

اللهم اغفر لي



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رایانیک

گروه برق-قدرت

کنترل خود تنظیم مبدل DC-DC افزایشنده و کاهشنده غیر معکوس

دانشجو:

نوید نامجو

استاد راهنما:

دکتر امین حاجی زاده

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

شهریور ۱۳۹۲



مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره (۶)

شماره: ۱۰۸۷/ت.ب
تاریخ: ۹۲/۰۶/۲۶
ویرایش: -----

بسمه تعالی

فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای:

نوید نامجو رشته: برق گرایش: قدرت

تحت عنوان: کنترل خور تنظیم مدل DC-DC افزایشنده و کاهشنده غیر معکوس

که در تاریخ ۹۲/۰۶/۲۶ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است:

قبول (با درجه: بسیار خوب) امتیاز ۱۸/۴۰ دفاع مجدد مردود

۱- عالی (۲۰ - ۱۹) ۲- بسیار خوب (۱۸/۹۹ - ۱۸) ✓

۳- خوب (۱۷/۹۹ - ۱۶) ۴- قابل قبول (۱۵/۹۹ - ۱۴)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	استاد	امین حامی زاده	۱- استاد راهنما
	—	—	۲- استاد مشاور
	استاد	مرتضی رحیمیان	۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی
	استاد	علی کتانی	۴- استاد ممتحن
	استاد	سعید اکبرزاده	۵- استاد ممتحن

رئیس دانشکده:

تقدیم

تقدیم به پدر و مادر مهربانم که با صبر و پشتیانی همیشگی خود، در تمامی محظرات زندگی، امید موفقیت را در من زنده نگاه داشته‌اند.

تشکر و قدردانی

شکر و سپاس خدای باری تعالی را که به من قدرت فکر کردن و آموختن ارزانی داشت.

بر خود لازم می‌دانم تا از زحمات و رهنمودهای مشفقانه استاد عزیزم جناب آقای دکتر امین حاجی زاده که اینجانب را

در انجام این تحقیق و در طول دوره تحصیل همواره یاری نموده‌اند، شکر و قدردانی نمایم.

در پایان از اساتید محترم جناب آقای دکتر علی دستقان و جناب آقای دکتر علی اکبر زاده کلات که دفاع این

پایان نامه را قبول زحمت فرموده‌اند و همچنین از جناب آقای دکتر مرتضی رحیمیان به عنوان نماینده تحصیلات

تکمیلی، کمال شکر و قدردانی را دارم.

تعهدنامه

اینجانب نوید نامجو دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق- قدرت دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل خود تنظیم مبدل DC-DC افزایشده و کاهشده غیر معکوس تحت راهنمایی دکتر امین حاجی 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 بافت های 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 است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود .
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

تجهیزات و مصرف کننده های الکترونیکی غالباً برای کارکرد صحیح خود نیاز دارند تا ولتاژ تغذیه ثابت و بودن تغییری را در شرایط مختلف باتری دستگاه داشته باشند. با توجه به اینکه ولتاژ پایانه باتری های این تجهیزات در شرایط شارژ کامل و دشارژ نسبی می تواند بسیار متفاوت باشد، لازم است تا مدار بخش تغذیه بتواند ولتاژ بزرگتر و یا کوچکتر از ورودی را تولید کند. یکی از راه حل مناسب و بهینه برای انجام این عمل را می توان مبدل افزایشنده و کاهشنده غیر معکوس می باشد که این مبدل می تواند در ورودی خود بازه وسیعی از ولتاژ ورودی را بپذیرد.

در مبدل های الکترونیک قدرت، حلقه های کنترلی غالباً به گونه ای طراحی می شوند که پایداری و رگولاسیون مبدل در شرایط مختلف و در بازه وسیعی از تغییرات پایدار باشد. در این پایان نامه روشی جهت شناسایی تغییرات در پارامترها و نقطه کار مبدل ارائه شده است که این روش می تواند در زمان بروز تغییرات وسیع نیز حلقه های کنترل را به گونه مناسب تغییر دهد. برای بررسی صحت عملکرد روش کنترل تطبیقی مورد نظر، علاوه بر قسمت های شبیه سازی، مجموعه ای شامل برد کنترل و قدرت مبدل ساخته و الگوریتم های شناسایی سیستم به همراه حلقه های کنترل بر روی میکروکنترلر به صورت دیجیتالی پیاده سازی شده است. ساختار کنترل مورد استفاده به صورت روش جایاب قطب می باشد و برای مقایسه بهتر نتایج، کنترل گر PI نیز طراحی شده است.

کلیدواژه: ۱- کنترل تطبیقی ۲- مبدل الکترونیک قدرت ۳- شناسایی سیستم ۴- مدل سازی

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
ل.....	فهرست شکل‌ها.....
ع.....	فهرست جدول‌ها.....
۲.....	فصل ۱- مقدمه.....
۲.....	۱-۱- معرفی مساله.....
۵.....	۱-۲- کنترل گرهای دیجیتالی.....
۵.....	۱-۳- اهداف پایان‌نامه.....
۶.....	۱-۴- ساختار پایان‌نامه.....
۹.....	فصل ۲- مدل سازی مبدل افزایشنده و کاهشنده غیر معکوس.....
۹.....	۲-۱- معرفی مبدل.....
۱۰.....	۲-۱-۱- مبدل با دو کلید کنترل شونده.....
۱۱.....	۲-۱-۲- مبدل با چهار کلید کنترل شونده.....
۱۲.....	۲-۲- راهبرد استفاده از این مبدل.....
۱۲.....	۲-۳- توابع تبدیل حالت ماندگار مبدل.....
۱۵.....	۲-۴- تعیین مشخصات نامی مبدل.....
۱۶.....	۲-۴-۱- طراحی سلف مبدل در وضعیت باک.....
۱۷.....	۲-۴-۲- طراحی سلف مبدل بوست.....
۱۷.....	۲-۴-۳- طراحی خازن مبدل.....
۱۸.....	۲-۵- توابع تبدیل خطی و مدل سازی فضای حالت مبدل.....
۱۹.....	۲-۵-۱- مدل سازی مبدل باک.....
۲۱.....	۲-۵-۲- مدل سازی مبدل بوست.....
۲۳.....	۲-۵-۳- مدل سازی مبدل باک - بوست (کلید زنی غیر همزمان).....
۲۴.....	۲-۵-۴- مدل مبدل باک- بوست (کلید زنی همزمان).....
۲۸.....	۲-۶- کنترل گر مناسب.....
۲۹.....	۲-۶-۱- جبران ساز PI.....

۳۰	۷-۲- مدل سازی زمان گسسته مبدل.....
۳۴	۸-۲- خلاصه فصل.....
۳۷	فصل ۳- مفاهیم کنترل تطبیقی.....
۳۷	۱-۳- مقدمه.....
۳۷	۲-۳- چرا کنترل تطبیقی؟.....
۳۹	۳-۳- انواع کنترل گرهای تطبیقی.....
۴۱	۴-۳- لزوم استفاده از کنترل گر تطبیقی در مبدل‌های الکترونیک قدرت.....
۴۳	۱-۴-۳- تغییرات ظرفیت خازنی مبدل.....
۴۴	۲-۴-۳- تغییرات ظرفیت سلف مبدل.....
۴۵	۵-۳- شناسایی سیستم.....
۴۵	۱-۵-۳- انواع روش‌های شناسایی.....
۴۶	۲-۵-۳- شناسایی پارامتری و غیر پارامتری.....
۴۸	۳-۵-۳- ساختارهای مدل در شناسایی پارامتریک.....
۴۹	۴-۵-۳- انواع مدل های توصیف فرایند.....
۵۱	۵-۵-۳- مراحل شناسایی سیستم.....
۵۳	۶-۳- ساختارهای کنترل تطبیقی.....
۵۴	۷-۳- خلاصه فصل.....
۵۶	فصل ۴- طراحی الگوریتم شناسایی سیستم و کنترل تطبیقی.....
۵۶	۱-۴- مقدمه.....
۵۶	۲-۴- شناسایی مبدل به روش RLS [۱۸].....
۶۰	۱-۲-۴- مفهوم تحریک پایا.....
۶۰	۲-۲-۴- کنترل گر تطبیقی خود تنظیم (STR).....
۶۷	۳-۴- کنترل تطبیقی مدل مرجع.....
۶۸	۱-۳-۴- قاعده MIT.....
۶۹	۲-۳-۴- نظریه پایداری لیاپانوف.....
۷۱	۴-۴- خلاصه فصل.....
۷۴	فصل ۵- پیاده‌سازی عملی.....
۷۴	۱-۵- مقدمه.....

۷۴	طراحی نقشه و برد مدار چاپی قسمت قدرت
۸۰	طراحی نقشه و برد مدار چاپی کنترل
۸۳	ارتباط با رایانه
۸۴	نتایج شناسایی سیستم
۸۵	شناسایی مبدل در حالت باک
۸۸	شناسایی مبدل بوست
۹۱	پیاپی سازی کنترل گر PI در مبدل باک
۹۴	پیاپی سازی کنترل گر تطبیقی رگولاتور خود تنظیم در مبدل باک
۱۰۱	پیاپی سازی کنترل گر PI در مبدل بوست
۱۰۶	بررسی اثرات تغییر مقادیر عناصر مبدل بوست
۱۱۲	بررسی اثرات تغییر مقادیر عناصر مبدل باک
۱۱۶	بررسی اثرات افزایش بار خروجی در مبدل بوست
۱۱۸	بررسی اثرات افزایش بار خروجی در مبدل باک
۱۱۹	بررسی اثر تغییر وضعیت مبدل از باک به بوست
۱۲۰	بررسی اثر تغییر وضعیت مبدل از بوست به باک
۱۲۲	جمع بندی و نتیجه گیری نتایج پیاپی سازی
۱۲۵	فصل ۶ - نتیجه گیری و پیشنهادها
۱۲۵	نتیجه گیری
۱۲۶	پیشنهادها
۱۲۷	پیوست (الف)
۱۳۰	فهرست مراجع

فهرست شکل‌ها

صفحه	عنوان
۴.....	شکل ۱-۱- ساختار کنترل تطبیقی مبدل الکترونیک قدرت با پردازنده دیجیتال
۱۰.....	شکل ۱-۲- مبدل باک بوست غیر معکوس آسنکرون
۱۱.....	شکل ۲-۲- مبدل باک بوست غیر معکوس سنکرون
۱۲.....	شکل ۳-۲- راهبرد کنترل بر اساس زمان‌های کلید زنی
۱۴.....	شکل ۴-۲- تغییرات ولتاژ و جریان در کلید زنی غیر همزمان
۲۰.....	شکل ۵-۲- ساختار کلی مبدل باک
۲۱.....	شکل ۶-۲- ساختار کلی مبدل بوست
۲۵.....	شکل ۷-۲- دیاگرام بود مبدل باک
۲۶.....	شکل ۸-۲- دیاگرام بود مبدل بوست
۲۷.....	شکل ۹-۲- تغییرات محل قطب‌های مبدل بر حسب زمان وظیفه کلید بوست
۲۷.....	شکل ۱۰-۲- تغییرات مکان ریشه‌های مبدل بر حسب زمان وظیفه کلید بوست
۳۱.....	شکل ۱۱-۲- شیوه‌های متفاوت تقریب انتگرال گسسته
۳۲.....	شکل ۱۲-۲- دیاگرام بود سیستم دیجیتالی نمونه با زمان نمونه‌برداری ۱ ثانیه
۳۳.....	شکل ۱۳-۲- دیاگرام بود سیستم دیجیتالی نمونه با زمان نمونه‌برداری ۰.۵ ثانیه
۳۸.....	شکل ۱-۳- بلوک دیاگرام مکانیزم کنترل گره‌های معمولی
۳۸.....	شکل ۲-۳- بلوک دیاگرام مکانیزم کنترل گره‌های تطبیقی
۳۹.....	شکل ۳-۳- مقایسه رفتار کنترل گر تطبیقی و معمولی در زمان تغییر پارامترهای مدل [۱۷]
۴۳.....	شکل ۴-۳- تغییرات مکان ریشه مبدل بوست بر حسب تغییرات ظرفیت خازن خروجی
۴۴.....	شکل ۵-۳- تغییرات مکان ریشه‌های مبدل بوست بر حسب تغییرات اندوکتانس مبدل
۴۷.....	شکل ۶-۳- بلوک دیاگرام کلی شناسایی پارامتری یک فرایند
۴۹.....	شکل ۷-۳- ساختارهای مدل سازی در شناسایی پارامتریک [۱۷]
۵۲.....	شکل ۸-۳- فلوچارت شناسایی سیستم به صورت پارامتریک
۵۳.....	شکل ۹-۳- بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی مدل مرجع [۱۸]
۵۴.....	شکل ۱۰-۳- بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی رگولاتور خود تنظیم [۱۸]

- شکل ۱-۴- ساختار عمومی کنترل گره‌های خطی ۶۱
- شکل ۲-۴- بلوک دیاگرام سیستم کنترل تطبیقی مدل مرجع (MRAS) ۶۷
- شکل ۳-۴- بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی مدل مرجع سیستم مرتبه اول ۷۱
- شکل ۱-۵- نقشه فیلتر خازنی ورودی مبدل ۷۵
- شکل ۲-۵- نقشه مدارهای تغذیه ۷۶
- شکل ۳-۵- نقشه مبدل باک بوست غیر معکوس کننده ۷۶
- شکل ۴-۵- نقشه مدار درایو گیت ۷۸
- شکل ۵-۵- نقشه حس گره‌های جریان ۷۸
- شکل ۶-۵- نقشه حس گره‌های ولتاژ ۷۹
- شکل ۷-۵- طراحی برد مدار چاپی قدرت ۷۹
- شکل ۸-۵- برد مدار چاپی قدرت پس از مونتاژ قطعات ۷۹
- شکل ۹-۵- نقشه کلیدها و LED های برد کنترل ۸۰
- شکل ۱۰-۵- نقشه پردازنده برد کنترل ۸۱
- شکل ۱۱-۵- نقشه مدار تغذیه پردازنده ۸۲
- شکل ۱۲-۵- طراحی برد مدار چاپی کنترل ۸۲
- شکل ۱۳-۵- برد مدار چاپی کنترل پس از مونتاژ قطعات ۸۲
- شکل ۱۴-۵- برد مدار قدرت و کنترل مبدل باک بوست غیر معکوس ۸۳
- شکل ۱۵-۵- برد مدار چاپی ارتباط رایانه و برد کنترل ۸۴
- شکل ۱۶-۵- نمودار سیگنال تحریک کننده پایا از مرتبه ۶ ۸۵
- شکل ۱۷-۵- نحوه شناسایی پارامتر a_1 در وضعیت باک ۸۶
- شکل ۱۸-۵- نحوه شناسایی پارامتر a_2 در وضعیت باک ۸۶
- شکل ۱۹-۵- نحوه شناسایی پارامتر b_0 در وضعیت باک ۸۷
- شکل ۲۰-۵- نحوه شناسایی پارامتر b_1 در وضعیت باک ۸۷
- شکل ۲۱-۵- مقایسه پاسخ واقعی سیستم و پاسخ سیستم تقریب زده شده در حالت باک ۸۸
- شکل ۲۲-۵- نحوه شناسایی پارامتر a_1 در وضعیت بوست ۸۹
- شکل ۲۳-۵- نحوه شناسایی پارامتر a_2 در وضعیت بوست ۸۹
- شکل ۲۴-۵- نحوه شناسایی پارامتر b_0 در وضعیت بوست ۸۹
- شکل ۲۵-۵- نحوه شناسایی پارامتر b_1 در وضعیت بوست ۹۰

- شکل ۵-۲۶- مقایسه پاسخ واقعی سیستم و پاسخ سیستم تقریب زده شده در حالت باک ۹۰
- شکل ۵-۲۷- بلوک دیاگرام شبیه سازی مبدل باک بوست با کنترل گر PI ۹۲
- شکل ۵-۲۸- پاسخ پله در شبیه سازی مبدل باک با کنترل گر PI ۹۲
- شکل ۵-۲۹- سیگنال کنترل در شبیه سازی مبدل باک با کنترل گر PI ۹۳
- شکل ۵-۳۰- پاسخ پله در پیاده سازی عملی مبدل باک با کنترل گر PI ۹۳
- شکل ۵-۳۱- سیگنال کنترل در پیاده سازی عملی مبدل باک با کنترل گر PI ۹۴
- شکل ۵-۳۲- بلوک دیاگرام کنترل در شبیه سازی مبدل باک-بوست به روش جایاب قطب ۹۵
- شکل ۵-۳۳- پاسخ پله در شبیه سازی مبدل باک با کنترل جایاب قطب ۹۵
- شکل ۵-۳۴- سیگنال تلاش کنترلی در شبیه سازی مبدل باک با کنترل جایاب قطب ۹۶
- شکل ۵-۳۵- پاسخ پله در پیاده سازی عملی مبدل باک با کنترل گر جایاب قطب ۹۷
- شکل ۵-۳۶- سیگنال کنترل در پیاده سازی عملی مبدل باک با کنترل گر جایاب قطب ۹۸
- شکل ۵-۳۷- ولتاژ ورودی مبدل باک با کنترل گر PI ۹۹
- شکل ۵-۳۸- ولتاژ ورودی مبدل باک با کنترل گر تطبیقی ۹۹
- شکل ۵-۳۹- پاسخ پله در شبیه سازی مبدل بوست با کنترل PI ۱۰۲
- شکل ۵-۴۰- سیگنال کنترل در شبیه سازی مبدل بوست با کنترل گر PI ۱۰۲
- شکل ۵-۴۱- پاسخ پله در پیاده سازی عملی مبدل بوست با کنترل گر PI ۱۰۳
- شکل ۵-۴۲- سیگنال کنترل در پیاده سازی عملی مبدل بوست با کنترل گر PI ۱۰۳
- شکل ۵-۴۳- پاسخ پله در شبیه سازی مبدل بوست با کنترل جایاب قطب ۱۰۴
- شکل ۵-۴۴- سیگنال کنترل در شبیه سازی مبدل بوست با کنترل جایاب قطب ۱۰۴
- شکل ۵-۴۵- پاسخ پله در پیاده سازی عملی مبدل بوست با کنترل گر جایاب قطب ۱۰۵
- شکل ۵-۴۶- سیگنال کنترل در پیاده سازی عملی مبدل بوست با کنترل گر جایاب قطب ۱۰۶
- شکل ۵-۴۷- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش اول با کنترلگر PI- $L=300\mu H, C=470\mu F$ ۱۰۷
- شکل ۵-۴۸- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش دوم با کنترلگر PI- $L=150\mu H, C=470\mu F$ ۱۰۸
- شکل ۵-۴۹- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش سوم با کنترلگر PI- $L=300\mu H, C=1000\mu F$ ۱۰۸
- شکل ۵-۵۰- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش چهارم با کنترلگر PI- $L=150\mu H, C=1000\mu F$ ۱۰۸
- شکل ۵-۵۱- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش اول با کنترل گر تطبیقی $L=300\mu H, C=470\mu F$ ۱۰۹
- شکل ۵-۵۲- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش دوم با کنترل گر تطبیقی $L=150\mu H, C=470\mu F$ ۱۰۹
- شکل ۵-۵۳- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش سوم با کنترل گر تطبیقی $L=300\mu H, C=1000\mu F$ ۱۱۰

- شکل ۵-۵۴- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش چهارم با کنترل گر تطبیقی $L=150\mu H, C=1000\mu F$... ۱۱۰
- شکل ۵-۵۵- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش پنجم با کنترل گر PI $C=220\mu F, L=150\mu H$ ۱۱۱
- شکل ۵-۵۶- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش پنجم با کنترل گر تطبیقی $C=220\mu F, L=150\mu H$ ۱۱۱
- شکل ۵-۵۷- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش اول با کنترل گر PI و $C=470\mu F, L=300\mu H$ ۱۱۲
- شکل ۵-۵۸- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش دوم با کنترل گر PI و $C=470\mu F, L=150\mu H$ ۱۱۲
- شکل ۵-۵۹- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش سوم با کنترل گر PI و $C=1000\mu F, L=300\mu H$ ۱۱۳
- شکل ۵-۶۰- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش چهارم با کنترل گر PI و $C=1000\mu F, L=150\mu H$ ۱۱۳
- شکل ۵-۶۱- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش اول با کنترل گر تطبیقی و $C=470\mu F, L=300\mu H$ ۱۱۴
- شکل ۵-۶۲- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش دوم با کنترل گر تطبیقی و $C=470\mu F, L=150\mu H$ ۱۱۴
- شکل ۵-۶۳- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش سوم با کنترل گر تطبیقی و $C=1000\mu F, L=300\mu H$ ۱۱۴
- شکل ۵-۶۴- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش چهارم با کنترل گر تطبیقی و $C=1000\mu F, L=150\mu H$.. ۱۱۵
- شکل ۵-۶۵- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش پنجم با و کنترل گر PI $C=220\mu F, L=150\mu H$ ۱۱۶
- شکل ۵-۶۶- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش پنجم با کنترل گر تطبیقی $C=220\mu F, L=150\mu H$ ۱۱۶
- شکل ۵-۶۷- پاسخ پله مبدل بوست آزمایش ششم با کنترل گر PI و بار دو برابر ۱۱۷
- شکل ۵-۶۸- پاسخ پله مبدل بوست آزمایش ششم با کنترل گر تطبیقی و بار دو برابر ۱۱۷
- شکل ۵-۶۹- پاسخ پله مبدل باک آزمایش ششم با کنترل گر PI و بار دو برابر ۱۱۸
- شکل ۵-۷۰- پاسخ پله مبدل باک آزمایش ششم با کنترل گر تطبیقی و بار دو برابر ۱۱۸
- شکل ۵-۷۱- پاسخ پله مبدل بوست با کنترل گر PI تنظیم شده بر اساس مبدل باک ۱۲۰
- شکل ۵-۷۲- پاسخ پله مبدل بوست با کنترل گر تطبیقی تنظیم شده بر اساس مبدل باک ۱۲۰
- شکل ۵-۷۳- پاسخ پله مبدل باک با کنترل گر PI تنظیم شده بر اساس مبدل بوست ۱۲۱
- شکل ۵-۷۴- پاسخ پله مبدل باک با کنترل گر تطبیقی تنظیم شده بر اساس مبدل بوست ۱۲۱

فهرست جدول‌ها

صفحه	عنوان
۱۱.....	جدول ۱- کلید زنی مبدل و وضعیت عملکرد آن
۱۵.....	جدول ۲- مشخصات نامی مبدل
۲۵.....	جدول ۳- مقادیر نامی عناصر مبدل
۱۰۷.....	جدول ۴- آزمایش‌های تغییر عناصر مبدل

فصل اول:

مقدمه

فصل ۱ - مقدمه

۱-۱ - معرفی مساله

دستگاه‌های الکترونیکی کوچک، معمولاً برای تأمین انرژی خود از انواع باتری‌ها استفاده می‌کنند تا حمل‌ونقل آن‌ها را امکان‌پذیر کند. در این‌گونه تجهیزات به تدریج که انرژی باتری تخلیه می‌شود ولتاژ باتری کاهش می‌یابد. به عنوان مثال در یک باتری کاملاً شارژ شده از جنس لیتیوم-پلیمر^۱ ولتاژ ترمینال های باتری حدود ۴ ولت است و وقتی این باتری دشارژ می‌شود به مقدار ۲.۷ ولت کاهش می‌یابد. این میزان تغییرات در دامنه ولتاژ باتری‌ها می‌تواند اثرات نامطلوبی بر روی عملکرد تجهیزات الکترونیکی داشته باشد و لازم است تا اثرات آن به گونه‌ای تعدیل و یا حذف شود. به همین منظور از منابع تغذیه سوئیچینگ DC-DC برای ثابت نگاه‌داشتن دامنه ولتاژ در این‌گونه تجهیزات استفاده می‌شود. [۱]

در بیشتر کاربردهای منابع تغذیه بر پایه سوئیچینگ مقدار ولتاژ ورودی می‌تواند بیشتر و یا کمتر از مقدار ولتاژ خروجی باشد، اما مطلوب این است که به ازای تغییرات ولتاژ ورودی، پارامترهای خروجی ثابت بمانند. به همین منظور لازم است کنترل‌گرهای مناسبی برای این سیستم‌ها طراحی شوند. با در نظر گرفتن ذات فیزیکی مدارهای الکترونیکی و با توجه به اینکه پارامترهای آن‌ها در طول زمان می‌تواند دچار تغییر شوند، طراحی یک کنترل‌گر ثابت و از پیش طراحی شده، به طور قطع در تمامی شرایط پاسخ مطلوب را ایجاد نخواهد کرد. از سوی دیگر در اکثر مبدل‌های الکترونیک قدرت امکان بدست آوردن مقدار دقیق عناصر به کار رفته در مدار تقریباً غیرممکن یا بسیار پرهزینه است. [۲و۳]

با پیشرفت روزافزون فناوری در زمینه تجهیزات الکترونیک قدرت و پردازنده‌های دیجیتالی شرکت‌های تولیدکننده علاقه‌مندی بیشتری به استفاده از این تجهیزات در سیستم‌های اندازه‌گیری و کنترل منابع تغذیه دستگاه‌های خود دارند. مبدل‌های الکترونیک قدرت از جمله تجهیزاتی هستند که قابلیت انعطاف‌پذیری بالایی دارند و می‌توانند در محدوده وسیعی از اغتشاشات ورودی و خروجی عملکرد مطلوبی داشته باشند.

