”**, IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 41, No. 4, pp. 1450-1456.
- [25]. Morales-Saldana, J.A., Galarza-Quirino, R., Leyva-Ramos, J., Carbajal-Gutierrez, E.E., and Ortiz-Lopez, M.G., (2006), **“Modeling and Control of a Cascaded Boost Converter with a Single Switch”**, 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON), pp. 591- 596, Paris.
- [26]. Ortiz-Lopez, M.G., Leyva-Ramos, J., Carbajal-Gutierrez, E.E., and Morales-Saldana, J.A., (2008), **“Modeling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch”**, Power Electronics, IET, Vol. 1, No. 4, pp. 478-487.
- [27]. Zhou, K., and Doyle, J.C., (1999), **“Essentials of Robust Control”**, Prentice Hall.
- [28]. Pal, B., and Chaudhuri, B., (2005), **“Robust Control in Power System”**, Springer US, London, Chapter 9.
- [29]. McFarlane, D., and Glover, K., (1992), **“A Loop Shaping Design Procedure Using H_∞ Synthesis”**, IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 37, No. 6, pp. 759-769.
- [30]. Skogested, S., and Postlethwaite, I., (2001), **“Multivariable Feedback Control Analysis and Design”**, John Wiley & Sons, New York, Chapter 9.
- [31]. McFarlane, D., and Glover, (1990), **“Robust Stabilization of Normalized Coprime Factor Plant Description”**, Springer Berlin Heidelberg, Chapter 4.
- [32]. McFarlane, D., and Glover, K., (1989), **“Robust Stabilization of Normalized Coprime Factor Plant Description with H_∞ -Bounded Uncertainty”**, IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 34, No. 8, pp. 821-830.
- [33]. Olanthichachat, P., Saenthon, A., and Kaitwanidvilai, S., (2008), **“GA based Fixed Structure H_∞ Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter”**, IEEE

- International Conference on Robotics and Biomimetics, pp. 22-25, Bangkok.
- [34]. Katayama, S., Yubai, K., and Hirai, J., (2009), "**Iterative Design of the Reduced-Order Weight and Controller for the H_∞ Loop-Shaping Method Under Open-Loop Magnitude Constraints for SISO Systems**", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 10, pp. 3854-3863.
- [35]. قادر ح. م.، لطفی ش. و سید اسفهلان م. م.، (۱۳۸۹)، "مروری بر برخی از روش های بهینه سازی هوشمند"، نشر شبستر - دانشگاه آزاد اسلامی (شبستر).
- [36]. Tang, K.S., Man, K.F., and Gu, D.W., (1996), "**Structured Genetic Algorithm for Robust H_∞ Control Systems Design**", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 5, pp. 575-582.
- [37]. Garg, P., (2009), "**A Comparison between Memetic algorithm and Genetic algorithm for the cryptanalysis of Simplified Data Encryption Standard algorithm**", International Journal of Network Security & Its Applications (IJNSA), Vol.1, No 1, pp. 34-42.
- [38]. Thanh, B.T., Parnichkunb, M., and Hieu, L.C., "**Structure-specified H_∞ loop shaping control for balancing of bicycle robots: A particle swarm optimization approach**".
- [39]. Kennedy, J., and Eberhart, R., (1995), "**Particle Swarm Optimization**", IEEE International Conference on Neural Networks, Vol. 4, pp. 1942-1948, Perth, WA.
- [40]. آتش پز ا.، (۱۳۸۷)، پایان نامه ارشد، "توسعه الگوریتم بهینه سازی اجتماعی و بررسی کارایی آن"، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران.
- [41]. Atashpaz-Gargi, E., Lucas, C., (2007), "**Imperialist Competitive Algorithm: An Algorithm for Optimization Inspired by Imperialistic Competition**", IEEE Congress on Evolutionary Computation, pp. 4661-4667, Singapore.
- [42]. Kirkpatrick, S., (1984), "**Optimization by Simulated Annealing: Quantitative Studies**", Journal of Statistical Physics, Vol. 34, No. 5/6, pp. 975-986.
- [43]. Krasnogor, N., and Smith, J., (2005), "**A Tutorial for Competent Memetic Algorithms: Model, Taxonomy and Design Issues**", IEEE Transaction on Evolutionary Computation, Vol. 9, No. 5, pp. 474-488.
- [44]. اعیان زاده ر. و تشنه لب م.، (۱۳۸۶)، "تکامل تدریجی رفتار در الگوریتم های ممیتیک با استفاده از سازگاری در تقلید افراد جامعه"، هشتمین کنفرانس سیستم های هوشمند، دانشگاه فردوسی مشهد.
- [45]. Doyle, J.C., Francis, B.A., and Tannenbaum, A.R., (1990), "**Feedback Control Theory**", Macmillan Publishing Co, New York.



Abstract

This thesis investigates the issue of robust control via intelligent algorithms for a quadratic boost DC/DC converter. Minimizing the tracking error, robustness against uncertainties, cancelling the disturbances and smooth output voltage are the key control objectives that must take into consideration. Due to existence of right-half plane (RHP) zeros in quadratic converters, to achieve appropriate performance is very difficult with a single-loop control since the bandwidth is severely restricted by RHP zeros. We use Multiloop controllers including proportional (P) controller for current control loop (inner loop) and a controller for voltage control loop (outer loop). The controllers will be designed using robust H_∞ loopshaping control. However the good performance of the controller, the high order is not suitable for practical implementation. To solve this problem, the fixed-structure controller is used, where its coefficients are obtained by optimization algorithms like GA, PSO, SA, ICA and MA. Simulation results show the capability of these algorithms.

Keywords: Quadratic Boost DC/DC Converter, Robust Control, H_∞ Loopshaping Control, Memetic algorithm.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical & Robotic Engineering

H_∞ Loop-Shaping Controller Design for Quadratic Boost DC-DC Converter via Memetic Algorithms

Mahbube Rezaee

Supervisors:

Alireza Alfi

Hossein Gholizade-Narm

February of 2014