در یک مبدل الکترونیک قدرت DC-DC مقادیر پارامترهای تابع تبدیل فرایند در شرایط مختلف بارگذاری، ولتاژ ورودی یا خروجی و تغییرات دمایی مبدل دچار تغییرات زیادی خواهد شد. روش‌های

¹ -Li-Poly

کنترل تطبیقی با شناسایی صحیح این تغییرات، می‌توانند به صورت مستقیم ضرایب کنترل گر را تغییر داده و مناسب‌ترین پاسخ ممکن را با شرایط جدید مبدل تولید کنند.

در این پروژه قصد داریم تا یکی از به‌روزترین ساختارهای مورد استفاده در منابع تغذیه را معرفی کرده و با پیاده‌سازی روش‌های کنترلی متفاوت اثرپذیری تغییرات پارامترهای مدار و شرایط کارکرد مبدل را بر روی حلقه‌های کنترل و پاسخ‌های زمانی بررسی کنیم. مبدل مورد نظر تحت عنوان مبدل افزایشنده و کاهشنده ولتاژ به صورت غیر معکوس می‌باشد که از یک طبقه مبدل کاهشنده و یک طبقه مبدل افزایشنده به صورت پشت سر هم تشکیل شده است. یکی از کاربردهای این مبدل را می‌توان در منابع تغذیه تجهیزات قابل حمل و دارای باتری در نظر گرفت. در این تجهیزات همان طور که گفته شد ولتاژ ورودی بخش تغذیه می‌تواند تغییرات زیادی داشته باشد اما به ولتاژ خروجی تثبیت شده نیاز است. علاوه بر این در کاربردهای سیستم‌های تولید توان، مبتنی بر پیل‌های سوختی و سلول‌های خورشیدی می‌تواند به عنوان یک طبقه مبدل واسط بین شبکه یا بار و منبع انرژی تجدیدپذیر عمل کند و تثبیت ولتاژ را در محدوده وسیعی از ولتاژ ورودی فراهم کند، چرا که ولتاژ تولیدی این تجهیزات نیز تغییرات بسیار زیادی می‌تواند داشته باشد. [۳ و ۴]

در مبدل افزایشنده کاهشنده غیر معکوس، ولتاژ خروجی مبدل با تغییرات بار ممکن است دچار تغییر شود، در این شرایط با توجه به اینکه مبدل در وضعیت بوست، غیر کمینه فاز است، تثبیت ولتاژ خروجی در این شرایط دشوارتر می‌باشد. وجود یک صفر سمت راست در تابع تبدیل مبدل بوست که با تغییرات نقطه کار مکان آن نیز جابجا می‌شود کنترل مبدل را به روش‌های کلاسیک با مشکلات زیادی همراه کرده است و کنترل گر باید تا جایی که امکان‌پذیر است اثر این صفر سمت راست را در سیستم کاهش دهد تا پهنای باند سیستم کنترلی حداکثر و پاسخ زمانی مبدل به صورت مطلوب شود. [۵]

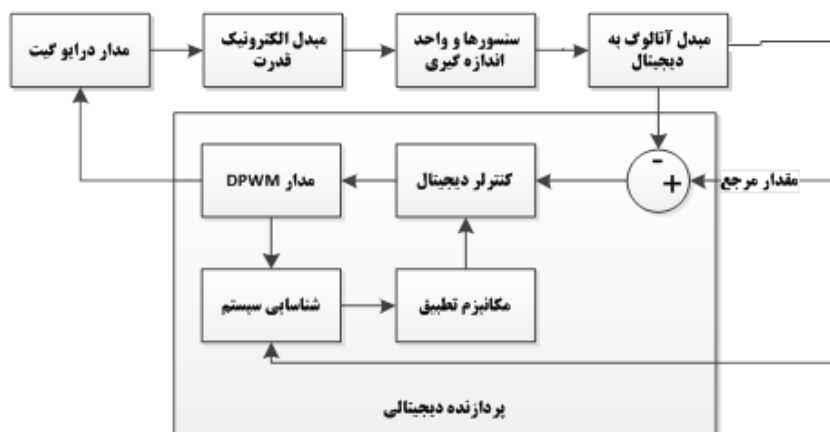
کنترل گرهای کلاسیک مرسوم در مبدل‌های الکترونیک قدرت، به ویژه منابع تغذیه ولتاژ متغیر، از وجود عدم صحت کافی در تثبیت ولتاژ خروجی خود رنج می‌برند که این امر می‌تواند به دلیل دانش کم از مشخصات دینامیکی بار یا اغتشاشات ناگهانی خارجی باشد. این دو موضوع در هنگام طراحی کنترل گرهای کلاسیک قابل پیش‌بینی نمی‌باشند و طراح برای اطمینان از پایداری سیستم در تمامی شرایط لازم است تا با فرض بدترین حالت ممکن کنترل گر را طراحی کند. به منظور اجتناب از این‌گونه طراحی -که اثرات نامطلوب خاص خود را نیز دارا می‌باشد- لازم است تا فرایند پیشرفته‌ای جهت تخمین و تعیین دینامیک یک منبع تغذیه سوئیچینگ در نظر بگیریم. بنابراین استفاده از کنترل گرهای ثابت باعث

می‌شود تا حاشیه پایداری، مقاومت کنترل گر و عملکرد دینامیکی سیستم به صورت محدود باشد.

[۱۴-۱۲]

امروزه با پیشرفت تجهیزات کنترل گره‌های دیجیتالی و تکنیک‌های کنترلی پیشرفته می‌توان به سادگی امکاناتی را فراهم کرد تا بتوان انواع الگوریتم‌های شناسایی و کنترل را پیاده‌سازی کرد. نکته مهمی که در پیاده‌سازی‌های دیجیتالی می‌توان به آن اشاره کرد، عدم تغییر پارامترهای تنظیم شده در طی زمان به دلیل فرسودگی سیستم می‌باشد. بنابراین می‌توان انتظار داشت که یک عملیات خاص همواره به صورت دقیق و بدون تغییرات ناخواسته در حال انجام باشد. از سوی دیگر زمان اجرای یک الگوریتم تطبیقی تابع پارامترهایی چون ساختار پردازنده، حافظه، آدرس‌دهی و نحوه دسترسی به حافظه و سرعت پردازنده و فرکانس کاری آن می‌باشد که جزء ویژگی‌های ذاتی هر پردازنده دیجیتالی است و در طی سالیان متوالی ثابت می‌باشد. [۱۸ و ۱۶]

همان‌طور که می‌دانیم برای استفاده از کنترل گره‌های تطبیقی و شناسایی سیستم‌ها نیاز است تا مدل‌های تابع تبدیلی و معادلات حالت برای سیستم مورد مطالعه در ابتدا مشخص باشد و الگوریتم کنترل به شناسایی پارامترهای مجهول بپردازد. در واقع هدف بنیادی استفاده از الگوریتم‌های شناسایی سیستم، بررسی میزان صحت پارامترهای سیستم واقعی با مدل ریاضی مفروض می‌باشد. پس از آنکه شناسایی سیستم به صورت صحیح صورت گرفت می‌توان به سراغ پیاده‌سازی روش کنترل تطبیقی در مبدل الکترونیک قدرت رفت. شکل ۱-۱ دیاگرام کلی یک سیستم کنترل دیجیتالی به همراه الگوریتم‌های تطبیقی و تجهیزات جانبی این سیستم که بر روی یک مبدل DC-DC پیاده‌سازی می‌شود را نشان می‌دهد.



شکل ۱-۱- ساختار کنترل تطبیقی مبدل الکترونیک قدرت با پردازنده دیجیتال

۱-۲- کنترل گره‌های دیجیتال

استفاده از کنترل گره‌های دیجیتال در سالیان اخیر در تمامی عرصه‌های فناوری جایگاه ویژه‌ای پیدا کرده است، به گونه‌ای که در حال حاضر در اکثر سیستم‌ها اولویت استفاده از پردازنده‌های دیجیتال بسیار بالاتر از مدارهای کنترل آنالوگ می‌باشد. در پردازنده‌های دیجیتال از واحدهای مبدل آنالوگ به دیجیتال جهت اندازه‌گیری و تبدیل ولتاژها و جریان‌های نقاط مختلف مدار به عددهای دیجیتال استفاده می‌شود. پس از انجام این تبدیل‌ها بر روی داده‌های بدست آمده می‌توان پردازش‌هایی انجام داد و داده‌های خام را برای استفاده در حلقه‌های کنترل آماده کرد. پس از آنکه سیستم کنترل تصمیم‌گیری مناسب را اتخاذ می‌کند واحد مستقلی جهت ساخت سیگنال پالس مربعی دیجیتال^۱ (DPWM) در پردازنده فعال می‌شود که می‌توان به کمک آن عملیات کلید زنی در یک مبدل الکترونیک قدرت را کنترل کرد.

انتخاب کنترل گره‌های دیجیتال این امکان را فراهم می‌آورد تا بتوانیم به سادگی از راهبرد های پیشرفته کنترل که می‌توانند تأثیر عمده‌ای در عملکرد سیستم داشته باشند استفاده کنیم. همچنین روش‌های دیجیتالی امکان تغییر در راهبرد و ضرایب کنترل گر را فراهم می‌سازند و دیگر نیازی به تغییر در مدار و مقدار عناصر آن وجود نخواهد داشت. [۱۱ و ۱۲]

با در نظر گرفتن تمامی ویژگی‌های مثبت یک روش کنترل دیجیتالی نسب به آنالوگ بایستی در استفاده از کنترل گره‌های دیجیتال به دو نکته حیاتی ذیل دقت کرد. در واقع این دو موضوع پیش‌شرط موفقیت استفاده از هر نوع الگوریتم بر پایه کنترل گره‌های دیجیتال می‌باشد.

۱- توان تفکیک^۲ در واحدهای ADC و DPWM

۲- سرعت نمونه‌برداری واحد ADC و قدرت پردازش اطلاعات دریافتی

۱-۳- اهداف پایان‌نامه

با توجه به پیشرفت سریع فناوری ساخت پردازنده‌های دیجیتال و کاهش قیمت آن‌ها، استفاده از این پردازنده‌ها در کاربردهای صنعتی افزایش یافته است. در کاربردهای الکترونیک قدرت نیز که به سرعت

^۱ - Digital Pulse Width Modulation

^۲ - Resolution

نسبتاً بالایی در پردازش اطلاعات نیاز است نیز استفاده از این پردازنده‌ها رشد قابل توجهی داشته است. برای استفاده از این پردازنده‌ها به علت خاصیت ذاتی دیجیتال بودن آن‌ها، نیاز است تا روش‌های کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت به صورت دیجیتالی پیاده شوند. گسسته سازی روش‌های کنترل مرسوم مبدل‌ها که به صورت آنالوگ بوده‌اند باعث افزایش حجم محاسبات و در نتیجه عملکرد نامطلوب سیستم کنترلی می‌شود؛ بنابراین نیاز به ارائه روش‌هایی نوینی در کنترل دیجیتال می‌باشد. روش‌هایی که علاوه بر برآورده ساختن اهداف اصلی کنترلی همچون خطای حالت دایم صفر و سرعت پاسخ مطلوب، از مزایای پردازنده‌های دیجیتال با حجم محاسباتی کم و قابلیت پیاده‌سازی آسان را داشته باشد.

هدف از انجام این پایان‌نامه ارائه یک روش کنترل دیجیتال برای مبدل‌های DC-DC به طور کل و به صورت خاص مبدل باک بوست غیر معکوس می‌باشد. روش پیشنهادی علاوه بر دستیابی به عملکرد مطلوب نسبت به کنترل گرهای PI¹، توانایی تطبیق با شرایط مختلف از جمله تغییرات بار، نقطه کار و تغییرات عناصر مدار را دارد. همچنین فرایند پیاده‌سازی آن در پردازنده‌های دیجیتال بسیار آسان خواهد بود و با فراهم شدن این بستر می‌توان تکنیک‌های مختلف دیگری را نیز به آن افزود.

برای تأیید عملکرد مناسب روش پیشنهادی، یک مبدل باک-بوست با ظرفیت حدود ۵۰ وات ساخته شده است. در این مدل آزمایشگاهی، ولتاژ ورودی یکسو شده در بازه ۱۰ تا ۲۰ ولت به مبدل اعمال می‌شود و برای پیاده‌سازی روش کنترلی پیشنهادی از پردازنده دیجیتال ATxmega128A1 استفاده شده است و تمامی مراحل شناسایی سیستم و کنترل تطبیقی بر روی این پردازنده پیاده‌سازی شده است.

۱-۴- ساختار پایان‌نامه

این پایان‌نامه علاوه بر فصل پیشگفتار شامل پنج فصل دیگر و یک بخش پیوست به شرح زیر می‌باشد:

در فصل دوم، در ابتدا ساختار مبدل باک بوست غیر معکوس معرفی شده است و پس از بررسی برتری‌های این ساختار، مدل معادلات حالت و توابع تبدیل آن بیان می‌شود. در ادامه ساختار این مبدل، معادلات حاکم بر آن و همچنین روش‌های کنترل این مبدل‌ها نیز مورد بررسی قرار می‌گیرد.

¹ -Proportional- Integral controller

در فصل سوم، با مرور بر مقالات و مراجع در زمینه کنترل تطبیقی و کاربرد آن در الکترونیک قدرت، به ارائه دلایل لزوم استفاده از کنترل گرهای تطبیقی و روش‌های شناسایی سیستم پرداخته شده است.

در فصل چهارم، الگوریتم شناسایی سیستم و معادلات مورد استفاده شده در بخش پیاده‌سازی عملی و همچنین روابط کنترل گر پیشنهادی را به طور مفصل شرح می‌شود. این روابط با توجه به استفاده از پردازنده دیجیتال در فضای زمان گسسته تحلیل خواهد شد.

در فصل پنجم، نتایج پیاده‌سازی‌های عملی کنترل گر روش پیشنهادی و روش کنترل گر کلاسیک PI برای مبدل الکترونیک قدرت آورده شده است. در این فصل به مقایسه نتایج حاصله از روش پیشنهادی و روش PI در زمینه‌های رفتار حالت دایمی، رفتار دینامیکی، حساسیت نسبت به عدم قطعیت در پارامترهای اندازه‌گیری شده پرداخته شده است.

در فصل ششم، خلاصه‌ای از نتایج حاصل از این پایان‌نامه به همراه پیشنهادهایی برای فعالیت‌های آتی در این زمینه آورده شده است.

بخش پیوست، شامل توضیحات تکمیلی در مورد حس گرها، پردازنده و تجهیزات الکترونیک قدرت مورد استفاده در این پروژه آورده شده است.

فصل دوم:

مدل سازی مبدل افزایشدهنده و

کاهنده غیر معکوس

فصل ۲- مدل سازی مبدل افزایشنده و کاهنده غیر معکوس

۲-۱- معرفی مبدل

مبدل افزایشنده و کاهنده غیر معکوس که تحت عنوان Non-Inverting Buck-Boost نیز شناخته می‌شود یکی از دسته مبدل‌هایی است که ولتاژ خروجی آن می‌تواند به صورت دلخواه بزرگ‌تر یا کوچک‌تر از ولتاژ ورودی باشد. این مبدل در واقع از دو قسمت کاهنده (باک^۱) و افزایشنده (بوست^۲) که به طور سری، پشت سرهم قرار گرفته اند تشکیل می‌شود. مبدل افزایشنده و کاهنده وضعیت کاری مناسب خود را از جهت کاهش و یا افزایش ولتاژ بر اساس ولتاژهای ورودی و خروجی خود انتخاب کرده و می‌تواند ولتاژ خروجی را تثبیت کند. [۱۹ و ۳-۱]

یکی از ویژگی‌های ممتاز این مبدل، علی‌رغم آنکه از دو قسمت کاهنده و افزایشنده تشکیل شده است، تعداد المان‌های ذخیره ساز انرژی (سلف و خازن) کم آن می‌باشد. در واقع این مبدل از یک خازن و یک سلف تشکیل شده که هر دوی این عناصر های در وضعیت باک و بوست مورد استفاده قرار می‌گیرند. در ادامه باید گفت اگرچه که مبدل‌های باک بوست معکوس کننده و مبدل Cuk نیز قادر به کار در ولتاژهای بزرگ‌تر و کوچک‌تر از ولتاژ خروجی هستند ولی در این دو مبدل جهت ولتاژ خروجی عکس ولتاژ ورودی است. علاوه بر این مبدل فلای بک^۳ نیز عملکرد مشابهی دارد، اما به دلیل وجود یک ترانس در آن حجم و وزن زیادی خواهد داشت که در دستگاه‌های قابل حمل چندان مطلوب نیست. در ضمن این مبدل دارای راندمان پایینی می‌باشد در حالی که هزینه ساخت بالاتری دارد. نهایتاً شیوه دیگری که پیشنهاد می‌شود مبتنی بر استفاده همزمان از یک مبدل خطی و سوئیچینگ می‌باشد که با مشکل کم بودن راندمان مبدل مواجه خواهیم شد. [۳]

در حال حاضر فقط دو ساختار مداری دیگر باقی مانده است. مبدل SEPIC^۴ و مبدل باک بوست غیر معکوس کننده. مبدل SEPIC به دو اندوکتانس و دو خازن نیاز دارد ولی مبدل باک بوست غیر معکوس کننده را می‌توان با یک سلف و یک خازن ساخت و قطعاً مقرون به صرفه‌تر خواهد بود.

¹ - Buck

² - Boost

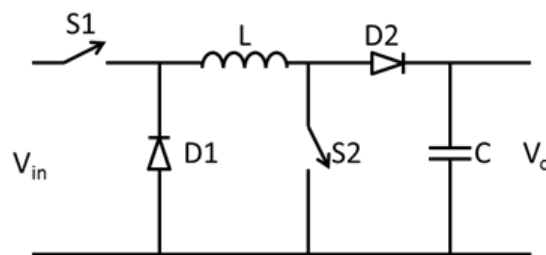
³ -Fly-Back

⁴ - Single-Ended Primary Inductance Converter

برای پیاده‌سازی مبدل باک بوست غیر معکوس کننده دو مدار پیشنهاد شده است که معمولاً از مداری با دو کلید و دو دیود استفاده می‌شود و مبدل با چهار کلید کاربرد کمی دارد. مبدل کلاسیک چهار کلید در شرایطی که دامنه ولتاژهای ورودی و خروجی کوچک است و افت ولتاژ المان‌های سری مدار اهمیت پیدا می‌کنند مزیت‌هایی نسبت به حالت دو کلید کنترل شونده دارد.

۲-۱-۱- مبدل با دو کلید کنترل شونده

شکل ۱-۲ ساختار مبدل افزایشی و کاهشنده غیر معکوس که با نام مبدل غیر سنکرون نیز شناخته می‌شود و از دو کلید ترانزیستوری کنترل شونده و دو دیود قدرت تشکیل شده است را نشان می‌دهد. همان طور که مشاهده می‌شود این مبدل از دو قسمت باک و بوست که به صورت سری پشت سر هم قرار گرفته‌اند تشکیل شده است. [۳]



شکل ۱-۲- مبدل باک بوست غیر معکوس آسنکرون

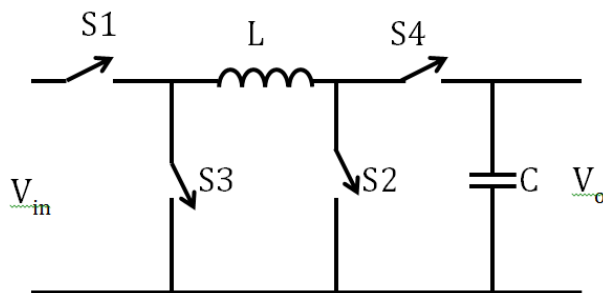
زمانی که کلید s_2 خاموش است و عملیات کلید زنی بر روی کلید s_1 انجام می‌شود این مبدل مانند یک مبدل باک عمل کرده که تنها تفاوت آن افت ولتاژی است که بر روی دیود D_2 در مسیر خروجی وجود دارد و زمانی که کلید s_1 کاملاً روشن باشد و کلید زنی بر روی s_2 انجام شود مبدل مشابه با بوست رفتار می‌کند و تنها تفاوت آن در افت ولتاژ روی کلید s_1 می‌باشد. در حالت دیگری از کلید زنی ممکن است بخواهیم کلیدهای s_1 و s_2 به صورت همزمان فرمان دهیم که در این صورت مبدل وارد ناحیه باک-بوست می‌شود. وضعیت‌های کاری مبدل با توجه به نحوه کلید زنی‌های ارائه شده به ترتیب باک، بوست و باک-بوست نام گذاری می‌شود.

جدول ۱- کلید زنی مبدل و وضعیت عملکرد آن

وضعیت مبدل	S1	S2
باک	کلید زنی	خاموش
بوست	روشن	کلید زنی
باک- بوست	کلید زنی	کلید زنی

۲-۱-۲- مبدل با چهار کلید کنترل شونده

در مبدل باک بوست با دو کلید کنترل شده می‌توان به جای دیودهای مبدل از کلیدهای الکترونیک قدرت همانند ماسفت ها یا IGBT^۱ ها استفاده کرد، به طوری که پالس های گیت این کلیدها در لحظاتی که کلیدهای S1 و S2 خاموش می‌شوند فعال گردد. به این ساختار مبدل سنکرون گفته می‌شود زیرا کلید زنی‌ها به صورت متوالی انجام می‌پذیرد. شکل ۲-۲ ساختار یک مبدل افزایشنده و کاهشنده غیر معکوس را با چهار کلید کنترل شونده نشان می‌دهد. [۱]



شکل ۲-۲- مبدل باک بوست غیر معکوس سنکرون

مزیت اصلی مبدل سنکرون نسبت به حالت غیر سنکرون افزایش راندمان قسمت قدرت مبدل به دلیل افت ولتاژ کمتر بر روی کلیدهای قدرت می‌باشد ولی به لحاظ پیچیدگی و هزینه ساخت مدار درایو گیت و کلیدهای قدرت مورد استفاده پر هزینه‌تر است.

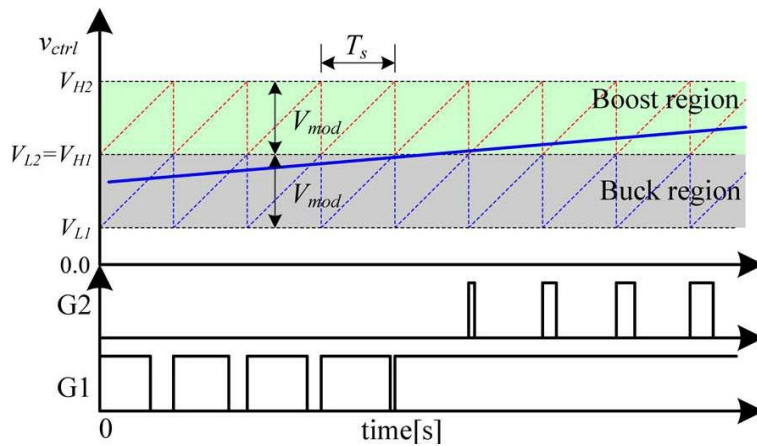
¹ - Isolated Gate Bipolar Transistor

۲-۲- راهبرد استفاده از این مبدل

یکی از مسائل مهم در تجهیزات الکترونیک قدرت راندمان مبدل می‌باشد. در مدارات سوئیچینگ، تلفات سوئیچینگ بخش قابل توجهی از تلفات مدار را تشکیل می‌دهند. به عنوان مثال در مبدل فوق و در وضعیت باک-بوست دو سوئیچ به طور همزمان کلید زنی می‌شوند که این باعث تلفات بیشتر نسبت به مبدل‌های باک و بوست خواهد شد. برای بهبود راندمان این مبدل سعی می‌شود تا حد ممکن از حالت باک بوست استفاده نشود. بنابراین مبدل به گونه‌ای طراحی می‌شود که به ازای مقادیر $V_{in} > V_o$ در وضعیت باک و به ازای مقادیر $V_{in} < V_o$ در وضعیت بوست کار کند.

شکل ۲-۳ راهبرد کنترل مبدل را با تعیین دامنه و وضعیت موج‌های مثلثی حامل کلیدها نشان

می‌دهد.



شکل ۲-۳- راهبرد کنترل بر اساس زمان‌های کلید زنی

۲-۳- توابع تبدیل حالت ماندگار مبدل

با توجه به اینکه مبدل به طور کلی می‌تواند در سه حالت کارکرد متفاوت و مجزا عمل کند می‌توان برای هر یک از این حالت‌ها توابع تبدیل متفاوتی را متصور شد. در صورتی که مبدل فقط در حالت باک عمل کند، ولتاژ خروجی مبدل در حالت پایدار و در شرایط کاری جریان پیوسته سلف (CCM)^۱ و با فرض ایده آل در نظر گرفتن المان‌ها از رابطه زیر بدست خواهد آمد که در آن D زمان وظیفه^۲ کلید باک و همواره کوچک‌تر از یک می‌باشد.

^۱- Continuous Current Mode

^۲- Duty Cycle

$$Buck : V_{out} = DV_{in} \quad (1-2)$$

بنابراین در یک مبدل باک و در شرایط حالت ماندگار ولتاژ خروجی همیشه کوچک‌تر یا مساوی ولتاژ ورودی خواهد بود.

در صورتی که همین مبدل فقط در حالت افزایش ولتاژ (بوست) عمل کند ولتاژ خروجی مبدل از رابطه (۲-۲) بدست خواهد آمد؛ که در آن D زمان وظیفه مربوط به کلید بوست می‌باشد و به صورت مشابه در بازه بین ۰ تا ۱ قرار دارد.

$$Boost : V_{out} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (2-2)$$

با توجه به رابطه (۲-۲) در یک مبدل بوست در شرایط حالت ماندگار ولتاژ خروجی همواره بزرگ‌تر یا مساوی ولتاژ ورودی خواهد بود.

حال اگر مبدل را به صورت باک بوست در نظر بگیریم با توجه به اینکه دو کلید کنترل شده و در واقع دو اهرم کنترل در این مبدل وجود دارد می‌تواند دو وضعیت کلید زنی همزمان و غیر همزمان را برای آن متصور شد، به گونه‌ای که در وضعیت کلید زنی به صورت همزمان، زمان وظیفه هر دو کلید به یک مقدار است و پالس‌های مشابه‌ای برای هر دو کلید ارسال می‌شود.

رابطه بین ولتاژ ورودی و خروجی مبدل در وضعیت کلید زنی همزمان به صورت رابطه (۳-۲) است که در آن D زمان وظیفه هر دو کلید باک و بوست می‌باشد.

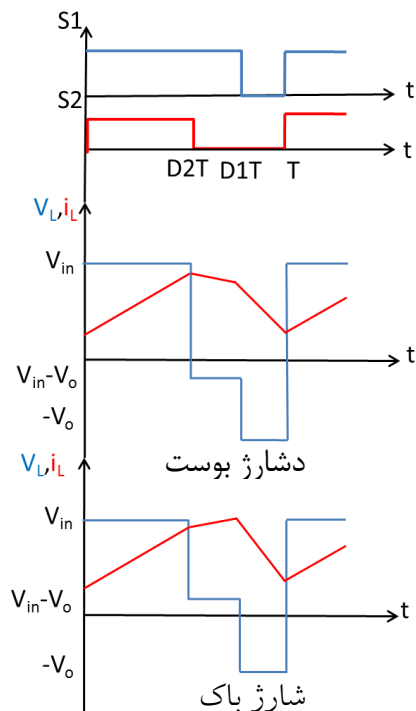
$$Buck - Boost : V_{out} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (3-2)$$

در صورتی که اندازه $D > 0.5$ باشد، مبدل در حالت افزایشی قرار دارد و ولتاژ خروجی بزرگ‌تر از ورودی خواهد بود و به ازای $D < 0.5$ مبدل در حالت کاهش می‌باشد و ولتاژ خروجی کوچک‌تری را تولید می‌کند.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)} \begin{cases} D > 0.5 \rightarrow \text{Boost} \\ D < 0.5 \rightarrow \text{Buck} \end{cases}$$

در وضعیت دیگر از کلید زنی مبدل می‌توان تغییرات زمان وظیفه کلیدها را به گونه‌ای در نظر گرفت که زمان وظیفه آن‌ها یکسان نباشد. در این حالت سوئیچینگ هر دو سوئیچ با فرکانس کلید زنی یکسان ولی سیکل وظیفه متفاوت انجام می‌شود. در این روش علاوه بر بازه‌های شارژ بوست و دشارژ باک

از یک بازه دیگر نیز استفاده می‌شود. بازه‌ای که ولتاژ $V_{in}-V_o$ دو سر سلف می‌افتد، در این شرایط بسته به اینکه $V_{in}-V_o$ بزرگ‌تر یا کوچک‌تر از صفر باشد، این بازه، بازه شارژ باک یا بازه دشارژ بوست خواهد بود. در زیر منحنی‌های v_L و i_L برای هر دو حالت رسم شده است:



شکل ۴-۲- تغییرات ولتاژ و جریان در کلید زنی غیر همزمان

در این نوع کلید زنی وقتی $S2$ به تنهایی روشن شود سلف از طریق مسیر $D2$ اتصال کوتاه می‌شود که باعث آسیب رسیدن به سلف و خود این دیود می‌گردد. در این حالت انرژی نه ذخیره می‌شود و نه به بار منتقل می‌گردد، بلکه انرژی تلف شده و موجب بالا رفتن دمای عناصر مبدل می‌گردد و طبیعتاً حالت کلید زنی مطلوبی نیست و باید از آن اجتناب کرد. برای جلوگیری از بروز این حالت زمان وظیفه کلید $S2$ باید همواره کوچک‌تر از $S1$ باشد و بازه $D2T$ درون بازه $D1T$ قرار بگیرد. (به عبارت دیگر $S2$ تنها زمانی روشن شود که $S1$ روشن باشد).

رابطه بین ولتاژ ورودی و خروجی مبدل در شرایط ماندگار در وضعیت کلید زنی غیر همزمان را می‌توان از رابطه (۴-۲) محاسبه کرد.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D1}{(1-D2)} \begin{cases} D1 + D2 > 1 \rightarrow \text{Boost} \\ D1 + D2 < 1 \rightarrow \text{Buck} \end{cases} \quad (4-2)$$

۲-۴- تعیین مشخصات نامی مبدل

با توجه به اینکه در تمامی مبدل‌های سوئیچینگ از عناصر ذخیره ساز انرژی برای یکنواخت و فیلتر کردن مشخصه‌های ولتاژ و جریان مبدل استفاده می‌شود، لازم است تا در اولین مرحله، طراحی عناصر مداری مبدل الکترونیک قدرت را با تعیین مشخصات نامی مبدل آغاز کنیم.

در این پروژه قصد داریم تا از یک مبدل باک بوست مستقیم با توان حدود ۵۰ وات استفاده کنیم که ولتاژ ورودی مبدل می‌تواند از ۱۰ تا ۲۰ ولت متغیر باشد و ولتاژ مرجع خروجی را بر روی ۱۵ ولت تنظیم شود. نحوه کلید زنی با توجه به بخش‌های قبل بر اساس کلید زنی غیر همزمان انتخاب شده است و پالسهای گیت کلیدهای قدرت به صورتی انتخاب می‌شود که به ازای ولتاژهای ورودی بزرگ‌تر از ولتاژ خروجی در حالت باک و به ازای ولتاژهای کوچک‌تر در حالت بوست خواهیم بود.

فرض می‌کنیم که بار خروجی مبدل کاملاً مقاومتی بوده و اندازه آن در حدود ۱۰ اهم می‌باشد. فرکانس کلید زنی مبدل را ۵۰ کیلوهرتز انتخاب می‌کنیم و مقدار عناصر ذخیره ساز را به شکلی در نظر می‌گیریم که مبدل همواره در حالت پیوسته (CCM) کار کند. جدول ۲ خلاصه‌ای از مشخصات نامی مبدل را نشان می‌دهد.

جدول ۲- مشخصات نامی مبدل

نوع مشخصه	مقدار مشخصه
محدوده ولتاژ ورودی	۱۰-۲۰ ولت DC
فرکانس کلید زنی	۵۰ کیلوهرتز
ولتاژ نامی خروجی	۱۵ ولت
جریان نامی خروجی	۳ آمپر

از طرفی، انتخاب مقدار نوسان مجاز برای ولتاژ خروجی و جریان سلف تأثیر عمده‌ای بر اندازه سلف و خازن مبدل می‌گذارد. به همین منظور برای کاهش ریپل جریان سلف یا همان جریان ورودی مبدل می‌بایستی اندازه سلف را بزرگ‌تر انتخاب کرد و اگر بخواهیم ریپل ولتاژ خروجی را کاهش دهیم باید مقدار خازن خروجی را افزایش دهیم. میزان ریپل مجاز و معقول در مبدل‌های الکترونیک قدرت بر اساس پارامترهای مختلفی چون ابعاد و توان مصرفی، اندازه عناصر مدار و نیازهای بهره‌برداری تعیین می‌شود.

باید به این نکته توجه کرد که اگر ریپل جریان ورودی بزرگ باشد با توجه به وجود مقاومت سری در ذات خازن‌های مدار، تلفات توان در خازن‌ها زیاد شده و به تدریج گرم می‌شوند که این موضوع موجب کاهش طول عمر مفید آن‌ها می‌گردد. در اینجا با فرض ریپل ولتاژ کمتر از ۱ درصد و ریپل جریان کمتر از ۲۰ درصد جریان نامی، مراحل طراحی را آغاز می‌کنیم.

۲-۴-۱- طراحی سلف مبدل در وضعیت باک

در طراحی اجزاء مبدل باید بدترین وضعیتی که ممکن است برای آن المان به وجود آید را در نظر بگیریم. این موضوع تضمین می‌کند که در نقاط کار مختلف مبدل، هرگز از این مقادیر تجاوز نخواهیم کرد و مفروضات تحلیل مدار در نقاط کار مختلف مبدل برقرار خواهد بود. برای طراحی سلف مبدل باک، بدترین حالت زمانی رخ می‌دهد که حداکثر ولتاژ ورودی به مبدل اعمال می‌شود و بار خروجی در بیشترین مقدار خود قرار دارد. بنابراین خواهیم داشت:

$$\text{حداکثر ولتاژ ورودی} = ۲۰ \text{ ولت}$$

$$\text{ولتاژ خروجی نامی} = ۱۵ \text{ ولت}$$

$$\text{فرکانس کلید زنی} = ۵۰ \text{ کیلوهرتز}$$

$$\text{حداکثر ریپل جریان} = ۲۰ \text{ درصد جریان نامی (۳ آمپر)} = ۰.۶ \text{ آمپر}$$

برای بدست آوردن مقدار اندوکتانسی که بتواند در لحظات کلید زنی حداکثر مقدار ریپل مجاز جریان در آن به وجود بیاید، لازم است تا از رابطه بین ولتاژ و جریان سلف استفاده کنیم. طبق روابط مدار یک عنصر سلفی خواهیم داشت:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

از طرفی در لحظاتی که سوئیچ باک روشن است ولتاژ سلف برابر با تفاضل ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی خواهد بود و زمانی که سوئیچ خاموش می‌شود ولتاژ اندوکتانس از نظر دامنه با ولتاژ خروجی برابر خواهد بود ولی با علامت منفی در دو سر سلف ظاهر می‌شود.

در یک دوره تناوب کلید زنی، کلید باک به میزان زمان وظیفه (DT) روشن و به اندازه تفاضل دوره تناوب و زمان وظیفه ((1-D)T) خاموش است. در این شرایط فرض می‌کنیم که مبدل به حالت پایدار رسیده است و برای محاسبه زمان وظیفه کلید در این وضعیت از رابطه مبدل باک استفاده می‌کنیم.

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{15}{20} = 0.75$$

$$L = V_L \frac{dt}{di_L} = (V_{in} - V_{out}) \frac{DT_s}{\Delta i_L} = (20 - 15) \frac{0.75 * 2 * 10^{-5}}{0.6} = 125 \mu H$$

۲-۴-۲ طراحی سلف مبدل بوست

فرایند مشابه ای برای بدست آوردن اندازه سلف در حالت بوست می توان متصور شد که فقط مقدار ولتاژ ورودی و زمان وظیفه سوئیچ نسبت به حالت باک متفاوت خواهد بود. همچنین بدترین شرایط، در مبدل بوست، زمانی خواهد بود که ولتاژ ورودی مبدل حداقل باشد و بار خروجی حداکثر گردد؛ بنابراین خواهیم داشت:

حداقل ولتاژ ورودی = ۱۰ ولت

$$D = 1 - V_{in}/V_o = 0.333 \quad \text{زمان وظیفه برای دستیابی به ولتاژ مطلوب:}$$

ولتاژ دو سر سلف در زمان روشن بودن کلید برابر با ولتاژ ورودی و در زمان خاموش بودن آن حاصل تفاضل ولتاژ خروجی از ورودی خواهد بود، بنابراین داریم:

$$L = V_L \frac{dt}{di_L} = V_{in} \frac{DT_s}{\Delta i_L} = 10 \frac{0.333 * 2 * 10^{-5}}{0.6} = 111 \mu H$$

با توجه به اینکه مقدار مورد نیاز ظرفیت سلف در مبدل، زمانی که در حالت باک کار می کند بیشتر از زمانی است که در وضعیت بوست قرار دارد و برای اطمینان از اینکه ریپل جریان سلف همواره کمتر از ۰.۶ آمپر، مقدار اندوکتانس بزرگتر را انتخاب می کنیم.

۲-۴-۳ طراحی خازن مبدل

به دلیل اینکه ریپل ولتاژ در حالت بوست بسیار بیشتر از باک خواهد بود فقط برای مبدل بوست این طراحی را انجام می دهیم. برای بدست آوردن مقدار خازن نیز با روشی مشابه و با در نظر گرفتن ریپل ولتاژ خروجی در حدود ۱ درصد و روابط زمانی ولتاژ و جریان خازن خواهیم داشت:

$$C = \frac{I_{out}(1-D)}{f_s \Delta V} = \frac{3 * (1 - 0.333)}{50 * 10^3 * (15 * 0.01)} = 266.77 \mu F$$

با در نظر گرفتن اندکی ضریب اطمینان در طراحی سیستم عملی و همچنین با توجه به اینکه در واقعیت خازنی با ظرفیت محاسبه شده وجود ندارد مقدار خازن را ۴۷۰ میکرو فاراد و سلف را ۱۵۰ میکرو هانری در نظر می‌گیریم.

۲-۵- توابع تبدیل خطی و مدل سازی فضای حالت مبدل

در الکترونیک قدرت برای مدل سازی مبدل‌های سوئیچینگ در حدود نقطه کار از روشی تحت عنوان معادلات حالت متوسط^۱ استفاده می‌شود که در آن معادلات مدار مربوط به مبدل برای بازه‌های زمانی که کلیدها خاموش و یا روشن هستند نوشته می‌شود و سپس مقدار متوسط روابط بدست آمده به عنوان معادلات حالت سیستم در نظر گرفته می‌شود. [۲۰ و ۲۱]

در ادامه پس از معرفی این روش مراحل بدست آوردن معادلات حالت مبدل در حالت باک، بوست و باک بوست را ارائه خواهیم کرد.

جهت بدست آوردن تابع تبدیل سیگنال کوچک ولتاژ خروجی به سیگنال ورودی (زمان وظیفه کلید قدرت) به این ترتیب عمل می‌کنیم:

- معادلات حالت مدار را در حالت بسته بودن کلید می‌نویسیم.
 - معادلات حالت مدار را در حالت باز بودن کلید می‌نویسیم.
 - معادلات حالت اول را در D و معادلات حالت دوم را در $(D^2=1-D)$ ضرب کرده و سپس با یکدیگر جمع می‌کنیم. بدین ترتیب معادلات مدل میانگین مدار بدست می‌آید.
 - پس از آن به خطی سازی معادلات و بدست آوردن معادلات سیگنال کوچک می‌پردازیم.
 - کلیه پارامترها را به شکل مجموع پارامتر سیگنال کوچک و سیگنال بزرگ می‌نویسیم و در معادلات مدل میانگین جایگذاری می‌کنیم.
 - مشتق کمیات سیگنال بزرگ و همچنین حاصل ضرب دو کمیت سیگنال کوچک را برابر صفر در نظر می‌گیریم. بدین ترتیب معادله‌ی ماتریسی به فرم زیر بدست خواهد آمد:
- $$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u} + J\hat{d}$$
- با گرفتن تبدیل لاپلاس از معادله فوق و یک محاسبه ماتریسی ساده، تابع تبدیل مورد نظر بدست می‌آید:

¹ - State-Space Average Model

$$\hat{x}(s) = (sI - A)^{-1}[\hat{x}(0) + B\hat{u}(s) + J\hat{d}(s)]$$

- به منظور بدست آوردن تابع تبدیل سیگنال کوچک پارامترهای مدار به سیگنال ورودی و

$\hat{u}(s)$ را برابر صفر در نظر می‌گیریم و خواهیم داشت:

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} = (sI - A)^{-1} J$$

بدین ترتیب و با توجه به رابطه فوق تابع تبدیل سیگنال کوچک کمیات مختلف مدار بدست

می‌آید که به عنوان مثال ولتاژ خروجی یکی از این کمیات می‌باشد.

در برخی از معادلات به جای عبارت (1-D) از D' استفاده خواهد شد.

۲-۵-۱- مدل سازی مبدل باک

از مبدل باک برای کاهش ولتاژ ورودی در منابع تغذیه به صورت غیر ایزوله استفاده می‌شود. این عملیات با کنترل میزان زمان روشن و خاموش بودن کلید باک به صورت کنترل پذیر و با فرکانس کلید زنی ثابت انجام می‌پذیرد. به نسبت زمان روشن بودن کلید، به کل دوره تناوب کلید زنی زمان وظیفه^۱ گفته می‌شود و مبدل باک به گونه‌ای عمل می‌کند که با افزایش این مقدار زمان وظیفه، ولتاژ خروجی مبدل به سمت ولتاژ ورودی نزدیک‌تر می‌شود. فیلتر LC که در خروجی مبدل قرار دارد، رپیل‌های فرکانس بالا ناشی از کلید زنی مبدل را حذف می‌کند تا شکل موج خروجی مبدل صاف و بدون نوسان باشد. در عمل فرکانس قطع این فیلتر باید از مرتبه بسیار زیادی کوچک‌تر از فرکانس کلید زنی باشد تا شکل موج ولتاژ به صورت مطلوبی بدست آید.

فرکانس قطع یک فیلتر LC از رابطه زیر بدست خواهد آمد:

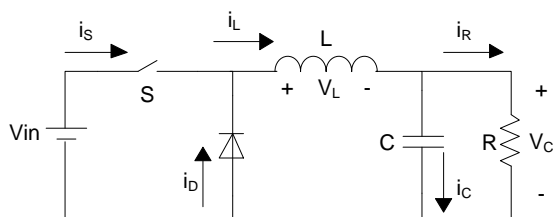
$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5-2)$$

با جایگذاری مقادیر L و C مبدل در رابطه بالا فرکانس قطع این فیلتر ۶۰۰ هرتز خواهد بود. شکل ۲-۵ ساختار کلی یک مبدل باک را نشان می‌دهد. در زمانی که کلید S روشن است و دیود خاموش می‌باشد، انرژی ورودی از طریق کلید S به بار منتقل می‌شود و در این زمان خازن و سلف را شارژ می‌کند. در زمانی که سوئیچ S خاموش می‌شود با توجه به شرط پیوستگی جریان سلف و فرض کارکرد مبدل در

^۱- Duty Cycle

حالت CCM دیود شروع به هدایت می‌کند و انرژی ذخیره‌شده در سلف و خازن به بار تحویل داده می‌شود. در حالت CCM دامنه جریان سلف در یک دوره تناوب کلید زنی به صفر نمی‌رسد و فقط نوساناتی حول یک مؤلفه ثابت خواهد داشت.

در ادامه با اجرای مراحل ذکرشده در قسمت قبل معادلات حالت مبدل و در نهایت تابع تبدیل سیگنال ولتاژ خروجی به زمان وظیفه سوئیچ الکترونیک قدرت محاسبه می‌شود.



شکل ۲-۵- ساختار کلی مبدل باک

- محاسبه معادلات مدل میانگین:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} (I_L - \frac{V_c}{R}) \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_{in} - V_c) \end{array} \right\} \times D + \left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} (I_L - \frac{V_c}{R}) \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} (-V_c) \end{array} \right\} \times (1-D)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \dot{V}_c \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{L} \end{bmatrix} V_{in}$$

(۶-۲)

- خطی سازی:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_c}{dt} + \frac{d\hat{v}_c}{dt} = \frac{1}{C} [I_L - \frac{V_c}{R} + \hat{i}_L - \frac{\hat{v}_c}{R}] \Rightarrow \frac{d\hat{v}_c}{dt} = \frac{1}{C} [\hat{i}_L - \frac{\hat{v}_c}{R}] \\ \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \frac{1}{L} [DV_{in} - V_c + DV_{in} + V_{in}\hat{d} - \hat{v}_c] \Rightarrow \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \frac{1}{L} [DV_{in} + V_{in}\hat{d} - \hat{v}_c] \end{array} \right.$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{v}_c}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_c \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{L} \end{bmatrix} V_{in} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{in}}{L} \end{bmatrix} \hat{d}$$

- بدست آوردن تابع تبدیل سیگنال کوچک:

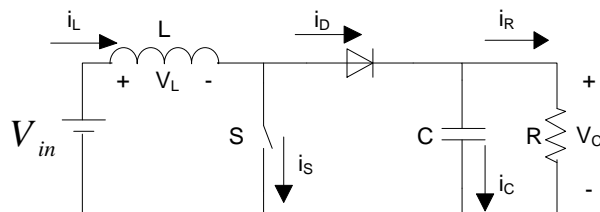
$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} = (sI - A)^{-1}J = \begin{bmatrix} \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)} \\ \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{LC} \\ \frac{sV_{in}}{L} + \frac{V_{in}}{RLC} \end{bmatrix}$$

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{V_{in}}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (7-2)$$

در صورتی که بخواهیم مدل سازی با دقت بیشتر انجام شود و با توجه به اینکه در حالت واقعی خازن خروجی مبدل داری مقاومت سری (ESR) است و این موضوع باعث ایجاد یک صفر در تابع تبدیل مبدل می شود.

۲-۵-۲- مدل سازی مبدل بوست

بر خلاف مبدل باک در مبدل بوست ولتاژ خروجی همواره بزرگ تر یا مساوی ورودی خواهد بود و این مبدل از نوع افزایشی می باشد. ساختار این مبدل به لحاظ تعداد و نوع المان های مدار مشابه باک است ولی چیدمان آن متفاوت می باشد. شکل ۶-۲ ساختار مبدل بوست را نشان می دهد و در ادامه با اجرای مراحل ذکر شده در قسمت قبل معادلات حالت مبدل و در نهایت تابع تبدیل سیگنال ولتاژ خروجی به زمان وظیفه کلید الکترونیک قدرت محاسبه می شود. تمامی مراحل مدل سازی مشابه با مبدل باک خواهد بود.



شکل ۶-۲- ساختار کلی مبدل بوست

- محاسبه معادلات مدل میانگین:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(-\frac{V_c}{R} \right) \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} E \end{array} \right\} \times D + \left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left(I_L - \frac{V_c}{R} \right) \\ \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_{in} - V_c) \end{array} \right\} \times (1-D)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \dot{V}_c \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{D'}{C} \\ -\frac{D'}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} V_{in}$$

- خطی سازی:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_c}{dt} + \frac{d\hat{v}_c}{dt} = -\frac{1}{RC} (V_c + \hat{v}_c) + \frac{D' - \hat{d}}{C} (I_L + \hat{i}_L) \Rightarrow \frac{d\hat{v}_c}{dt} = -\frac{1}{RC} \hat{v}_c + \frac{D'}{C} \hat{i}_L - \frac{I_L}{C} \hat{d} \\ \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L}{dt} = -\frac{D' - \hat{d}}{L} (V_c + \hat{v}_c) + \frac{1}{L} (V_{in} + \hat{V}_{in}) \Rightarrow \frac{d\hat{i}_L}{dt} = -\frac{D'}{L} \hat{v}_c + \frac{V_c}{L} \hat{d} + \frac{1}{L} \hat{V}_{in} \end{array} \right.$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{v}_c}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{D'}{C} \\ -\frac{D'}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_c \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \hat{V}_{in} + \begin{bmatrix} -\frac{I_L}{C} \\ \frac{V_c}{L} \end{bmatrix} \hat{d}$$

- بدست آوردن تابع تبدیل سیگنال کوچک:

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} = (sI - A)^{-1} J = \begin{bmatrix} \hat{v}_c(s) \\ \hat{d}(s) \\ \hat{i}_L(s) \\ \hat{d}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{D'^2}{LC}} \begin{bmatrix} -\frac{I_L}{C} s + \frac{D'}{LC} V_c \\ \frac{D'}{LC} I_L + \frac{V_c}{RLC} + \frac{V_c}{L} s \end{bmatrix}$$

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-\frac{I_L}{C} s + \frac{D'}{LC} V_c}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{D'^2}{LC}}$$

(۸-۲)

که در آن $I_L = \frac{I_o}{1-D}$ می باشد.

۲-۵-۳ - مدل سازی مبدل باک - بوست (کلید زنی غیر همزمان)

در این نوع روش کلیدزنی، معادلات مبدل را برای سه بازه زمانی مجزا در یک دوره تناوب

می نویسیم:

$$\begin{aligned}
 \text{(a)} \quad & \begin{cases} \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left(-\frac{v_C}{R} \right) \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (v_{in}) \end{cases} & 0 < t < D_2 T & \text{(a) حالتی که } S_1 \text{ و } S_2 \text{ باهم روشن هستند.} \\
 \text{(b)} \quad & \begin{cases} \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{v_C}{R} \right) \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (v_{in} - v_C) \end{cases} & D_2 T < t < D_1 T & \text{(b) حالتی که } S_1 \text{ به تنهایی روشن است.} \\
 \text{(c)} \quad & \begin{cases} \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{v_C}{R} \right) \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (-v_C) \end{cases} & D_1 T < t < T & \text{(c) حالتی که هر دو کلید خاموش هستند.}
 \end{aligned}$$

با وزن دهی معادلات بالا و جمع کردن آنها، یک معادله خواهیم داشت:

$$\text{(a)} \times d_1 + \text{(b)} \times (d_1 - d_2) + \text{(c)} \times (1 - d_1) \Rightarrow \begin{cases} \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left((1 - d_2) i_L - \frac{v_C}{R} \right) \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (d_1 v_{in} - (1 - d_2) v_C) \end{cases}$$

و با خطی سازی حول نقطه کار، معادلات سیگنال کوچک به صورت زیر حاصل می شود:

$$\begin{pmatrix} \frac{d\hat{v}_C}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_L}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{(1-D_2)}{C} \\ -\frac{(1-D_2)}{L} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{v}_C \\ \hat{i}_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\frac{I_L}{C} \\ \frac{V_{in}}{L} & \frac{V_C}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{D_1}{L} \end{pmatrix} \hat{v}_{in} \quad (9-2)$$

با حل توسط تبدیل لاپلاس تابع تبدیل زیر حاصل می شود:

$$\hat{v}_o = \frac{(1-D_2)V_{in}}{s^2 + s/RC + (1-D_2)^2/LC} \hat{d}_1 + \frac{\frac{I_L}{C} \left(\frac{V_{in} D_1}{L I_L} - s \right)}{s^2 + s/RC + (1-D_2)^2/LC} \hat{d}_2 + \frac{(1-D_2) D_1 / LC}{s^2 + s/RC + (1-D_2)^2/LC} \hat{v}_{in}$$

در این حالت عملکرد مبدل دارای صفرها و قطب‌های زیر می‌باشد ($I_L = \frac{I_o}{1-D2}$):

$$f_p = \frac{(1-D2)}{2\pi\sqrt{LC}} \quad f_{z,RHP} = \frac{R}{2\pi L}(1-D2)^2$$

۲-۵-۴ - مدل مبدل باک-بوست (کلید زنی همزمان)

در صورتی که از یک موج مربعی یکسان برای هر دو کلید باک و بوست استفاده شود و مقدار زمان وظیفه این دو کلید در هر لحظه از زمان یکسان باشد به این روش کلید زنی همزمان اطلاق می‌شود. مزیت اصلی این روش در سادگی پیاده‌سازی کنترل پالس‌های مبدل بوده، ولی این موضوع باعث می‌شود تا تلفات کلید زنی نسبت به وضعیت کلید زنی غیر همزمان بیشتر باشد.

با توجه به اینکه کلیدهای باک و بوست زمان وظیفه یکسانی را دریافت می‌کنند معادلات حالت و

تابع تبدیل مبدل به صورت زیر خواهد بود.

$$\begin{pmatrix} \frac{dv_c}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{(1-D)}{C} \\ -\frac{(1-D)}{L} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_c \\ i_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{I_L}{C} \\ \frac{V_{in} + V_c}{L} \end{pmatrix} d + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{D}{L} \end{pmatrix} V_{in}$$

$$\hat{v}_o = \frac{(1-D)V_{in} + \frac{I_L}{C} \left(\frac{V_{in} D}{LI_L} - s \right)}{s^2 + s/RC + (1-D)^2/LC} \hat{d} + \frac{(1-D)D/LC}{s^2 + s/RC + (1-D)^2/LC} \hat{v}_{in} \quad (10-2)$$

در این پایان‌نامه قصد داریم تا از مدل سازی مربوط به مبدل در حالتی که کلید زنی‌ها به صورت

غیر همزمان رخ می‌دهد استفاده کنیم و در پیاده‌سازی‌های عملی نیز به این نکته توجه شده است.

اکنون که مدل سازی ریاضی مبدل به طور کامل انجام شده است و تابع تبدیل مناسبی برای مبدل

در نظر گرفته‌ایم لازم است تا پارامترهای سیستم را که در فصل گذشته طراحی کرده‌ایم در روابط

جایگذاری کنیم و رفتار سیستم را مورد تحلیل قرار دهیم. مشخصات و مقادیر پارامترهای سیستم در

شرایط نامی در جدول ۳ آورده شده است و به کمک آن می‌توانیم محل دقیق صفرها و قطب‌های

سیستم را مشخص کنیم.

جدول ۳- مقادیر نامی عناصر مبدل

مقدار نامی	مشخصه
۱۵۰ میکروهانری	L
۴۷۰ میکرو فاراد	C
۵۰ کیلوهرتز	Fc
۱۰ تا ۲۰ ولت	Vin
۵ اهم	R
۱۵ ولت	Vout

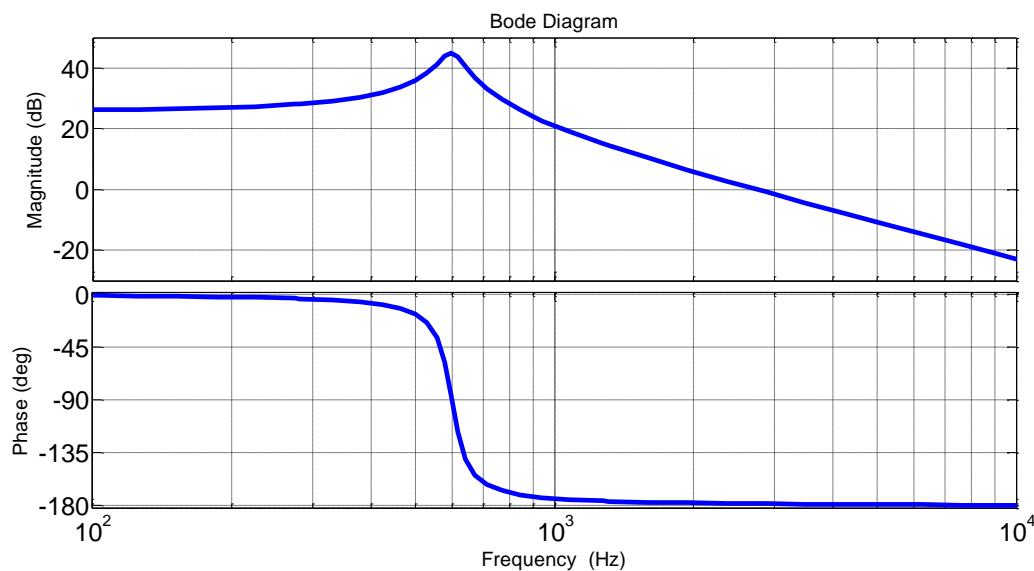
تابع تبدیل مبدل زمانی که در حالت کاهش ولتاژ (باک) قرار دارد به صورت زیر خواهد بود:

$$G_{buck}(s) = \frac{1.837 * 10^8}{S^2 + 212.8S + 1.418 * 10^7}$$

این تابع تبدیل دارای قطب‌های مزدوج مختلط در محل‌های $(-0.1693 \pm 5.9917i) * 10^2$

می‌باشد و دیاگرام بود مبدل باک نیز برای تحلیل دقیق تر در حوزه فرکانس در شکل ۷-۲ آورده

شده است.

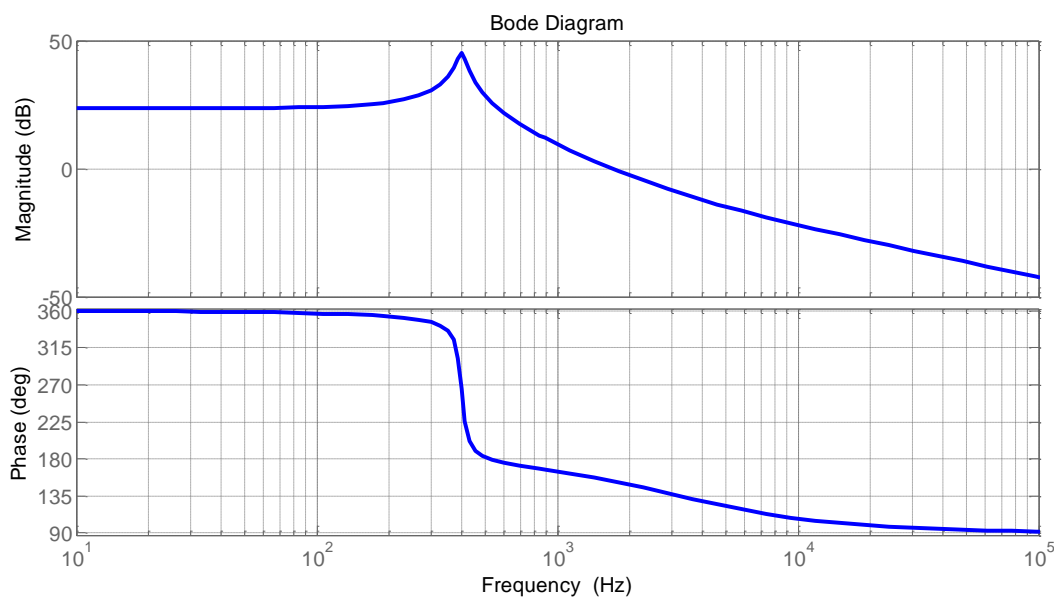


شکل ۷-۲- دیاگرام بود مبدل باک

حال فرض کنیم مبدل در شرایطی قرار دارد که ولتاژ خروجی از ولتاژ ورودی بزرگتر است و در حالت بوست کار می‌کند. تابع تبدیل مبدل در این وضعیت به صورت زیر خواهد بود:

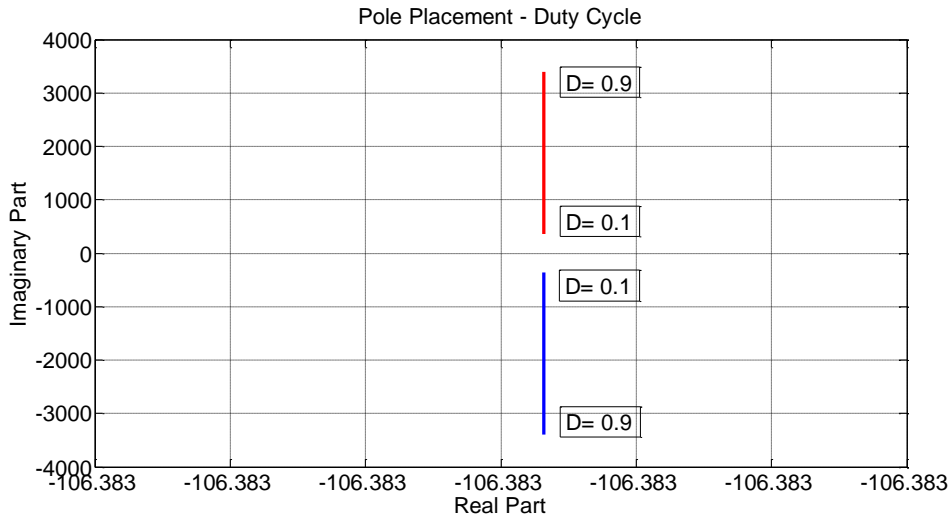
$$G_{Boost} = \frac{-4787S + 9.45 * 10^7}{S^2 + 212.8S + 6.304 * 10^6}$$

این تابع قطب‌های مزدوج مختلط در $106.4 \pm 2508i$ و یک صفر سمت راست در 19741 دارد. همچنین دیاگرام بود این مبدل در این نقطه کار به صورت شکل ۸-۲ خواهد بود.



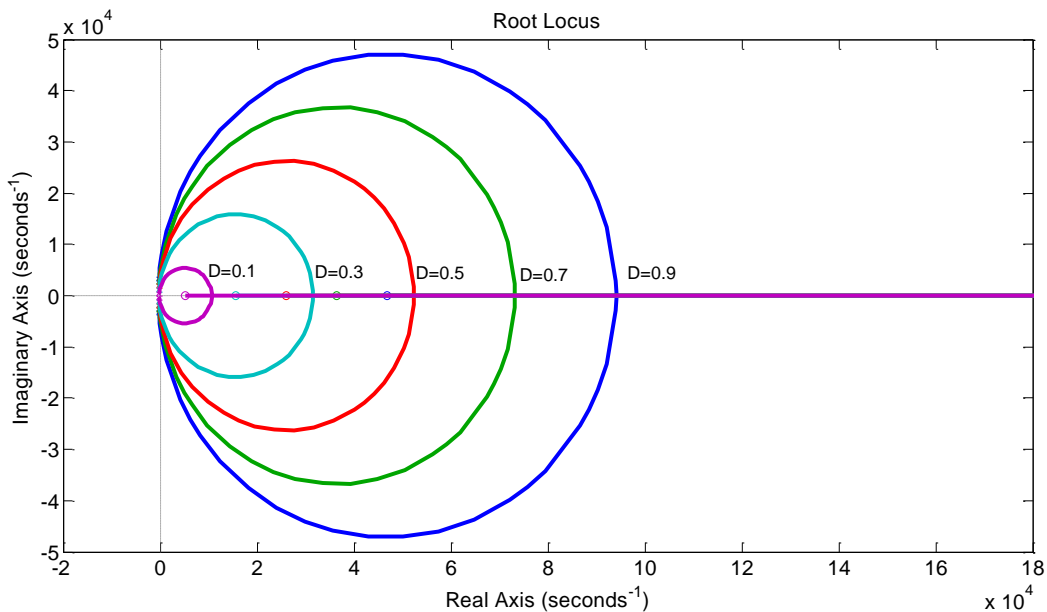
شکل ۸-۲ - دیاگرام بود مبدل بوست

نکته: در مبدل بوست مشاهده می‌شود که محل صفرها و قطب‌های سیستم به میزان زمان وظیفه کلید بوست وابسته است و همان طور که می‌دانیم در شرایط مختلف کارکرد مبدل این مقدار می‌تواند متفاوت باشد. بنابراین با تغییر بار خروجی و یا ولتاژ ورودی مبدل، محل قطب‌ها و صفرهای سیستم جا بجا می‌شود. شکل ۹-۲ نحوه تغییرات محل قطب‌های سیستم را با تغییرات زمان وظیفه نشان می‌دهد.



شکل ۹-۲- تغییرات محل قطب‌های مبدل بر حسب زمان وظیفه کلید بوست

مشاهده می‌شود که بخش حقیقی قطب‌های فوق ثابت مانده است و فقط بخش موهومی قطب‌ها تغییر می‌کند. به طور کلی مکان ریشه‌های مبدل بوست با تغییرات زمان وظیفه به صورتی که در شکل ۱۰-۲ مشاهده می‌شود تغییر می‌کند.



شکل ۱۰-۲- تغییرات مکان ریشه‌های مبدل بر حسب زمان وظیفه کلید بوست

اگرچه که محل قطب‌های سیستم با تغییر زمان وظیفه قدری جابجا شده است اما تأثیر عمده این تغییرات در جابجایی محل صفر سمت راست دیده می‌شود. مطابق شکل ۱۰-۲ مکان ریشه‌های فوق در صورتی که زمان وظیفه به تدریج افزایش یابد صفر سمت راست از محور موهومی دور تر شده و مکان

ریشه را نیز بیشتر به سمت راست محور موهومی منتقل می‌کند. در واقع تغییرات در زمان وظیفه کلید بوست (D) می‌تواند نشانگر تغییرات در ولتاژ ورودی و یا میزان بار خروجی مبدل باشد که برای جبران اثرات این اغتشاشات مقدار D افزایش یا کاهش پیدا کرده است. در مبدل‌های سوئیچینگ تغییرات بار و ولتاژ ورودی یک پدیده کاملاً رایج می‌باشد و اساساً این مبدل‌ها ساخته شده‌اند تا نسبت به این اغتشاشات پاسخ‌های مناسب تولید کنند.

در پایان می‌توان گفت که مبدل باک دارای تابع تبدیل کمینه فاز¹ و مبدل بوست دارای تابع تبدیل غیر کمینه فاز² می‌باشد و صفری در سمت راست محور موهومی دارد. اثر صفر سمت راست در سیستم‌های کنترلی به صورت یک فروجهش در پاسخ پله این سیستم‌ها ظاهر می‌شود. با توجه به تعبیر مطرح شده می‌توان ریشه این فروجهش را در انرژی ذخیره شده در سلف دانست به طوری که با افزایش مدت زمان روشن بودن کلید به طور لحظه‌ای، کاهش ولتاژ بیشتری در خروجی دیده می‌شود اما زمانی که کلید مجدداً باز شود، تمام انرژی ذخیره شده در سلف به خازن منتقل شده و ولتاژ آن را افزایش می‌دهد. بنابراین همواره یک تأخیر در تولید ولتاژ مناسب خواهیم داشت.

۲-۶- کنترل گر مناسب

توابع تبدیل به دست آمده (صفرها و قطب‌ها) برای هر مبدل در بخش قبل در تعیین محل صفر و قطب جبران ساز به منظور حفظ پایداری و رسیدن به شرایط مطلوب استفاده خواهند شد. در این قسمت ابتدا مفاهیم بهره DC، حد فاز و حد بهره را شرح می‌دهیم.

بهره-DC: میزان بهره تابع تبدیل در فرکانس‌های پایین تعیین کننده خطای حالت دائم فرایند است. چون تغییرات اندکی که در حالت دائمی رخ می‌دهد دارای فرکانس کمی می‌باشند، بنابراین بهره در فرکانس‌های پایین نشان دهنده میزان جبران سازی و حذف خطای حالت دائم می‌باشد. هر چه این بهره بیشتر باشد انحرافات خیلی کوچک (از مقدار مرجع) نیز توسط مدار جبران ساز درک و جبران می‌شود.

معمولاً جبران سازها طوری انتخاب می‌شود که درجه نسبی (تعداد صفرها - تعداد قطب‌ها) کل سیستم (جبران ساز و مبدل) بزرگ‌تر و یا مساوی یک باشد تا منحنی اندازه در فرکانس‌های بالاتر از

¹ - Minimum Phase

² - Non-Minimum Phase

فرکانس قطع بهره دارای یک شیب حداقل -20dB/dec باشد و باعث کاهش و حذف اثر فرکانس‌های بالا در عملکرد سیستم شود.

حد فاز^۱: حد فاز عبارت است از مقدار فازی که سیستم در فرکانس قطع بهره تا مرز ناپایداری فاصله دارد (یعنی با کم شدن این فاز، سیستم به مرز ناپایداری می‌رسد). حد فاز مثبت، سیستم پایدار است و حد فاز منفی سیستم ناپایدار می‌باشد.

حد بهره^۲: حد بهره عبارت است از مقدار بهره‌ای که سیستم در فرکانس قطع فاز (فرکانسی که فاز سیستم 180° درجه است)، تا مرز ناپایداری فاصله دارد (یعنی با اضافه شدن این بهره، سیستم به مرز ناپایداری می‌رسد). حد بهره مثبت، سیستم پایدار است و حد بهره منفی سیستم ناپایدار می‌باشد.

نکته: برای پایداری یک سیستم هر دو حدود بهره و فاز باید مثبت باشند. هر چه این حدود بزرگ‌تر باشند حاشیه پایداری بیشتر می‌شود (با حدود بهره و فاز صفر در مرز ناپایداری هستیم یعنی قطب‌هایی از سیستم حلقه بسته روی محور موهومی هستند و دارای میرایی صفر هستند، با افزایش این حدود قطب‌های سیستم حلقه بسته به سمت چپ محور موهومی منتقل می‌شوند).

۲-۶-۱- جبران ساز PI

این جبران ساز دارای یک قطب روی مبدأ و یک صفر با محل انتخابی می‌باشد. در فرکانس قطع بهره فاز منفی قطب مبدأ تأثیر نامطلوبی بر پایداری دارد و حد فاز را می‌کاهد، بنابراین فرکانس صفر معمولاً بیش از یک دهه قبل از فرکانس قطع بهره انتخاب می‌شود.

$$G_{PI} = K_{PI} \frac{\left(\frac{s}{\omega_z} + 1 \right)}{s}$$

این کنترل گر به علت وجود قطب در مبدأ قادر است رگولاسیون مبدل را بهبود بخشد و چون توانایی افزایش فاز را ندارد، ناچار هستیم فرکانس قطع بهره را کوچک بگیریم تا سیستم پایدار باشد و حد فاز مناسبی داشته باشد. بنابراین پهنای باند سیستم و در نتیجه سرعت پاسخ مبدل کم می‌باشد.

¹ - Phase Margin

² - Gain Margin

۲-۷- مدل سازی زمان گسسته مبدل

برای مدل سازی زمان گسسته مبدل‌های سوئیچینگ در ابتدا نیاز است تا مدل زمان پیوسته آن‌ها با توجه به معادلات مداری محاسبه شود، سپس با در نظر گرفتن رفتار دینامیکی این مدل زمان‌های نمونه‌برداری مورد نیاز انتخاب شده و با شیوه مناسبی مدل به فضای گسسته منتقل گردد. استفاده از مدل زمان گسسته با توجه به وجود پردازنده‌های دیجیتالی جهت پیاده‌سازی روش کنترل دیجیتالی لازم و حیاتی می‌باشد، بنابراین بایستی ابتدا سیستم به فضای گسسته منتقل شود و کنترل گرهای مناسب مدل دیجیتالی طراحی شوند. [۲۳ و ۲۴]

برای تبدیل معادلات در حوزه زمان پیوسته به گسسته باید دقت کرد که عملگرهای مشتق (S یا d/dt) در حوزه زمان گسسته معادل چه روابطی می‌باشند. برای پاسخ به این موضوع یک سیستم بسیار ساده دارای یک انتگرال گیر را به صورت زیر فرض کنید:

$$C(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{S} \quad (۱۱-۲)$$

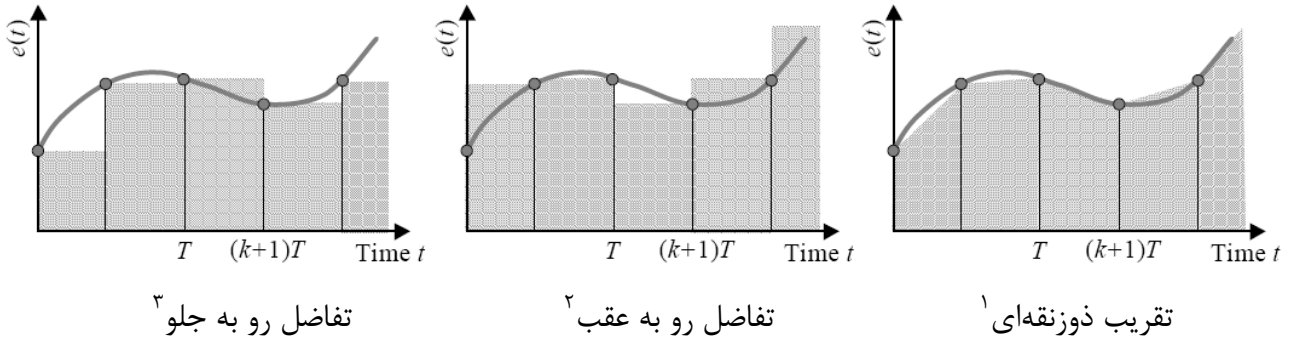
جواب معادله فوق به صورت زیر در حوزه زمان خواهد بود:

$$u(t) = u(t_0) + \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau$$

که با در نظر گرفتن نمونه‌برداری‌های انجام شده در حوزه زمان خواهیم داشت:

$$u((k+1)T) = u(T) + \int_T^{(k+1)T} e(\tau) d\tau$$

جهت تقریب انتگرال فوق می‌توان از یکی از سه شیوه مطرح شده در شکل ۱۱-۲ استفاده کرد.



شکل ۲-۱۱- شیوه‌های متفاوت تقریب انتگرال گسسته

روابط ریاضی مربوط به تقریب‌ها به صورت زیر خواهد بود و T دوره تناوب نمونه‌برداری می‌باشد.

$$u(k+1) \approx u(k) + e(k)T \quad \text{۱- تفاضل رو به جلو}$$

$$u(k+1) \approx u(k) + e(k+1)T \quad \text{۲- تفاضل رو به عقب}$$

$$u(k+1) \approx u(k) + \frac{e(k+1) + e(k)}{2} T \quad \text{۳- تقریب ذوزنقه‌ای (تبدیل تاستین^۴)}$$

با توجه به روابط فوق، تابع تبدیل پله به صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$C(z) = \frac{T}{z-1} = \frac{Tz^{-1}}{1-z^{-1}} \quad \text{تفاضل رو به جلو:}$$

$$C(z) = \frac{Tz}{z-1} = \frac{T}{1-z^{-1}} \quad \text{تفاضل رو به عقب:}$$

$$C(z) = \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1} = \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad \text{تقریب ذوزنقه‌ای:}$$

با جایگذاری روابط بالا می‌توان گفت عملگر S در حوزه زمان پیوسته با هر یک از تقریب‌های

مطرح شده معادل ذیل را خواهد داشت:

$$S \rightarrow \frac{z-1}{T} \quad \text{تفاضل رو به جلو:}$$

$$S \rightarrow \frac{z-1}{Tz} \quad \text{تفاضل رو به عقب:}$$

$$S \rightarrow \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad \text{تقریب ذوزنقه‌ای:}$$

¹ - trapezoidal approximation

² - Backward difference

³ - Forward difference

⁴ - Tustin's Approximation

به عنوان مثال می‌خواهیم تابع تبدیل زیر را با زمان نمونه‌برداری ۰.۵ و ۱ ثانیه با هر سه شیوه به فضای گسسته نگاشت کنیم و تفاوت استفاده از هر سه شیوه و اثرات آن را مشاهده کنیم.

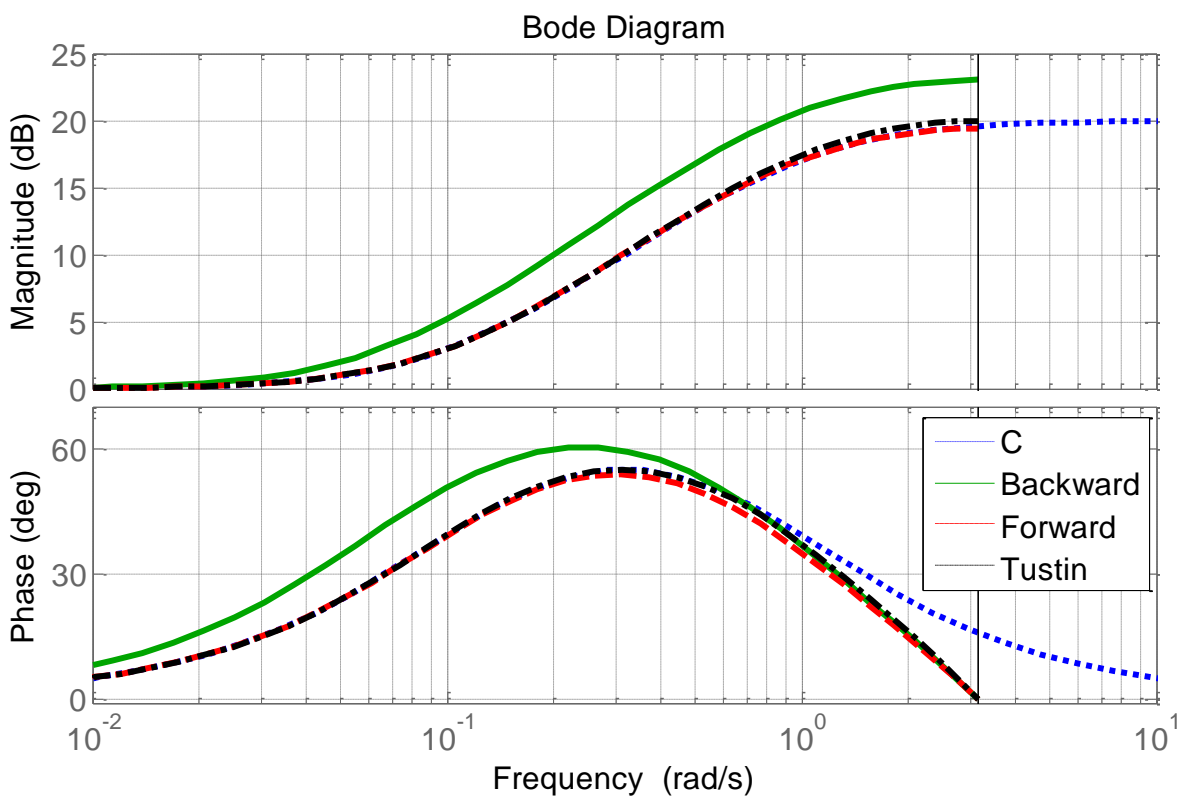
$$C(s) = \frac{10s + 1}{s + 1}$$

$$C(z) = \frac{10z - (10 - T)}{z - (1 - T)} \quad -1$$

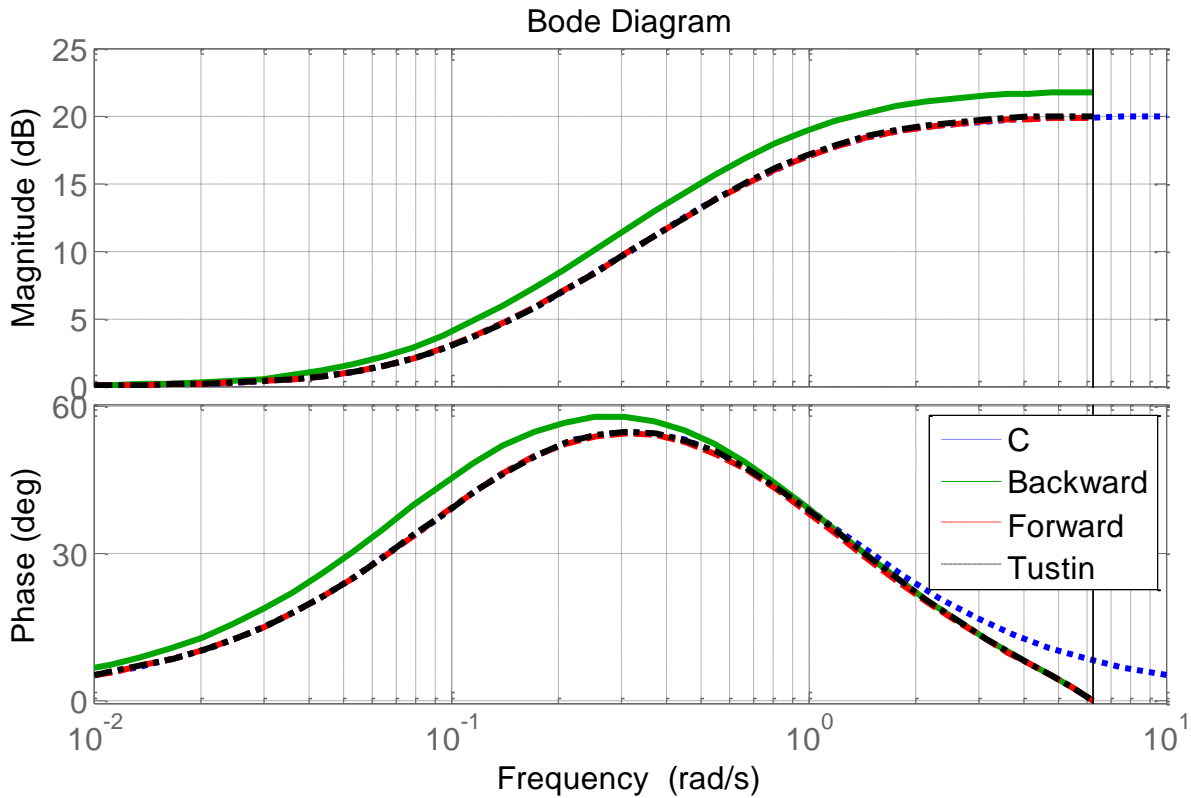
$$C(z) = \frac{(10 + T)z - 10}{(1 + T)z - 1} \quad -2$$

$$C(z) = \frac{(20 + T)z - (20 - T)}{(2 + T)z - (2 - T)} \quad -3$$

شکل ۲-۱۲ دیاگرام بود تابع تبدیل اصلی و معادل‌های دیجیتالی آن را با زمان نمونه‌برداری ۱ ثانیه و شکل ۲-۱۳ با زمان نمونه‌برداری ۰.۵ ثانیه نمایش می‌دهد.



شکل ۲-۱۲- دیاگرام بود سیستم دیجیتالی نمونه با زمان نمونه‌برداری ۱ ثانیه



شکل ۲-۱۳- دیاگرام بود سیستم دیجیتالی نمونه با زمان نمونه برداری ۰.۵ ثانیه

با بررسی دقیق تر شکل های فوق می توان دید که استفاده از زمان نمونه برداری کوچک تر و به طبع آن فرکانس نمونه برداری بالاتر، تقریب بهتری از سیستم زمان پیوسته ارائه می دهد. همچنین تفاوت بین سیستم زمان گسسته و پیوسته نزدیک به یک دهه پیش تر از فرکانس نایکوئیست^۱ شروع به افزایش داشته است. این موضوع می تواند این نکته را اشاره کند که باید در سیستم های عملی نرخ مناسب نمونه برداری در صورت امکان حدود ۸ برابر بزرگ تر از سریع ترین قطب سیستم باشد تا سیستم به طور کامل با معادل زمان پیوسته مطابقت داشته باشد.

همچنین با مقایسه بین روش های مختلف تقریب می توان مشاهده کرد که شیوه تاستین نزدیک ترین جواب را به سیستم واقعی خواهد داشت اما پیاده سازی آن به دلیل افزایش مرتبه مدل تابع دیجیتالی ناشی از این روش، قدری دشوار تر است. همچنین مبدل های آنالوگ به دیجیتال در سیستم های عملی بر اساس روش تفاضل رو به جلو نمونه برداری می کنند که این موضوع ما را در انتخاب شیوه

¹ - Nyquist Frequency

تبدیل محدود خواهد کرد. علاوه بر این سیگنال کنترل همواره در زمان نمونه برداری ثابت خواهد ماند که این موضوع نشان دهنده شباهت سیستم نمونه برداری عملی با روش ZOH است.

اکنون با مقدمات مطرح شده در مورد نحوه نگاشت توابع تبدیل مبدل به فضای دیجیتال می توانیم تمامی محاسبات را به حوزه زمان گسسته برده و از معادلات تفاضلی^۱ سیستم به جای معادلات دیفرانسیلی بهره گیریم.

۲-۸- خلاصه فصل

در این فصل جزئیات و آنالیزهای مربوط به مدل سازی و تبدیل به حوزه زمان گسسته مبدل مطرح گردید و در خلال این مدل سازی ها رفتار دینامیکی قطب های مبدل نیز به صورت مختصر معرفی شد. مشاهده شد که تابع تبدیل مبدل باک دارای یک زوج قطب مختلط در سمت چپ محور موهومی می باشد و یک تابع تبدیل کمینه فاز می باشد. از طرف دیگر مبدل بوسست نیز دارای زوج قطب مزدوج مختلط در سمت چپ محور موهومی و صفر در سمت راست می باشد؛ بنابراین تابع تبدیل مبدل در وضعیت بوسست به صورت غیر کمینه فاز خواهد بود.

در پایان مروری بر روش های گسسته سازی توابع تبدیل مطرح شده و روش ZOH به دلیل شباهت های آن با مدل واقعی و قابلیت پیاده سازی آن در مبدل های آنالوگ به دیجیتال برگزیده شد.

¹ - Difference equation

فصل سوم:

مفاهیم کنترل تطبیقی

فصل ۳ - مفاهیم کنترل تطبیقی

۳-۱- مقدمه

کنترل تطبیقی عبارت است از مجموعه روش‌هایی برای تنظیم خودکار پارامترهای کنترل گر جهت رسیدن به پایداری مناسب و بهبود عملکرد سیستم در شرایط گوناگون. این روش کنترل، تکنیکی بسیار مناسب برای آن دسته از فرایندهایی که ناشناخته هستند یا پارامترهای آن‌ها با زمان تغییر می‌کند می‌باشد. مزیت اصلی این روش کنترل، استخراج ویژگی‌های ذاتی سیستم به کمک اندازه‌گیری ورودی‌ها و خروجی‌های فرایند می‌باشد. پیشرفت رایانه‌ها و پردازنده‌های دیجیتال و همچنین کاهش قیمت این پردازنده‌ها کمک زیادی به گسترش استفاده از کنترل گرهای تطبیقی در سیستم‌های عملی کرده و این پیشرفت در دهه‌های اخیر سرعت چشمگیر تری داشته است. [۱۸]

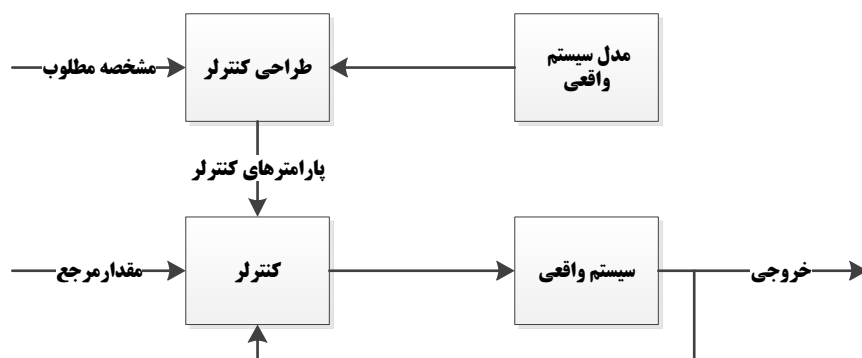
۳-۲- چرا کنترل تطبیقی؟

کنترل تطبیقی در درجه اول قادر است برای بهبود پاسخ‌های گذار و ماندگار فرایند، ضرایب کنترل گر را به گونه‌ای تغییر دهد که پاسخ واقعی سیستم تا حد ممکن به پاسخ مطلوب نزدیک کند. از طرف دیگر، شرایطی را در نظر بگیرید که پارامترهای فرایند نامعلوم بوده اما در طی زمان ثابت هستند. در این شرایط ممکن است ساختار کنترل گر چندان وابسته به مقدار این پارامترها نباشد اما به طور قطع می‌توان گفت که ضرایب کنترل گر برای دستیابی به پاسخ مطلوب به پارامترهای سیستم وابسته است. در این حالت تنها کنترل تطبیقی است که می‌تواند ضرایب کنترل گر را به صورت خودکار در یک سیستم حلقه بسته تنظیم کند و به پاسخ مطلوب همگرا شود. [۱۷]

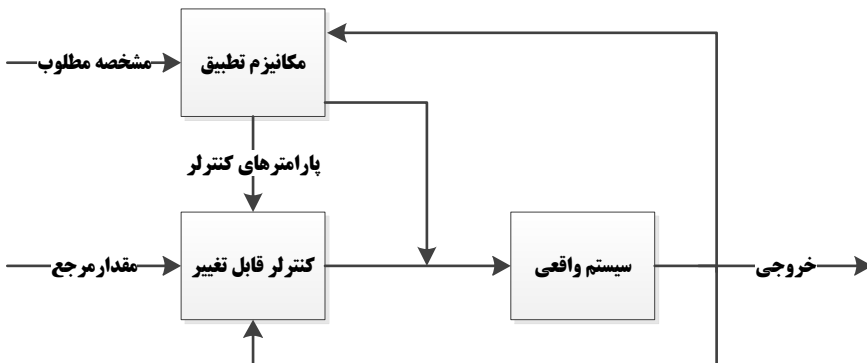
حال شرایط دیگری را در نظر بگیرید که مدل دینامیکی سیستم تا حدی معلوم باشد اما پارامترهای این مدل بتوانند در طی زمان تغییر کنند. این تغییرات می‌تواند ناشی از تغییر در شرایط محیطی فرایند (مثل دما، فشار، ولتاژ و...) و یا به خاطر ساده سازی و خطی سازی‌های انجام شده در زمان مدل‌سازی باشد. در صورتی که تغییرات بزرگی در پارامترهای سیستم رخ دهد

کنترل تطبیقی می‌تواند با ردیابی این تغییرات ضرایب کنترل گر را به گونه‌ای تغییر دهد که پاسخ سیستم همچنان در شرایط مطلوب باقی بماند.

در واقع تفاوت اساسی در سیستم‌های کنترل به روش تطبیقی با سیستم‌های کنترل معمولی پیشین در همین به‌روز رسانی ضرایب کنترل گر می‌باشد. شکل ۱-۳ و شکل ۲-۳ به صورت نمادین تفاوت این دو روش را نمایش می‌دهد. [۱۷]



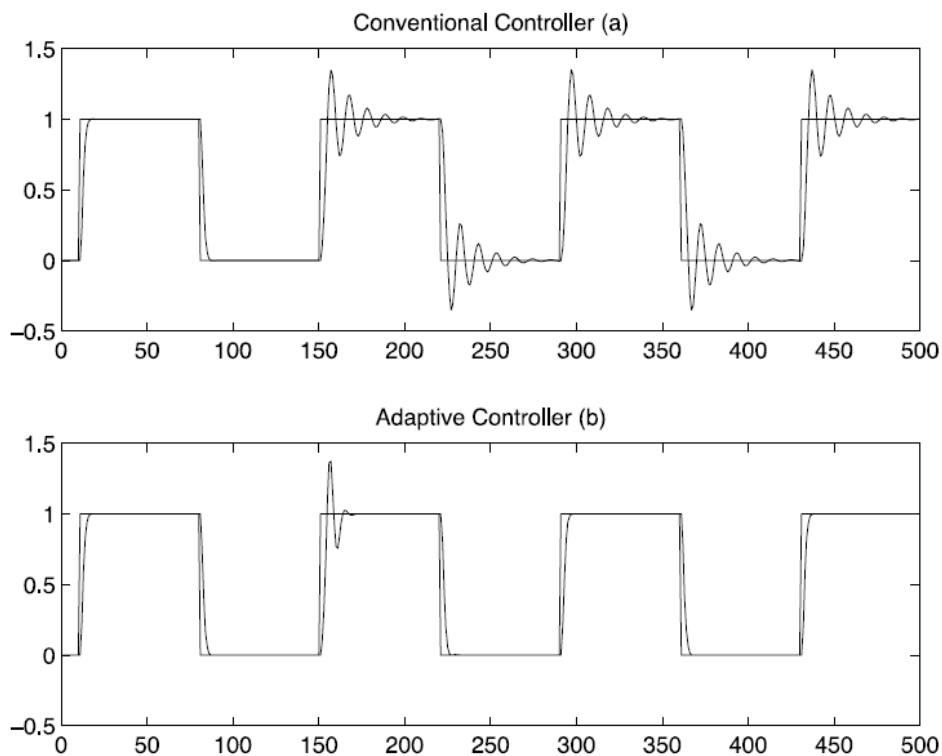
شکل ۱-۳- بلوک دیاگرام مکانیزم کنترل گرهای معمولی



شکل ۲-۳- بلوک دیاگرام مکانیزم کنترل گرهای تطبیقی

به عبارت دیگر در یک کنترل گر تطبیقی با تغییر پارامترهای سیستم کنترلی می‌توان گفت تقریباً مشخصه عملکرد سیستم و کیفیت پاسخ سیستم ثابت می‌ماند اما در کنترل گرهای پس خوری کلاسیک با تغییر رفتار سیستم - چنان که نتیجه کلی سیستم همچنان پایدار بماند - حداقل می‌توان ادعا کرد که دیگر خروجی با همان کیفیت مطلوب طراحی شده تولید نمی‌شود. بدیهی است در کنترل گرهای تطبیقی باید مدت زمانی را برای شناسایی سیستم با پارامترهای

جدید در نظر بگیریم و سپس رفتار این دو کنترل گر را مقایسه کنیم. شکل ۳-۳ یک نمونه از تفاوت رفتار کنترل گر معمولی و کنترل تطبیقی را نشان می‌دهد. [۱۷]



شکل ۳-۳- مقایسه رفتار کنترل گر تطبیقی و معمولی در زمان تغییر پارامترهای مدل [۱۷]

در شکل ۳-۳ در لحظه ۱۰۰ تغییر یک‌باره در پارامترهای سیستم ایجاد می‌شود که پس از گذشت یک سیکل، شناسایی مجدد در سیستم کنترل تطبیقی انجام می‌شود و پاسخ مناسب تولید می‌گردد؛ اما کنترل گر معمولی قادر به تشخیص این تغییر نبوده و همچنان رفتار نامطلوب از خود نشان می‌دهند. درحالی‌که پیش از وقوع این تغییر هر دو شیوه کنترل نتایج یکسانی را داشته‌اند و به خوبی می‌توانستند سیستم را کنترل کنند.

۳-۳- انواع کنترل گرهای تطبیقی

با توضیحات مطرح شده در مورد لزوم استفاده از کنترل گرهای تطبیقی می‌توان چند نوع دسته‌بندی کلی برای آن‌ها مطرح کرد. در تمام انواع و اقسام کنترل گرهای تطبیقی می‌توان حالتی را در نظر بگیریم که ابتدا بلوک شناسایی سیستم، پارامترهای سیستم را در هر لحظه از زمان شناسایی می‌کند و در صورتی که تغییری در آن‌ها مشاهده شود، ضرایب کنترل گر جدید به

کمک بلوک مکانیزم تطبیق به صورتی تغییر می کنند که کیفیت عملکرد مطلوب همچنان ثابت باقی بماند. در روش دیگر بلوک شناسایی می تواند به طور مستقیم ضرایب کنترل گر را شناسایی کند به نحوی که به عملکرد مناسب برسد و هر زمان که تغییری در سیستم ایجاد می شود با شناسایی مستقیم ضرایب کنترل گر جدید به عملکرد مطلوب نزدیک شود. به روش اول کنترل تطبیقی غیرمستقیم^۱ و به روش دوم کنترل تطبیقی مستقیم^۲ گفته می شود.

با توجه به اینکه در روش غیرمستقیم ابتدا پارامترهای سیستم شناسایی می شود و سپس ضرایب کنترل گر از طریق مکانیزم تطبیق اصلاح می شود این روش حجم محاسباتی بیشتری نسبت به روش غیرمستقیم دارد. [۱۷ و ۱۸]

تا بدین جا می توان گفت که کنترل گره های تطبیقی در شرایطی که دینامیک فرایند متغیر بوده و این تغییرات از قبل قابل پیش بینی نیست، بسیار مفید می تواند باشد؛ اما همواره باید به این موضوع دقت کرد که کنترل گر تطبیقی فقط قادر به شناسایی پارامترهای سیستم بر اساس مدلی که در ابتدا برای آن تنظیم شده است می باشد و نمی تواند رفتار دینامیکی سیستم از قبیل تعداد صفرها و قطب های تابع تبدیل را مشخص کند؛ بنابراین برای استفاده از کنترل گر تطبیقی لازم است تا اطلاعات کافی از مدل سازی دقیق سیستم از قبیل درجه صورت و مخرج تابع تبدیل بدست آوریم که این موضوع اهمیت مدل سازی صحیح را بیش از پیش پررنگ می کند.

در صورتی که دینامیک واقعی فرایند مرتبه ای بالاتر از مرتبه مدل ریاضی مفروض (تعداد قطب و صفرهای بیشتر در مدل واقعی) داشته باشد ممکن است در کنترل تطبیقی و شناسایی سیستم تمامی دینامیک های فرایند، شناسایی نشود و باعث ایجاد رفتار غلط در کنترل گر شود. همچنین اگر دینامیک واقعی مرتبه ای کمتر از دینامیک مدل داشته باشد، ممکن است دینامیک های اضافی در ابتدای زمان شناسایی در سیستم تشخیص داده شود. البته این موضوع غالباً با افزایش مدت زمان شناسایی سیستم به حذف شدن دینامیک های اضافی در بلوک شناسایی می انجامد و در حالت ایده آل مشکل خاصی را ایجاد نمی کند؛ اما در سیستم های عملی با توجه به محدودیت های پردازنده ها و حس گرهای یک مدار می توان گفت که در نظر گرفتن دینامیک های

¹ In-direct

² Direct

اضافی برای یک سیستم باعث افزایش حجم محاسبات و هزینه پیاده‌سازی می‌شود که چندان مطلوب نیست.

۳-۴- لزوم استفاده از کنترل گر تطبیقی در مبدل‌های الکترونیک قدرت

یک مبدل الکترونیک قدرت از اجزاء و المان‌های مختلفی از قبیل کلیدهای الکترونیکی، خازن‌ها، سلف‌ها، مقاومت‌ها و... تشکیل شده است. تمامی این عناصر توسط شرکت‌های سازنده مطابق با استانداردهای بین‌المللی ساخته شده و به بازار عرضه می‌شوند و مانند سایر محصولات همواره تفاوت‌هایی در فرایند ساخت این قطعات وجود دارد. به عنوان مثال خازن‌های الکترولیتی که در این‌گونه مبدل‌ها به طور عمده و برای ذخیره‌سازی انرژی استفاده می‌شود معمولاً دارای یک ظرفیت نامی هستند که بر روی خود قطعه درج می‌شود اما در صورتی که ظرفیت آن‌ها را به طور دقیق اندازه‌گیری کنیم به مقدار متفاوتی دست خواهیم یافت. این موضوع بسته به کیفیت ساخت محصول می‌تواند تفاوت‌های چشم‌گیری در ظرفیت خازن ایجاد کند. همچنین ظرفیت و طول عمر خازن‌های الکترولیت وابستگی زیادی به دمای کارکردشان دارد که باعث می‌شود مقدار ظرفیت آن‌ها در طول زمان متغیر شود. [۹]

علاوه بر این مدل واقعی تر یک خازن الکترولیت یا هر نوع خازن دیگر را می‌توان به صورت یک مقاومت سری با ظرفیت خازنی در نظر گرفت، چرا که در فرایند ساخت این عناصر از ورقه‌های روغنی استفاده می‌شود و در عمل مقاومت الکتریکی بین این لایه‌های به وجود می‌آید. مقدار این مقاومت که به آن ESR^1 گفته می‌شود در مورد خازن‌های الکترولیت در حدود میلی اهم است و مقدار دقیق آن به دما و کیفیت ساخت محصول وابسته است. بدیهی است خازنی‌هایی که کیفیت بالاتری دارند ESR آن‌ها کوچک‌تر است.

در مورد سلف‌های مورد استفاده در مبدل‌های الکترونیک قدرت نیز وضعیت به همین صورت می‌باشد. معمولاً برای ساخت اندوکتانس‌های مناسب در مدارهای الکترونیک قدرت از یک سیم‌پیچ که به دور هسته‌های از جنس پودر آهن^۲ پیچیده شده است استفاده می‌شود. این هسته‌ها

¹ - Equivalent Series Resistance

² - Iron Powder

به صورت حلقوی^۱ تولید می‌شوند و کیفیت‌های ساخت متنوعی دارند که مشخصه آن‌ها با دما و نقطه کار تغییر می‌کند. همچنین در مبدل‌های DC-DC جریان عبوری از سیم‌پیچی‌ها دارای یک مؤلفه DC می‌باشد که در شرایط مختلف بارگذاری مقدار آن می‌تواند متغیر باشد و از آنجا که تغییر این دامنه می‌تواند رفتار مغناطیسی مواد سازنده هسته را به طور موقت تغییر دهد باعث کاهش اندوکتانس موثر، در دامنه‌های جریان بالاتر می‌شود. به عنوان مثال در مورد هسته‌های پودر آهن حلقوی به رنگ سبز-آبی اندوکتانس حالت بی‌باری چیزی حدود ۲۵ درصد بیشتر از زمانی است که چگالی شار نامی از هسته سیم‌پیچ عبور می‌کند. دقت کنید این موضوع در شرایطی است که هسته همچنان در ناحیه تقریباً خطی قرار دارد و در صورتی که شرایطی برای مبدل رخ دهد که وارد ناحیه اشباع هسته شود قطعاً دامنه این تغییرات بسیار بزرگ‌تر خواهد بود.

تغییرات مقادیر در مورد عناصر الکترونیک قدرت و کلیدها با توجه به اینکه از جنس نیمه‌هادی می‌باشند معمولاً بسیار ناچیز و قابل صرف‌نظر است اما همچنان این عناصر نیز با افزایش دمای مبدل نیز دچار تغییراتی، همچون افزایش مقاومت زمان هدایت می‌شوند. با توجه به اینکه میزان این تغییرات نسبت به سایر عناصر مدار بسیار کوچک‌تر است می‌توان از اثرات آن‌ها صرف‌نظر کرد.

در انتها فرض کنیم با چشم‌پوشی از تفاوت‌های مراحل ساخت و تغییرات مقادیر عناصر مبدل موفق به طراحی کنترل‌گر معمولی شده باشیم که عملکرد مطلوب را در بار نامی مبدل ایجاد کند، اما همچنان امکان تغییر در میزان بار خروجی مبدل یا ولتاژ ورودی آن و یا حتی تغییرات ولتاژ مرجع خروجی وجود خواهد داشت. این تغییرات می‌تواند نقطه کار مبدل را به شدت تغییر داده و پارامترهای فرایند را تغییر دهد. شرایط فوق در ذات مبدل‌های الکترونیک قدرت وجود دارد و هیچ راه‌گریزی برای آن وجود نخواهد داشت مگر اینکه وضعیت سیستم در هر لحظه از زمان مورد سنجش و ارزیابی قرار بگیرد و رفتار کنترلی مناسب اتخاذ شود. [۲۸-۲۵]

برای روشن‌تر شدن موضوع در این قسمت می‌خواهیم تأثیر تغییرات المان‌های خازن، سلف و متغیرهایی مثل بار خروجی و در نتیجه آن زمان وظیفه سوئیچ‌ها را بر روی مکان ریشه‌های مدل مبدل باک بوست مستقیم نشان دهیم. در این شرایط فرض شده است مدل

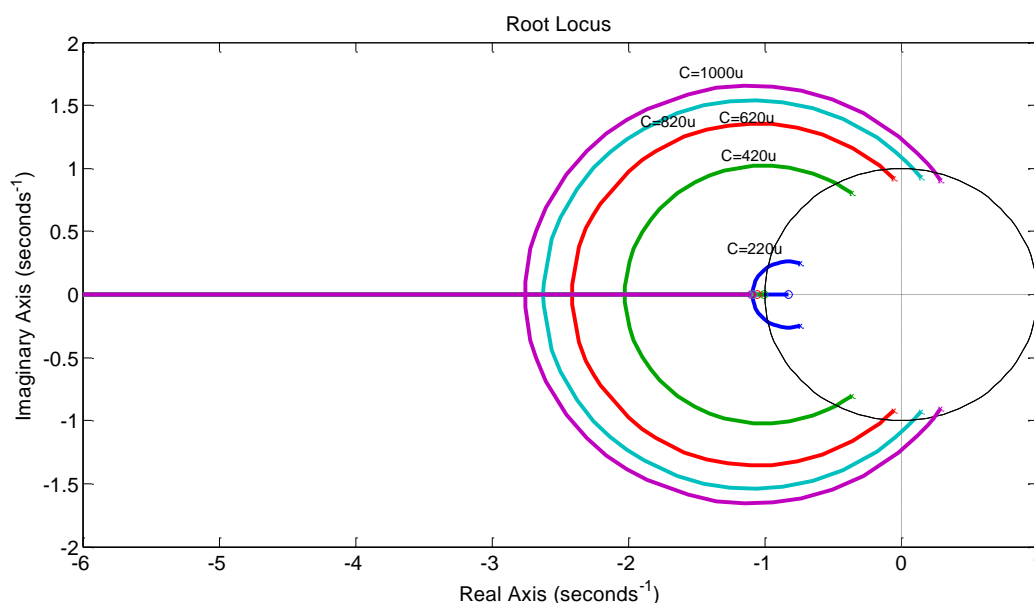
¹ - Toroidal Core

بارگذاری مبدل اهمی خالص می‌باشد، بدیهی است که بارگذاری که دارای ویژگی‌ها خازنی یا سلفی باشند نیز باعث تغییر در پارامترهای سیستم می‌شوند.

۳-۴-۱- تغییرات ظرفیت خازنی مبدل

با توجه به طراحی‌های انجام‌شده در بخش طراحی عناصر مبدل، مقدار ظرفیت نامی خازنی مورد نیاز را در حدود ۴۷۰ میکرو فاراد بدست آورده ایم که در این قسمت می‌خواهیم تأثیر تغییرات این ظرفیت از ۲۲۰ میکرو فاراد تا ۱۰۰۰ میکرو فاراد را بررسی کنیم. در تمامی حالات ولتاژ ورودی ۱۰ ولت و ولتاژ خروجی ۱۵ ولت می‌باشد و در خروجی مبدل مقاومت ۵ اهمی متصل است.

با توجه به اینکه در این پایان‌نامه قصد داریم تا از پردازنده‌های دیجیتالی برای شناسایی و کنترل تطبیقی مبدل استفاده کنیم از این پس توابع تبدیل سیستم دیجیتالی را در نظر خواهیم گرفت. در این قسمت فرض شده است زمان نمونه‌برداری در حدود ۰.۱ میلی‌ثانیه می‌باشد.



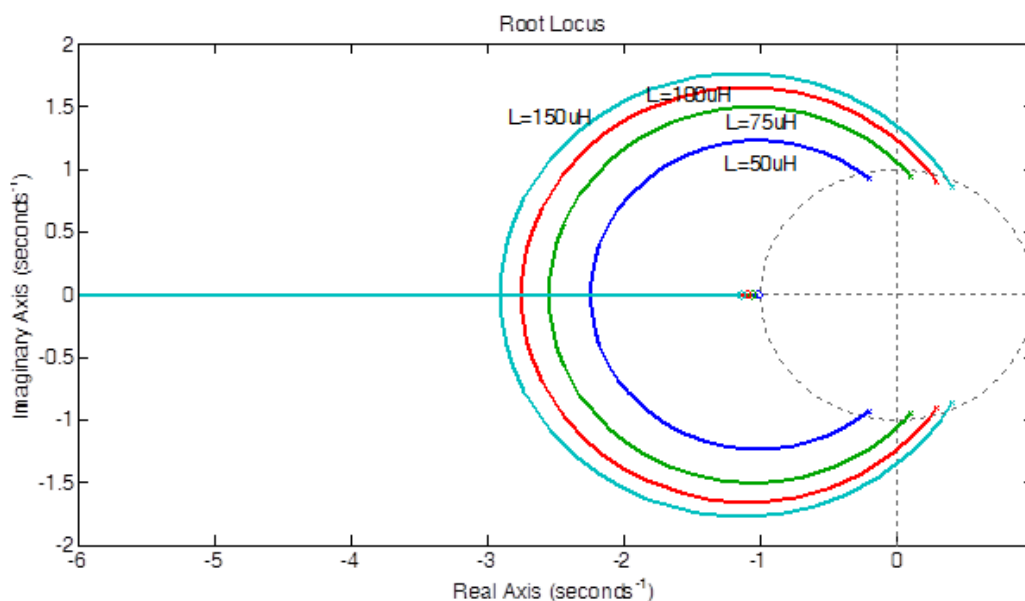
شکل ۳-۴- تغییرات مکان ریشه مبدل بوسه بر حسب تغییرات ظرفیت خازن خروجی

مشاهده می‌شود که با تغییر ظرفیت خازنی مبدل، نه تنها محل صفرها و قطب‌های مبدل در حالت بوسه تغییر می‌کند بلکه به دلیل جابجایی در نواحی قطب‌ها شکل مکان ریشه‌های مبدل نیز دچار تغییرات اساسی شده است که پایداری آن در شرایط مختلف و با کنترل گری ثابت

لروما تضمین شده نمی‌باشد و یا در صورتی که کنترل گری طراحی شود که پایداری را تضمین کند کیفیت پاسخ خروجی آن همواره مناسب نخواهد بود. با توجه به اینکه پیاده‌سازی‌های انجام‌شده در حوزه زمان گسسته می‌باشد، در این بخش از توابع تبدیل دیجیتالی مبدل استفاده‌شده است تا درک بهتری از وقایع داشته باشیم.

۳-۴-۲- تغییرات ظرفیت سلف مبدل

در این قسمت قصد بررسی تأثیر تغییرات مقدار سلف مبدل را بر روی محل قطب‌ها و صفرهای سیستم و همچنین مکان ریشه‌های سیستم جدید پرداخته می‌شود. با توجه به شرایطی که در قسمت قبل برای مبدل در نظر گرفته شده است، فرض می‌کنیم ظرفیت سلف مبدل از میزان ۵۰ تا ۱۲۵ میکروهنری قابل تغییر باشد. شکل ۳-۵ مکان ریشه‌های مبدل را با وجود این تغییرات نشان می‌دهد.



شکل ۳-۵- تغییرات مکان ریشه‌های مبدل بوست بر حسب تغییرات اندوکتانس مبدل

مشابه با تغییر در ظرفیت خازنی مبدل می‌توان ملاحظه کرد که اندازه سلف مبدل نیز بر روی مکان ریشه‌ها تأثیر بسزایی خواهد داشت و لزوم به کار بردن یک تکنیک شناسایی مناسب در کنترل مبدل دیده می‌شود.

به طور خلاصه می‌توان گفت که با ایجاد کوچک‌ترین تغییر در یکی از پارامترهای مبدل تا حدود زیادی مکان ریشه‌های تابع تبدیل آن تغییر خواهد داشت به طوری که ممکن است سیستم

را اساساً به سمت ناپایداری ببرد. این تغییرات به صورت دلخواه می‌تواند در ظرفیت خازن یا سلف مبدل و یا تغییرات در میزان بارگذاری آن باشد و در صورتی که اثرات آن‌ها در سیستم کنترل ملاحظه نشود می‌تواند موجب عملکرد نامطلوب و یا ناپایداری سیستم شود.

۳-۵- شناسایی سیستم

الگوریتم‌های شناسایی سیستم در بخش‌های عمده‌ای از علوم گوناگون مورد استفاده قرار گرفته است و هم اکنون در زمینه پردازش سیگنال‌ها و کنترل تطبیقی نقش بسیار حیاتی را ایفا می‌کند. هدف الگوریتم شناسایی سیستم، دستیابی به دینامیک یک فرایند بر اساس داده‌های اندازه‌گیری شده می‌باشد. به بیان دیگر، شناسایی سیستم می‌تواند مدل ریاضی بسیار نزدیکی به مدل واقعی سیستم را به کمک اندازه‌گیری داده‌های ورودی و خروجی محاسبه کند. در این روش، یک سیگنال با غنای کافی^۱ به سیستم داده می‌شود و خروجی سیستم به ازای این ورودی اندازه‌گیری می‌شود. علت استفاده از چنین سیگنالی را می‌توان در لزوم تحریک تمامی مدهای سیستم یافت، به طوری که این سیگنال باید قادر باشد به نحوی اثر تمام دینامیک‌های سیستم را به خروجی برساند تا امکان شناسایی آن‌ها وجود داشته باشد. به طور کلی سیستم در این روش به صورت یک جعبه دیده می‌شود که الگوریتم شناسایی قصد دارد تا خطای بین خروجی سیستم واقعی و مدل ریاضی مفروض را به حداقل برساند. [۳۰-۱۶و۲۵]

۳-۵-۱- انواع روش‌های شناسایی

دو دسته‌بندی کلی در حال حاضر برای شناسایی سیستم‌ها به صورت بر روی خط^۲ و یا خارج خط^۳ وجود دارد که به شرح ذیل می‌باشند:

۱- شناسایی (بر روی خط): در این روش داده‌های اندازه‌گیری شده به صورت لحظه‌ای برای شناسایی سیستم مورد استفاده قرار می‌گیرد. بدین معنی که یک ورودی با غنای کافی به سیستم اعمال می‌شود و در هر لحظه از زمان که سیستم در حال فعالیت می‌باشد، الگوریتم شناسایی سیستم به شناسایی پارامترها مشغول خواهد بود. در ابتدا به کمک یکی از روش‌های شناسایی،

¹ - Persistly Excited

² - Online

³ - Offline

موسوم به حداقل مربعات بازگشتی (RLS)^۱ که یکی از روش‌های شناخته‌شده و معروف در زمینه شناسایی سیستم‌ها می‌باشد پارامترها شناسایی می‌شود و سپس به کمک مکانیزم تطبیق پارامترهای کنترل گر اصلاح می‌گردد. در روش بر روی خط لازم است پردازنده قادر باشد به صورت زمان واقعی^۲ داده‌های مورد نیاز را نمونه‌برداری کند و پردازش لازم جهت شناسایی پارامترها را انجام دهد. در سیستم‌هایی که تغییرات پارامترهای فرایند سریع باشد یا دینامیک‌های سریع و دائمی در ذات سیستم وجود دارد از روش شناسایی آنلاین می‌بایستی استفاده کرد اما لازمه آن بهره‌گیری از پردازنده‌های با سرعت‌های بالاتر خواهد بود. [۲۵]

۲- شناسایی خارج خط: در روش شناسایی خارج خط، داده‌های مورد نیاز یک مرتبه با اعمال همان سیگنال با غنای کافی اندازه‌گیری و ذخیره می‌شود و سپس به کمک روش شناسایی سیستم پارامترها شناسایی می‌شوند. زمانی که مقادیر واقعی این پارامترها معین شد می‌توان کنترل گر را به گونه‌ای طراحی کرد که عملکرد مطلوب را داشته باشد. این روش در مورد سیستم‌هایی که مدل آن‌ها به صورت ناشناخته است اما در طی زمان دچار تغییر نمی‌شوند می‌تواند مفید باشد؛ زیرا محاسبات شناسایی سیستم و طراحی کنترل گر یک بار و به صورت دقیق انجام می‌شود و به پردازنده‌های با قدرت بالا نیازی نخواهیم داشت. [۲۵]

۳-۵-۲- شناسایی پارامتری و غیر پارامتری

مدل خطی سازی شده یک سیستم را می‌توان به دو شیوه تخمین پارامتری^۳ و تخمین غیر پارامتری^۴ توصیف کرد.

در روش غیر پارامتری غالباً یا از سیگنال‌های پاسخ گذرا یا از روش‌های آنالیز همبستگی برای شناسایی پاسخ پله سیستم استفاده می‌شود و یا به کمک آنالیز فرکانسی و تبدیل فوریه به منظور شناسایی رفتار فرکانسی سیستم می‌توان بهره برد. مزیت اصلی روش غیر پارامتری این است که در این روش هیچ‌گونه دانش پیشینی از فرایند جهت شناسایی نیاز نیست و می‌توان این روش را مستقیماً بر روی سیستم و بدون هیچ‌گونه آگهی از ذات آن پیاده‌سازی کرد.

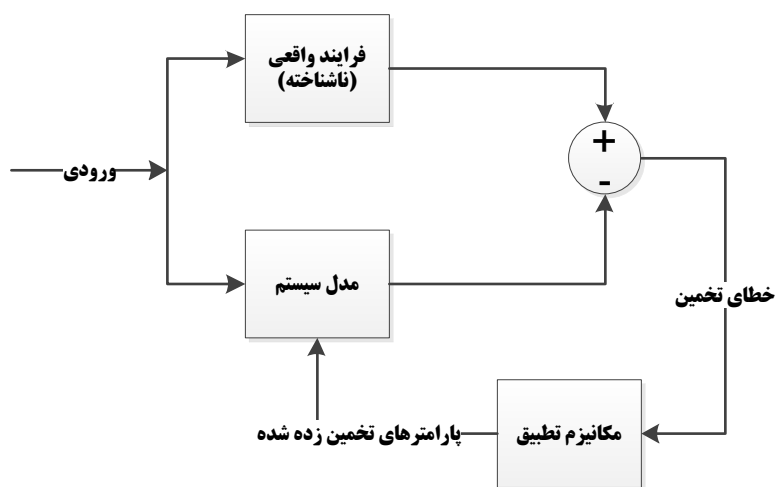
^۱ - Recursive Least Square

^۲ - Real Time

^۳ - Parametric

^۴ - Non- Parametric

از سوی دیگر این روش پیچیدگی‌های فنی و محاسباتی برای پیاده‌سازی موثر یک الگوریتم شناسایی در واقعیت خواهد داشت که در سیستم‌های عملی قدری آن را دشوار می‌کند. فرایند شناسایی به روش غیر پارامتریک نسبت به نویز و سیگنالی که باید سیستم را تحریک کند به مراتب حساس‌تر است، بنابراین در این روش به تعداد زیادی از داده‌ها و نمونه‌برداری‌ها برای حذف اثرات نویز و سیگنال نامطلوب نیاز خواهیم داشت و در نتیجه شناسایی سیستم زمانی زیادی را صرف خواهد کرد. این موضوع باعث می‌شود تا این روش محدودیت‌هایی در مورد شناسایی تغییرات سریع در پارامترهای سیستم را داشته باشد، همچنین این موضوع باعث می‌شود تا نتوان به صورت دائمی شناسایی سیستم که بخش بسیار مهمی از کنترل تطبیقی است را انجام داد و در برخی شرایط مجبور هستیم که برای پوشش این مدت زمان طولانی مورد نیاز از سخت‌افزارهای با قابلیت‌های بسیار بالاتر استفاده کنیم. شکل ۳-۶ ساختار رایج مورد استفاده در شناسایی سیستم‌ها را نمایش می‌دهد.



شکل ۳-۶- بلوک دیاگرام کلی شناسایی پارامتری یک فرایند

علاوه بر این عدم صحت در شناسایی دینامیک فرایند در مورد سیستم‌های زمان گسسته می‌تواند بیشتر باشد که نتیجه تقریب‌های انتقال از حوزه S به Z یا تأثیر کوانتیزه^۱ کردن سیگنال‌ها است. در سیستم‌های حلقه بسته و دارای پس‌خور سیگنال خروجی به ورودی وابستگی لحظه‌ای دارد و بنابراین روش شناسایی در مورد سیستم‌های دارای حلقه بسته نکات حساس‌تری

^۱ - Quantization

دارد. چرا که ویژگی‌های رفتاری حوزه فرکانس آن‌ها می‌تواند بسیار متفاوت باشد؛ بنابراین هرگونه وابستگی بین سیگنال ورودی و خروجی مدل می‌تواند مشکل‌ساز باشد. [۳۰]

در شناسایی پارامتریک، یک مدل ریاضی برای فرایند فرض می‌شود و سپس بر اساس اطلاعات استخراج‌شده از ورودی‌ها و خروجی‌های سیستم پارامترهای مدل تعیین می‌شود؛ بنابراین شناسایی پارامتریک سیستم وابسته به داشتن آگاهی از درجه صفرها و قطب‌های فرایند می‌باشد. در نهایت در این روش هدف اصلی شناسایی و تخمین بهترین پارامترهایی است که توصیف‌کننده رفتار سیستم می‌باشند، بر همین معیار نیاز است تا تابع هزینه مناسبی را تعریف کرده و مقدار آن را در الگوریتم شناسایی حداقل کنیم. روش شناسایی RLS همواره به دنبال حداقل کردن خطای ما بین خروجی تولیدشده توسط مدل ریاضی و فرایند واقعی می‌باشد و تابع هدف آن حداقل کردن این خطا خواهد بود. به این خطا، خطای تخمین گفته می‌شود.

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) \quad (1-3)$$

مزیت اصلی تخمین پارامتریک فرایندها در امکان استفاده از کنترل گرهای پیشرفته در کنار شیوه‌های تخمین پارامترها می‌تواند باشد. علاوه بر این، امکان پیاده‌سازی مستقیم کنترل گر دیجیتال در حوزه Z وجود خواهد داشت که باعث کاهش اثرات خطاهای ناشی از تبدیل از حوزه پیوسته به گسسته می‌شود. مهم تر از همه این روش می‌تواند به صورت زمان واقعی و بدون توجه به اثرات سیستم حلقه بسته یا نویزهای موجود شناسایی را انجام دهد. [۲۷]

۳-۵-۳ - ساختارهای مدل در شناسایی پارامتریک

همان طور که در بخش‌های قبل آورده شد قدم اولیه در شناسایی پارامتریک، انتخاب مدل مناسبی از فرایند است به طوری که بتوان توصیفی از رفتار دینامیکی سیستم واقعی را بیان کرد. بیان ریاضی معادلات یک سیستم را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$y(n) = G(z)u(n) + H(z)e(n) \quad (2-3)$$

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)F(z)}$$

$$H(z) = \frac{C(z)}{A(z)D(z)}$$

که در آن:

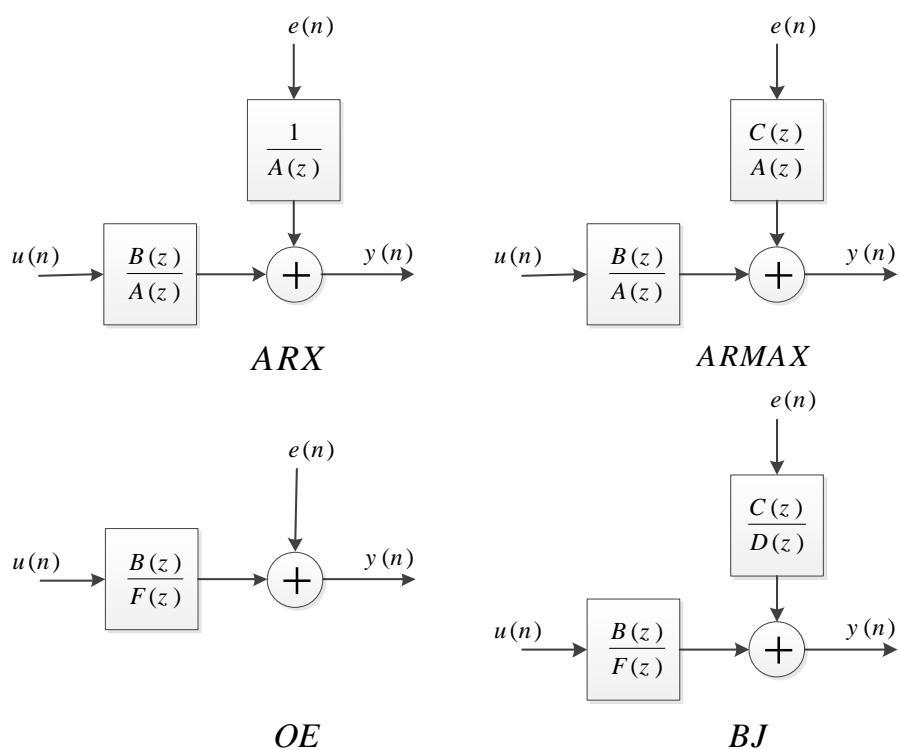
و با جایگذاری در رابطه (۲-۳) خواهیم داشت:

$$y(n) = \frac{B(z)}{A(z)F(z)}u(n) + \frac{C(z)}{A(z)D(z)}e(n) \quad (۳-۳)$$

و در آن سیگنال خروجی، $u(n)$ ورودی و $e(n)$ سیگنال نویز می باشد.

۳-۵-۴ - انواع مدل های توصیف فرایند

برای شناسایی سیستم ها به صورت پارامتریک می توان یکی از چهار ساختار معروف شکل ۳-۷ را برای مدل سازی سیستم در نظر گرفت. خواص دینامیکی سیستم و اغتشاشات بیرونی موثرترین فاکتورها در انتخاب یکی از مدل های زیر برای توصیف سیستم می باشند. [۱۷]



شکل ۳-۷ - ساختارهای مدل سازی در شناسایی پارامتریک [۱۷]

ساختار ARX^1 یکی از مشهورترین مدل‌ها برای توصیف یک فرایند می‌باشد که با نام مدل معادله خطا نیز شناخته می‌شود. پارامتر نویز $e(n)$ به تابع تبدیل ورودی خروجی مدل وارد می‌شود؛ بنابراین با تلاش برای حداقل کردن خطای تخمین از روی داده‌های ورودی و خروجی، می‌توان به شناسایی سیستم پرداخت و به همین دلیل این مدل در توصیف بسیاری از فرایندها مورد استفاده قرار می‌گیرد.

در مدل $ARMAX^2$ ورودی نویز، مدل مشابهی از دینامیک بین ورودی و خروجی فرایند را شامل می‌شود، بنابراین تخمین ضرایب و پارامترهای فرایند ممکن است دارای بایاس باشد. در واقع این مدل به گونه‌ای است که هرگونه نویز سفید را به نویز رنگی تبدیل کرده و در خروجی اثری از آن را ایجاد می‌کند، این وضعیت باعث می‌شود تا تخمین پارامترها به یک طرف متمایل شوند (دارای بایاس³ باشند)؛ اما می‌توان به کمک روش‌های شناسایی بدون بایاس، علاوه بر شناسایی صحیح سیستم تابع تبدیل اغتشاشات و نویز را نیز شناسایی کرد؛ به عبارت دیگر در نظر گرفتن مدل $ARMAX$ به جای مدل ARX انعطاف‌پذیری بیشتری دارد و توصیف دقیق تری را می‌تواند ارائه دهد.

با توجه به این حقیقت که صورت تابع تبدیل مدل نویز $C(z)$ ممکن است اثر دینامیک فرایند در مخرج تابع تبدیل $A(z)$ را خنثی کند می‌تواند برای دستیابی مستقیم به دینامیک فرایند و بدون تأثیرگذاری دینامیک نویز از مدل‌های OE^4 و BJ^5 استفاده کرد. در این مدلها دینامیک نویز و فرایند اصلی از هم مستقل هستند اگرچه که در مدل OE فقط مدل سیستم توصیف می‌شود و سیگنال نویز به طور مستقیم در خروجی دیده شده است که در نتیجه دینامیکی برای اغتشاش در آن در نظر گرفته نشده است.

در این پروژه با توجه به اینکه قصد داشتیم تنها به مدل سازی توابع تبدیل بین ولتاژ خروجی و زمان وظیفه کلیدها پردازیم برای توصیف فرایند از مدل OE بهره می‌بریم. در صورتی که بخواهیم اثرات رفتار دینامیکی ولتاژ ورودی مبدل را نیز در مدل سازی و کنترل تطبیقی دخیل

¹ - Auto-Regression With Extra input

² - Auto-Regression Moving Average with Extra input

³ - Bias

⁴ - Output Error

⁵ - Box-Jenkin

کنیم لازم است تا از مدل های ARX و یا ARMAX استفاده کنیم. بدیهی است در صورتی که از یکی از این دو مدل استفاده شود لازم است تا فرایند شناسایی سیستم علاوه بر تابع تبدیل ولتاژ خروجی و زمان وظیفه کلید بر روی تابع تبدیل ولتاژ خروجی و ولتاژ ورودی مبدل نیز انجام شود. همچنین مدل سازی های فوق به دو دسته کلی دیگر نیز تقسیم می شود:

۱- جعبه سیاه^۱ - ۲- جعبه خاکستری^۲

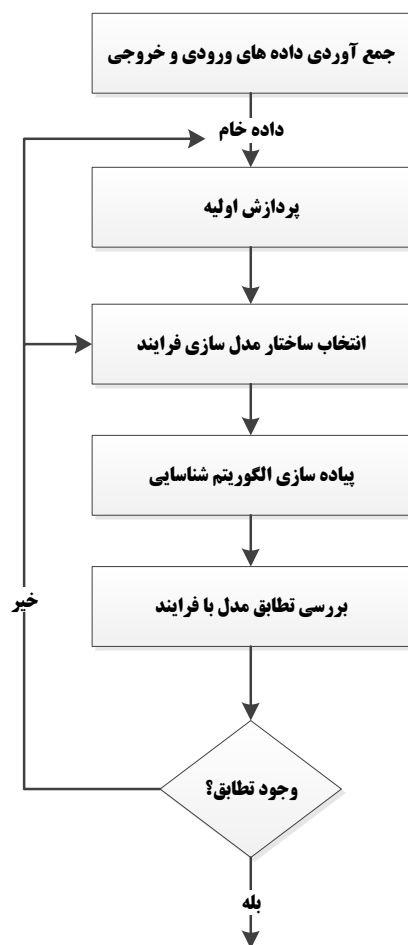
در مدل جعبه سیاه در زمان شناسایی سیستم هیچ گونه اطلاعات پیشینی از دینامیک سیستم مشخص نیست و انتخاب نوع مدل فقط می تواند بر پایه داده های ورودی و خروجی می باشد. در مدل خاکستری دینامیک سیستم و ساختار آن تا حدودی از پیش مشخص شده است و تنها مجهولات مسئله ضرایب و پارامترهای مدل اند. این اطلاعات اولیه می تواند کمک شایانی به انتخاب صحیح مدل فرایند و آسان کردن شناسایی سیستم کند، ولی لازمه آن شناسایی و مدل سازی ریاضیاتی فرایند می باشد. به عنوان مثال در مورد بیشتر مبدل های الکترونیک قدرت می توان از مدل جعبه خاکستری استفاده کرد، زیرا معمولاً مدل دینامیکی این گونه فرایندها به کمک روش معادلات حالت میانگین از پیش قابل استخراج می باشد و فقط نیاز به شناسایی پارامترهای سیستم وجود دارد. [۲۲]

۳-۵-۵ - مراحل شناسایی سیستم

در این بخش قصد داریم تا مراحل لازم جهت شناسایی پارامتریک یک فرایند را شرح دهیم. همان طور که در شکل ۳-۸ نمایش داده شده است شناسایی سیستم از چهار مرحله اصلی تشکیل می شود. این فرایند با اندازه گیری داده های ورودی و خروجی سیستم ناشناخته آغاز می شود. در این مرحله انتخاب سیگنال مناسب جهت تحریک مدهای سیستم بسیار حیاتی می باشد و در صورتی که این انتخاب به صورت صحیح نباشد می تواند به عدم همگرایی شناسایی سیستم و یا عدم شناسایی تمامی پارامترهای مدل واقعی منجر شود.

¹ - Black Box

² - Grey Box



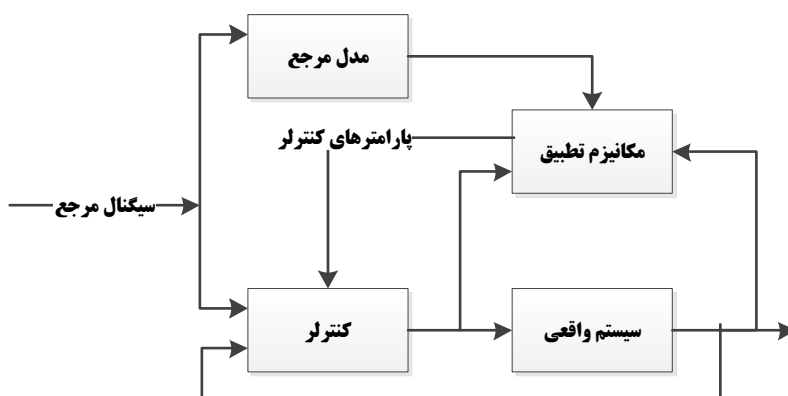
شکل ۳-۸- فلوچارت شناسایی سیستم به صورت پارامتریک

در مرحله بعد پردازش‌های اولیه بر روی داده‌های اندازه‌گیری شده انجام می‌شود تا داده‌ها از نظر نویز و اطلاعات ناخواسته پاک‌سازی شوند و برای مراحل بعدی پردازش آماده باشند. هم اکنون و در این مرحله از الگوریتم شناسایی، ساختار و مرتبه مدل فرایند بایستی مشخص شود. این مرحله می‌تواند با استفاده از داده‌های مدل سازی سیستم و یا شناسایی‌های از پیش انجام‌شده روی مدل سیستم انجام شود و بنابراین سیستم را به صورت یک جعبه خاکستری در نظر می‌گیریم. سپس الگوریتم بهینه‌سازی برای دستیابی به تخمین مناسبی از پارامترهای سیستم، بر روی داده‌ها اعمال شده و با مقایسه خروجی سیستم واقعی و مدل تخمین زده‌شده اعتبار الگوریتم شناسایی سنجیده می‌شود. تفاوت بین این دو مدل را مدل خطا می‌نامند و بیانگر میزان خطای ناشی از تخمین پارامترهای سیستم می‌باشد. در صورتی که پارامترهای مورد نظر مطابق با رفتار

سیستم واقعی شناسایی شود و میزان خطای شناسایی کم باشد می توان فرایند شناسایی را خاتمه داد و از نتایج تخمین بهره برد.

۳-۶- ساختارهای کنترل تطبیقی

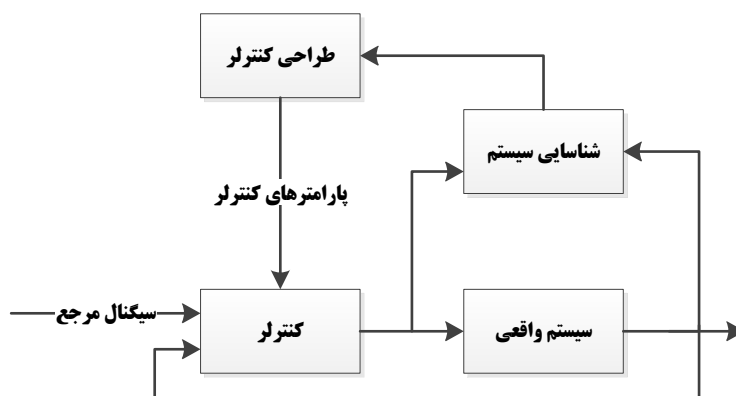
تا کنون کنترل گرهای تطبیقی متنوعی در علم کنترل مطرح شده است که آن‌ها را می توان در دو دسته بندی کلی کنترل گرهای تطبیقی مدل مرجع MRAS^۱ و رگولاتورهای خود تنظیم STR^۲ تقسیم بندی کرد. در سیستم های مبتنی بر مدل مرجع، پارامترهای کنترل گر بر اساس خطای بین سیگنال خروجی مدل مرجع و مدل واقعی سیستم تنظیم می شوند. در این روش خروجی سیستم به کمک کنترل گر مجبور می شود تا مشخصه هایی که برای سیستم مدل مرجع در نظر گرفته شده است را دنبال کند. [۱۷ و ۱۸]



شکل ۳-۹- بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی مدل مرجع [۱۸]

^۱ - Model Reference Adaptive System

^۲ - Self-Tuning Regulator



شکل ۳-۱۰- بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی رگولاتور خود تنظیم [۱۸]

در روش رگولاتورهای خود تنظیم، تنظیم پارامترهای کنترل گر همزمان با شناسایی آنلین سیستم صورت می گیرد. معمولاً پارامترهای مجهول از طریق الگوریتم شناسایی به روش RLS قابل تخمین اند و این پارامترهای مجهول بر حسب مستقیم یا غیرمستقیم بودن روش شناسایی و نوع کنترل گر تطبیقی، می توانند خواه پارامترهای خود سیستم و خواه پارامترهای کنترل گر باشند.

۳-۷- خلاصه فصل

در این فصل خلاصه‌ای از شیوه‌های طراحی و اصول کلی حاکم بر کنترل گرهای تطبیقی و همچنین روش‌های شناسایی سیستم ارائه شد. در بخش شناسایی سیستم، روش حداقل مربعات بازگشتی برای شناسایی پارامتریک فرایندهای فیزیکی بیان گردید و ساختارهای مدل سازی مرسوم در سیستم های کنترلی معرفی شد. در ادامه توضیحاتی درباره کنترل گرهای تطبیقی و نحوه عملکرد آنها ارائه شد. به طور کلی در این فصل سعی شد تا لزوم استفاده از روش‌های نوین را در کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت پر رنک تر کنیم و نشان دهیم بهره بردن از شیوه‌های کنترل تطبیقی، لازمه رسیدن به پاسخ مناسب در شرایط کاری مختلف این مبدل‌ها می باشد. در فصل آتی به بررسی دقیق تر روش‌های مطرح شده می پردازیم و دلایل استفاده از یک روش خاص را مطرح می کنیم.

فصل چهارم:
طراحی الگوریتم شناسایی
سیستم و کنترل تطبیقی

فصل ۴ - طراحی الگوریتم شناسایی سیستم و کنترل تطبیقی

۴-۱- مقدمه

پس از مقدمه‌ای که در فصل پیشین در مورد شناسایی سیستم‌ها و کنترل تطبیقی ذکر شد، در این بخش قصد داریم تا به بیان ریاضیات و نظریه‌های مورد استفاده در این پایان‌پروژه بپردازیم تا در فصل بعدی این الگوریتم‌ها را بر روی پردازنده پیاده‌سازی کنیم و نتایج سیستم عملی را ارائه دهیم.

از آنجا که در بخش پیاده‌سازی از روش‌های کنترل دیجیتال استفاده می‌کنیم لازم است تا در این فصل قوانین کنترلی مناسب را در حوزه زمان گسسته تحلیل کرده و از نتایج آن در فصل پیاده‌سازی بهره ببریم.

۴-۲- شناسایی مبدل به روش RLS^۱ [۱۸]

همان‌طور که پیش‌تر اشاره شد یکی از فراگیرترین و موثرترین روش‌های شناسایی پارامترهای تابع تبدیل یک سیستم، روشی موسوم به حداقل مربعات بازگشتی می‌باشد. در شناسایی سیستم، اگر مدل سیستم نسبت به پارامترهای آن خطی باشد، شناسایی بسیار ساده می‌شود و این روش می‌تواند به خوبی پارامترهای سیستم را شناسایی کند. همچنین انتخاب سیگنال ورودی در الگوریتم شناسایی نیاز به معلوماتی از مدل دارد که در بخش مدل‌سازی مبدل این معلومات را کسب کرده‌ایم.

بر اساس روش حداقل مربعات، پارامترهای مجهول یک مدل ریاضی، باید چنان انتخاب شوند که مجموع مربعات اختلاف بین مشاهده واقعی و مقادیر محاسبه‌شده کمینه شود. حال فرض کنید مدل ریاضی یک فرایند به صورت رابطه (۴-۱) تعریف شود.

$$y(i) = \varphi_1(i)\theta_1 + \varphi_2(i)\theta_2 + \dots + \varphi_n(i)\theta_n = \varphi^T(i)\theta \quad (1-4)$$

¹ - Recursive Least Square

در رابطه فوق که معادله رگرسیون نامیده می‌شود، فرض کنید $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ پارامترهای مجهول و $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ توابع معلوم باشند، بردارهای $\phi^T(i) = [\varphi_1(i) \varphi_2(i) \dots \varphi_n(i)]$ و $\theta = [\theta_1 \theta_2 \dots \theta_n]^T$ را در نظر بگیرید. مسئله اساسی، تعیین پارامترها به شکلی است که خروجی‌های حاصل از معادله رگرسیون تا آنجا که ممکن است به متغیرهای اندازه‌گیری شده $Y(i)$ نزدیک باشد؛ به عبارت دیگر θ ها باید به گونه‌ای باشند که تابع معیار زیر را کمینه کنند.

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \phi^T(i)\theta)^2 \quad (2-4)$$

به کمک قضیه‌ای می‌توان اثبات کرد که تابع فوق به ازای پارامترهای θ ای کمینه است که

در رابطه زیر صدق کند.

$$\phi^T \phi \theta = \phi^T y \quad (3-4)$$

در صورتی که $\phi^T \phi$ غیر منفرد^۱ باشد این مقدار کمینه یکتا است و داریم:

$$\theta = (\phi^T \phi)^{-1} \phi^T y \quad (4-4)$$

در سیستم‌های دیجیتالی معمولاً پیاده سازی الگوریتم‌ها به صورت بازگشتی علاوه بر سادگی پیاده سازی، بار محاسباتی کمتری را به پردازنده تحمیل می‌کند. به همین منظور در ادامه حل معادله فوق به صورت بازگشتی ادامه آورده شده است که در آن $\theta(t-1)$ تخمین حداقل مربعات بر اساس اندازه‌گیری در زمان $t-1$ می‌باشد [۱۸]:

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \theta(t-1) - P(t)\varphi(t)\varphi^T(t)\theta(t-1) + P(t)\varphi(t)y(t) \\ &= \theta(t-1) - P(t)\varphi(t)(y(t) - \varphi^T(t)\theta(t-1)) \\ &= \theta(t-1) + K(t)\varepsilon(t) \end{aligned} \quad (5-4)$$

درحالی که:

$$\begin{aligned} K(t) &= P(t)\varphi(t) \\ \varepsilon(t) &= y(t) - \varphi^T(t)\theta(t-1) \end{aligned} \quad (6-4)$$

¹ - Non- Singular

در نهایت پس از ساده سازی می توان الگوریتم شناسایی به روش بازگشتی را در روابط زیر خلاصه کرد. که در آن λ ضریب فراموشی و P ماتریس کواریانس است که می تواند در ابتدای اجرای الگوریتم دارای یک مقدار بزرگ باشد و در طی زمان شناسایی مقادیر آن تغییر می کند. مقدار اولیه این ماتریس در سرعت همگرایی الگوریتم شناسایی می تواند موثر باشد اما انتخاب مقادیر بسیار بزرگ برای این ماتریس موجب می شود اضافه جهش هایی در زمان های ابتدایی شناسایی رخ دهد که غالباً مطلوب نیست.

$$\theta(t) = \theta(t-1) + K(t)(y(t) - \varphi^T(t)\theta(t-1)) \quad (7-4)$$

$$K(t) = P(t)\varphi(t) = P(t-1)\varphi(t)(\lambda I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1} \quad (8-4)$$

$$P(t) = P(t-1) - P(t-1)\varphi(t)(\lambda I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}\varphi^T(t)P(t-1) \\ = (\lambda I - K(t)\varphi^T(t))P(t-1) \quad (9-4)$$

در برخی مسائل کنترل تطبیقی پارامترهای سیستم با زمان متغیر خواهند بود و به همین جهت لازم است تا تغییرات آن ها نیز پس از همگرا شدن الگوریتم شناسایی ردیابی شود. این تغییرات بسته به نوع سیستم می تواند تغییرات کند و پیوسته باشد و یا به صورت لحظه ای و سریع تغییر کند. در صورتی که پارامترهای سیستم به صورت سریع با تغییرات بزرگ همراه باشند می توان از بازنشانی ماتریس P ^۱ استفاده کرد. به عنوان مثال می تواند در هر ۱۰۰ مرتبه اجرای الگوریتم شناسایی مقدار ماتریس P را برابر با مقدار اولیه آن P_0 قرار داد. بازنشانی این ماتریس عملاً باعث می شود تا الگوریتم شناسایی سیستم به صورت مجدد و از ابتدا شروع به شناسایی پارامترها کند.

در صورتی که تغییرات کند و پیوسته در فرایند وجود داشته باشد از روش ضریب فراموشی^۲ می توان استفاده کرد. این روش در واقع نوعی وزن گذاری متغیر با زمان در داده ها رخ می دهد به طوری که آخرین داده دارای وزن واحد می باشد و داده n واحد عقب تر دارای وزن λ^n است. به همین دلیل به این روش فراموش نمایی نیز گفته می شود.

¹ - Covariance Resetting

² - Forgetting Factor

در استفاده از روش ضریب فراموشی باید به این نکته دقت کرد که اگر شناسایی به حالت پایدار رسیده باشد $P\phi \approx 0$ است و در نتیجه آن $K(t) \approx 0$ می‌شود و ماتریس کوواریانس به صورت زیر به‌روز در می‌آید:

$$P(t+1) \approx \frac{1}{\lambda} P(t)$$

در این شرایط وقتی ضریب فراموشی از یک کوچک‌تر باشد، عناصر این ماتریس شروع به بزرگ شدن می‌کنند و در نهایت پدیده‌ای با نام انفجار ماتریس کوواریانس^۱ رخ می‌دهد که موجب بی‌اعتبار شدن نتایج شناسایی سیستم می‌گردد.

در سیستم‌های عملی همواره در فرایند اندازه‌گیری نویزهای مختلفی وجود خواهد داشت که می‌تواند اثراتی را بر روی کنترل و یا شناسایی پارامترهای سیستم بگذارد. در صورتی که نویز موجود در اندازه‌گیری یک نویز سفید با طیف وسیع باشد می‌توان گفت هیچ‌گونه تأثیری بر روی شناسایی سیستم نخواهد داشت و پارامترهای سیستم به درستی شناسایی می‌شوند.

اما در صورتی که این نویز به صورت رنگی باشد (به دلیل وجود فیلترهای نرم‌افزاری و یا سخت‌افزاری در سیستم) نتایج شناسایی به روش RLS نامعتبر خواهند بود و تخمین پارامترها اصطلاحاً دارای بایاس می‌باشد. برای رفع این مشکل نیاز است تا علاوه بر شناسایی پارامترهای سیستم، به شناسایی دینامیک نویز نیز بپردازیم که به این روش شناسایی با حداقل مربعات افزون^۲ گفته می‌شود و مدل سیستم را آن به صورت زیر در نظر می‌گیریم.

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + C(q)e(t) \quad (10-4)$$

در رابطه بالا $e(t)$ نویز سفیدی است که از تابع تبدیل $c(q)$ عبور می‌کند به یک نویز رنگی تبدیل می‌شود.

در ادامه می‌خواهیم شرایط لازم برای سیگنال ورودی به سیستم جهت انجام عمل شناسایی را مطرح کنیم اما پیش از آن نیاز است تا تعریف جامعی از این ویژگی‌ها ارائه دهیم.

¹ - Covariance Bursting

² - Extended Least Square

۴-۲-۱- مفهوم تحریک پایا

سیگنال U تحریک کننده پایا (PE) از مرتبه n گفته می شود اگر و فقط اگر برای تمام چندجمله ای های غیر صفر A با درجه $n-1$ یا کمتر از آن داشته باشیم:

$$U = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{k=1}^t (A(q)u(k))^2 > 0 \quad (11-4)$$

با توجه به رابطه فوق سیگنال پله حداکثر می تواند PE از مرتبه ۱ باشد و یک سیگنال سینوسی می تواند حداکثر PE از مرتبه ۲ باشد. همچنین سیگنال یک فرایند اتفاقی همچون نویز سفید می تواند از هر درجه ای PE باشد. [۱۸]

نکته مهمی که در مورد مرتبه PE بودن سیگنال ورودی در الگوریتم شناسایی باید در نظر بگیریم این است که حداقل مرتبه PE لازم برای سیگنال ورودی برابر با تعداد پارامترهای تخمین زده شده می باشد. بنابراین در این پروژه فرایند شناسایی سیستم با توجه به اینکه حداکثر تعداد پارامترهای نامعلوم ۴ عدد می باشد، از ترکیب ۳ سیگنال سینوسی با فرکانس های مختلف استفاده می شود، بدین ترتیب سیگنال ورودی از درجه ۶ PE می باشد و شناسایی پارامترهای به طور قطع به صورت مطلوب صورت می پذیرد.

۴-۲-۲- کنترل گر تطبیقی خود تنظیم (STR)

توسعه سیستم های کنترل، فعالیت های زیادی مانند مدل سازی، طراحی قوانین کنترل، پیاده سازی و تعیین اعتبار را در بردارد. رگولاتور خود تنظیم (STR) سعی بر خودکار کردن تعدادی از این فعالیت ها را دارد. ساختار یک رگولاتور خود تنظیم به گونه ای است که پس از شناسایی پارامترهای سیستم، پارامترهای کنترل گر به کنترل گری همگرا می شود که در صورت معلوم بودن فرایند، طراحی شده می شد. در پیاده سازی های دیجیتالی که در مورد کنترل گرهای تطبیقی بسیار مرسوم است می توان از زمان های نمونه برداری مختلف برای شناسایی و کنترل استفاده کرد، چرا که در بسیاری از مواقع پارامترهای سیستم ثابت اند و عملاً نیازی به شناسایی مجدد آن ها وجود ندارد اما فرایند کنترل خروجی باید به طور مداوم انجام شود.

¹ - Percepsly Excited

² - Self Tuning Regulator

طراحی کنترل گر جاباب قطب -۱-۲-۲-۴

در این قسمت روشی بسیار ساده و پرکاربرد را برای طراحی قانون کنترل ارائه خواهیم کرد. ایده این روش تعیین کنترل گری است که قطب‌های حلقه بسته مطلوب را نتیجه دهد. بعلاوه لازم است که سیستم سیگنال‌های مرجع را نیز به درستی ردیابی کند.

مدل فرایند -۲-۲-۲-۴

فرض می‌شود که فرایند با مدل تک ورودی- تک خروجی (SISO) زیر قابل توصیف باشد:

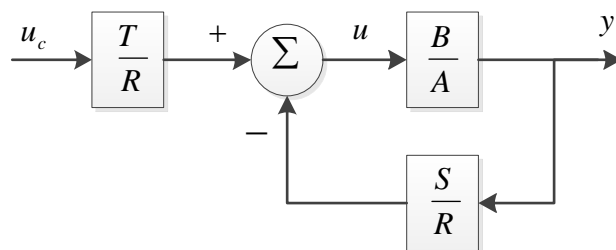
$$A(q)y(t) = B(q)(u(t) + v(t)) \quad (۱۲-۴)$$

که در آن y خروجی، u ورودی فرایند و v اغتشاش می‌باشد. در اینجا فرض شده است که اغتشاش نیز در بخش ورودی فرایند اعمال می‌شود. همچنین A و B چندجمله‌ای‌هایی بر حسب عملگر انتقال پیشرو q هستند که درجه این چندجمله‌ای‌ها به صورت $(n = \text{درجه } A)$ و $(d_0 = \text{درجه } A - \text{درجه } B)$ می‌باشد. پارامتر d_0 که فزونی قطب نامیده می‌شود بیانگر اختلاف بین صورت و مخرج سیستم در حوزه زمان گسسته می‌باشد.

قانون کنترل -۳-۲-۲-۴

شکل ۱-۴ ساختار عمومی کنترل گرهای خطی را نمایش می‌دهد و قانون کنترل را برای

آن می‌توان به صورت رابطه (۱۳-۴) نوشت:



شکل ۱-۴- ساختار عمومی کنترل گرهای خطی

$$Ru(t) = Tu_c(t) - Sy(t) \quad (۱۳-۴)$$

که در آن S, R و T چندجمله‌ای‌های کنترل گر هستند. این قانون کنترل بیانگر پس خور منفی با عملگر تبدیل S/R و پیش خوری با عملگر T/R است و بنابراین دارای دو درجه آزادی می‌باشد.

با ترکیب معادلات مدل فرایند و قانون کنترل معادله سیستم حلقه بسته به صورت زیر حاصل خواهد شد:

$$y(t) = \frac{BT}{AR + BS} u_c(t) \quad (14-4)$$

$$u(t) = \frac{AT}{AR + BS} u_c(t)$$

بنابراین چندجمله‌ای مشخصه حلقه بسته به صورت زیر خواهد بود:

$$AR + BS = A_c \quad (15-4)$$

در واقع ایده کلی این روش نیز مشخص کردن چندجمله‌ای مشخصه حلقه بسته مطلوب می‌باشد. آنگاه چندجمله‌ای‌های R و S را می‌توان از حل معادله (۱۵-۴) بدست آورد. معادله فوق که نقش اساسی در طراحی قانون کنترل دارد معادله دیوفانتین^۱ نامیده می‌شود و اگر چندجمله‌ای‌ها A و B عامل مشترک نداشته باشند این معادله همواره دارای جواب است.

۴-۲-۴ تعقیب مدل

معادله دیوفانتین تنها چندجمله‌ای‌های S و R را تعیین می‌کند. برای اینکه چندجمله‌ای T در کنترل گر نیز تعیین شود باید شرط دیگری تعریف کرد. برای این کار لازم است که پاسخ سیگنال u_c به خروجی توسط معادلات دینامیکی زیر توصیف شود:

$$A_m y_m(t) = B_m u_c(t) \quad (16-4)$$

بنابراین از معادلات حلقه بسته سیستم نتیجه می‌شود که شرط زیر باید برقرار باشد:

$$\frac{BT}{AR + BS} = \frac{BT}{A_c} = \frac{B_m}{A_m} \quad (17-4)$$

¹ - Diophantine Equation

می توانیم چند جمله‌ای B را به صورت زیر تجزیه می‌کنیم:

$$B = B^+ B^- \quad (18-4)$$

که در آن B^+ چند جمله‌ای شامل صفرهای پایدار سیستم بوده که به خوبی میرا می‌شوند و می‌توانند توسط کنترل گر حذف شوند و B^- شامل صفرهای ناپایدار یا عواملی که میرایی ضعیفی دارند می‌شود و توسط کنترل گر قابل حذف نیستند؛ بنابراین نتیجه می‌شود که B^- باید عاملی از B_m باشد. پس:

$$B_m = B^- B'_m \quad (19-4)$$

و از آنجا که B^+ حذف می‌شود باید عاملی از A_c باشد. بعلاوه اینکه A_m نیز عاملی از A_c می‌باشد؛ بنابراین چند جمله‌ای مشخصه حلقه بسته به شکل زیر خواهد بود:

$$A_c = A_0 A_m B^+ \quad (20-4)$$

چون B^+ عاملی از B و A_c است، از معادله مشخصه سیستم حلقه بسته نتیجه می‌شود که عاملی از R نیز می‌باشد؛ بنابراین:

$$R = R' B^+ \quad (21-4)$$

و معادله دیوفانتین به معادله کاهش یافته زیر تبدیل می‌گردد:

$$AR' + B^- S = A_0 A_m \quad (22-4)$$

و همچنین:

$$T = A_0 B'_m \quad (23-4)$$

از سوی دیگر، برای بدست آوردن کنترل گری که در حالت زمان گسسته علی باشد باید شرایط زیر را برقرار کنیم:

$$\text{درجه } R \leq \text{درجه } S$$

$$\text{درجه } R \leq \text{درجه } T$$

از آنجایی که معادله دیوفانتین مطرح شده در حالت کلی می‌تواند جواب‌های زیادی داشته باشد سعی می‌شود کنترل گری که با حداقل درجه نتیجه می‌شود انتخاب گردد. علاوه بر این در حالت زمان گسسته تأخیر زمانی مدل مطلوب باید حداقل تأخیر زمانی برابر با فرایند را داشته

باشد و از وجود تأخیر های اضافی در کنترل گرها باید دوری کرد. این موضوع درجه یکسان برای S,R و T را نتیجه می دهد و درجه Am را برابر با A و درجه Bm را باید با B برابر در نظر گرفت. برای جمع بندی روش جایاب قطب با حداقل درجه الگوریتم زیر را جهت بدست آوردن قانون کنترل می توان پیاده سازی کرد. [۱۸]

- معلومات مسئله: مرتبه چند جمله ای های A و B (حاصل از مدل سازی)

- مشخصه های مطلوب: چند جمله ای های Am, Bm و A0

- شرایط سازگاری و علی بودن:

الف) درجه A = درجه Am

ب) درجه B = درجه Bm

ج) ۱ - درجه B - درجه A = درجه A0

$$B_m = B^- B_m'$$

- گام ۱: تجزیه عامل B به صورت $B = B^+ B^-$

- گام ۲: بدست آوردن جواب های R' و S از معادله دیوفانتین زیر با در نظر گرفتن

شرایط سازگاری و حداقل درجه کنترل گر:

$$AR' + B^- S = A_0 A_m$$

- گام ۳: مقدار $R = R' B^+$ و $T = A_0 B_m'$ را تشکیل داده و قانون کنترل را از رابطه زیر

بدست می آوریم:

$$AR + BS = A_0 A_m$$

- در زمانی که بخواهیم همه صفرهای پایدار فرایند حذف شوند می توانیم (۱- درجه B

- درجه A = درجه A0)، $B^- = b_0$ و $B^+ = \frac{B}{b_0}$ انتخاب کنیم که در نتیجه آن

معادله دیوفانتین به صورت زیر تبدیل می شود.

$$AR' + b_0 S = A_0 A_m$$

در صورتی که بخواهیم هیچ یک از صفرهای سیستم حذف نشوند می توانیم $B^+ = 1$ و

$B^- = B$ و $B_m = \beta B$ انتخاب کنیم که در آن $\beta = \frac{A_m(1)}{B(1)}$ و $T = \beta A_0$ می باشد و معادله

مشخصه دیوفانتین به شکل زیر تغییر می کند:

$$AR + BS = A_0 A_m$$

با توجه به اینکه روش اصلی جابجایی قطب و الگوریتم آن مشخص شد بهتر است برای حالت کلی معادلات تابع تبدیل مبدل، این معادله را حل کنیم تا بتوانیم در قسمت‌های کنترل مبدل نیز از آن بهره ببریم؛ بنابراین تابع تبدیل کلی مبدل را در حوزه زمان گسسته به صورت زیر در نظر می‌گیریم.

$$H(q) = \frac{B(q)}{A(q)} = \frac{b_0q + b_1}{q^2 + a_1q + a_2} \quad (۲۴-۴)$$

حال فرض می‌شود که مدل مطلوب به صورت زیر در نظر گرفته شود:

$$H_m(q) = \frac{B_m(q)}{A_m(q)} = \frac{b_{m0}q}{q^2 + a_{m1}q + a_{m2}} \quad (۲۵-۴)$$

با توجه به شرایط علی بودن، چندجمله‌ای‌های R ، S و T همگی از مرتبه اول خواهند بود و بنابراین R' از درجه صفر است و داریم: $R' = 1$. همچنین درجه A_0 نیز برابر با صفر تعیین می‌شود و $A_0 = 1$ در نظر می‌گیریم.

در این صورت معادله دیوفانتین به صورت زیر خواهد بود:

$$(q^2 + a_1q + a_2).1 + b_0(s_0q + s_1) = q^2 + a_{m1}q + a_{m2}$$

که از برابر قرار دادن ضرایب q در دو طرف معادله خواهیم داشت:

$$s_0 = \frac{a_{m1} - a_1}{b_0}$$

$$s_1 = \frac{a_{m2} - a_2}{b_0}$$

بنابراین کنترل گرها با چندجمله‌ای‌های زیر مشخص می‌شوند.

$$R(q) = R'B^+ = q + \frac{b_1}{b_0}$$

$$S(q) = s_0q + s_1$$

$$T(q) = A_0B'_m = \frac{b_{m0}}{b_0}q$$

با توجه به روابط بدست آمده در این مرحله کافی است تا مدل مطلوب را برای مبدل در نظر بگیریم و قانون کنترل را از روی آن بدست آوریم. به همین جهت مدل مطلوب زیر را برای مبدل باک در نظر گرفته و ضرایب کنترل گر را بر اساس آن محاسبه می‌کنیم:

$$G_{buck}^*(q) = \frac{0.1q}{q^2 - 1.5q + 0.6}$$

تابع تبدیل مطلوب را به گونه‌ای انتخاب می‌کنیم که علاوه بر سرعت مناسب پاسخ بهره واحد را نیز نتیجه دهد. نتایج بدست آمده از کنترل گر فوق در قسمت پیاده‌سازی عملی آورده شده است و با سایر روش‌های کنترل مقایسه گردیده است.

۴-۲-۲-۵ طراحی جایاب قطب بدون حذف صفرهای فرایند

در بخش ۴-۲-۲-۴ معادله دیوفانتین را به گونه‌ای تحلیل کردیم که به کمک آن بتوانیم علاوه بر جانشانی قطب‌های سیستم در محل‌های مطلوب، اثر صفرهای پایدار آن را نیز حذف کنیم. این وضعیت در تابع تبدیل مبدل باک به خوبی قابل پیاده‌سازی می‌باشد، زیرا صفر تابع تبدیل آن در حوزه زمان گسسته همواره در داخل دایره واحد قرار دارد.

اما در مورد مبدل بوست همان طور که در فصل مدل سازی مشاهده شد، این مبدل دارای یک زوج قطب مختلط مشابه مبدل باک است و یک صفر ناپایدار در سمت راست محور موهومی دارد که تابع تبدیل را به صورت غیر کمینه فاز تبدیل می‌کند. از آنجا که این فرایند فقط دارای یک صفر است و آن صفر نیز غیرقابل حذف می‌باشد باید از روش طراحی جایاب قطب بدون حذف صفرهای فرایند استفاده کنیم که در ادامه به توضیح معادلات ریاضی آن می‌پردازیم.

بنابراین داریم:

$$B^+ = 1$$

$$B^- = B = b_0q + b_1$$

همچنین از شروط سازگاری مطرح شده نتیجه می‌شود که تابع تبدیل مدل مطلوب فرایند نیز باید دارای یک صفر باشد و درجه صورت و مخرج مدل مطلوب با مدل واقعی یکسان باشد؛ بنابراین تابع تبدیل مطلوب حلقه بسته در حوزه زمان گسسته به صورت زیر خواهد بود:

$$G_m(q) = \beta \frac{b_0q + b_1}{q^2 + a_{m1}q + a_{m2}} = \frac{b_{m0}q + b_{m1}}{q^2 + a_{m1}q + a_{m2}} \quad (۲۶-۴)$$

که در آن $b_{m0} = \beta b_0$ و $\beta = \frac{1+a_{m1}+a_{m2}}{b_0+b_1}$ است که منجر بهره واحد در حالت ماندگار می‌شود.

معادله دیوفانتین در شرایط عدم حذف صفرهای فرایند به صورت زیر خواهد بود:

$$(q^2 + a_1q + a_2)(q + r_1) + (b_0q + b_1)(s_0q + s_1) = (q^2 + a_{m1}q + a_{m2})(q + a_0) \quad (۲۷-۴)$$

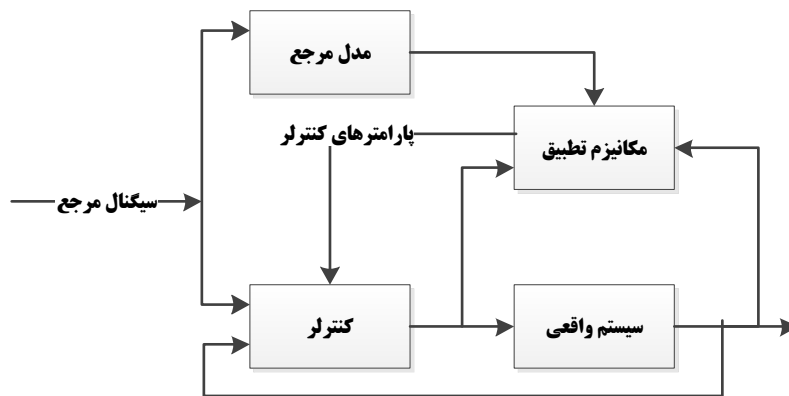
که در آن با قرار دادن $q = -\frac{b_1}{b_0}$ می‌توان به حل معادله و بدست آوردن مقادیر r_1, s_0, s_1 پرداخت.

علاوه بر این خواهیم داشت:

$$T(q) = \beta A_0(q) = \beta(q + a_0) \quad (28-4)$$

۳-۴- کنترل تطبیقی مدل مرجع

کنترل تطبیقی مدل مرجع نیز یکی از مهم‌ترین کنترل‌گرهای تطبیقی می‌باشد که در آن سیستم به صورت یک سیستم سرو تطبیقی در نظر گرفته می‌شود و در آن عملکرد مطلوب بر حسب مدل مرجعی که به سیگنال فرمان پاسخ مطلوب می‌دهد، بیان شده است. شکل ۲-۴ نمودار بلوک دیاگرامی این کنترل‌گر را به صورت طرح وار نشان می‌دهد. این ساختار از یک فرایند و کنترل‌گر با پس‌خور معمولی تشکیل شده است و یک حلقه پس‌خور دیگر پارامترهای کنترل‌گر را اصلاح می‌کند و معیار اساسی برای اصلاح این پارامترها از مقایسه خروجی سیستم واقعی و مدل مطلوب می‌باشد. پس‌خور معمولی را حلقه درونی و پس‌خور اصلاح‌کننده پارامترها را حلقه بیرونی نام‌گذاری می‌کنیم. [۱۷]



شکل ۲-۴- بلوک دیاگرام سیستم کنترل تطبیقی مدل مرجع (MRAS)

مکانیزم تنظیم پارامترها از دو شیوه‌گرادیان^۱ یا نظریه پایداری قابل حصول است که در این پایان‌نامه به طور مختصر به معرفی این روش‌ها می‌پردازیم.

^۱ - Gradient Method

قاعده MIT شیوه اصلی کنترل گره‌های مدل مرجع می‌باشد و اولین بار در یکی از آزمایشگاه‌های دانشگاه MIT مطرح شد که از نام‌گذاری این شیوه نیز مشخص می‌باشد. بر اساس این قاعده یک سیستم حلقه بسته را در نظر بگیرید که در آن کنترل گر دارای یک پارامتر قابل تنظیم θ باشد. پاسخ حلقه بسته مطلوب به کمک مدلی با خروجی y_m و سیستم اصلی y مشخص می‌شود. تنظیم پارامتر کنترل گر به گونه‌ای بایستی انجام شود که تابع زیر کمینه گردد. [۱۸]

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (۲۹-۴)$$

که برای کوچک کردن J لازم است تا پارامترها را در جهت گرادیان منفی آن تغییر دهیم:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (۳۰-۴)$$

رابطه فوق تحت عنوان قاعده MIT از آن یاد می‌شود و پارامتر $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ در رابطه مشتق حساسیت سیستم نامیده می‌شود که بیانگر نحوه تأثیرپذیری خطا از پارامترهای سیستم می‌باشد.

بنابراین می‌توان پارامترهای کنترل گر را در روش MIT به گونه‌ای از رابطه فوق محاسبه کرد که خطای بین خروجی سیستم واقعی و مدل مرجع کمینه گردد. برای رسیدن به پارامترهای مناسب سیگنال ورودی توابع تبدیل می‌بایستی ویژگی‌های مطرح شده در مورد PE بودن را داشته باشد و در صورتی که این شرایط برقرار نباشد ممکن است خطا بین دو خروجی به سمت صفر میل کند ولی پارامترها به مقادیر صحیح خود همگرا نشوند.

به پارامتر γ بهره تطبیق گفته می‌شود و می‌تواند اثراتی بر روی سرعت همگرا شدن پارامترهای کنترل گر داشته باشد. همچنین می‌توان نشان داد که نرخ همگرایی پارامترها و پایداری سیستم نهایی بهره تطبیق و دامنه سیگنال ورودی وابسته است. برای رفع اثر دامنه سیگنال، الگوریتم MIT را بر اساس نرمالیزه کردن سیگنال‌ها می‌توان بازنویسی کرد. در روش رگولاتورهای خود تنظیم این نوع نرمالیزه کردن به صورت خودکار انجام می‌شود.

¹ - Massachusetts Institute of Technology

۴-۳-۲ - نظریه پایداری لیاپانوف^۱

در استفاده از روش MIT تضمینی برای پایداری سیستم حلقه بسته نهایی وجود ندارد و معمولاً طراحان مایلند بدانند که کنترل گر طراحی شده آیا قادر است پایداری را تضمین کند و یا خیر. به همین منظور برای بررسی پایداری سیستم های خطی می توان از روش و نظریه بسیار معروف و جامع لیاپانوف بهره برد.

بر اساس نظریه لیاپانوف اگر تابع $V: R^n \rightarrow R$ معین مثبت^۲ باشد و $\frac{dV}{dt}$ (مشتق) این تابع معین منفی^۳ شود؛ آنگاه پاسخ $X(t) = 0$ و معادله پایدار است.

اما برای بررسی پایداری لیاپانوف در سیستم های خطی لازم است تا توابع لیاپانوف مناسبی را تشکیل دهیم که ویژگی های نظریه لیاپانوف را برآورده کند. یک تلاش ابتدایی مناسب در سیستم های خطی استفاده از توابع درجه دوم می باشد. فرض کنید سیستم خطی زیر پایدار مجانبی باشد:

$$\frac{dx}{dt} = Ax \quad (۴-۳۱)$$

آنگاه برای هر ماتریس معین مثبت متقارن Q یک ماتریس معین مثبت متقارن P یکتا وجود دارد به طوری که رابطه زیر برقرار باشد:

$$A^T P + PA = -Q \quad (۴-۳۲)$$

که در نتیجه آن می توان ادعا کرد تابع V با رابطه زیر یک تابع لیاپانوف است:

$$V(x) = x^T P x \quad (۴-۳۳)$$

اکنون با مقدمه مطرح شده در مورد نظریه لیاپانوف می توانیم به سراغ طراحی سیستم های کنترل تطبیقی مدل مرجع بر پایه نظریه پایداری برویم. برای این کار ابتدا یک معادله دیفرانسیل برای خطای $e = y - y_m$ بدست آوریم. این معادله شامل پارامترهای قابل تنظیم خواهد بود و سعی می کنیم در مکانیزم کنترل تطبیقی پارامترها را به گونه ای انتخاب کنیم که خطا به سمت صفر میل کند.

^۱ - Lyapunov

^۲ - Positive definite

^۳ - Negative definite

برای روش تر شدن مفهوم سیستم های تطبیقی بر پایه مدل مرجع در این بخش می‌خواهیم برای سیستم مرتبه اول با پاسخ مطلوب زیر روش مدل مرجع بر اساس نظریه پایداری را پیاده‌سازی کنیم.

$$\frac{dy_m}{dt} = -a_m y_m + b_m u_c \quad (۳۴-۴)$$

که در آن $a_m > 0$ و سیگنال مرجع، کران دار است. معادله سیستم اصلی به صورت زیر می‌باشد:

$$\frac{dy}{dt} = -ay + bu \quad (۳۵-۴)$$

و فرض کنید قانون کنترل به شکل ذیل باشد:

$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 y \quad (۳۶-۴)$$

با توجه معادله خطا $e = y - y_m$ و لزوم کمینه کردن مقدار خطای معادله می‌توان رابطه مشتق آن را به صورت زیر نوشت:

$$\frac{de}{dt} = -a_m e - (b\theta_2 + a - a_m)y + (b\theta_1 - b_m)u_c \quad (۳۷-۴)$$

حال فرض کنید تابع لیاپانوف V را به صورت زیر تعریف کنیم

$$V(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} \left(e^2 + \frac{1}{b\gamma} (b\theta_2 + a - a_m)^2 + \frac{1}{b\gamma} (b\theta_1 - b_m)^2 \right) \quad (۳۸-۴)$$

با توجه به اینکه تابع فوق معین مثبت می‌باشد، برای اثبات پایداری سیستم کنترل لازم است تا مشتق این تابع نیمه معین منفی گردد بنابراین داریم:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= e \frac{de}{dt} + \frac{1}{\gamma} (b\theta_2 + a - a_m) \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma} (b\theta_1 - b_m) \frac{d\theta_1}{dt} \\ &= -a_m e^2 + \frac{1}{\gamma} (b\theta_2 + a - a_m) \left(\frac{d\theta_2}{dt} - \gamma y e \right) + \frac{1}{\gamma} (b\theta_1 - b_m) \left(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma u_c e \right) \end{aligned} \quad (۳۹-۴)$$

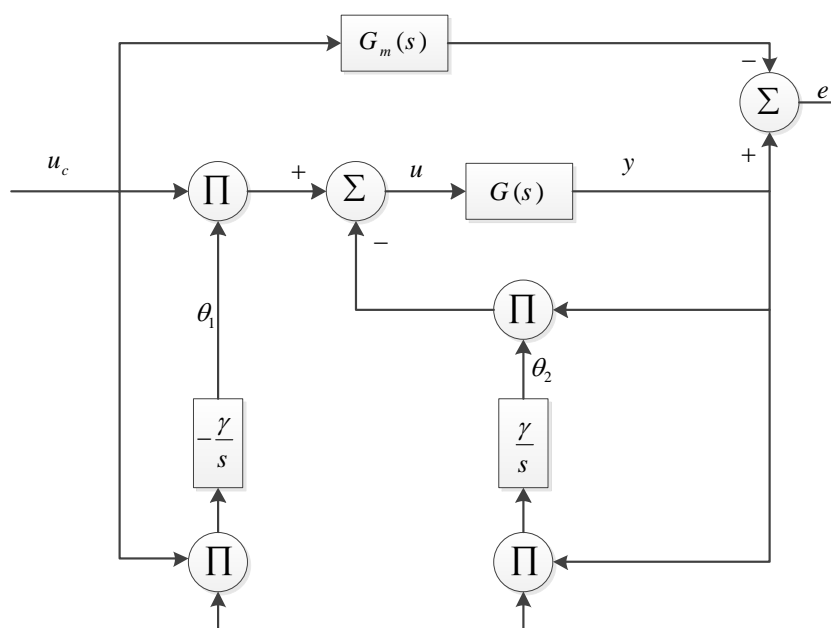
در صورتی که:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_1}{dt} &= -\gamma u_c e \\ \frac{d\theta_2}{dt} &= -\gamma y e \end{aligned} \quad (۴۰-۴)$$

خواهیم داشت:

$$\frac{dV}{dt} = -a_m e^2 \quad (4-41)$$

و از آنجا که a_m عددی مثبت می‌باشد، مشتق تابع لیاپانوف همواره منفی خواهد بود و شرط پایداری تضمین می‌شود. همچنین با بررسی تابع مشتق دوم می‌توان نشان داد که مشتق تابع لیاپانوف به طور یکنواخت پیوسته است. با توجه به قواعد به دست آمده می‌توان نمودار بلوکی شکل ۳-۴ را برای سیستم کنترل متصور شد. [۱۸]



شکل ۳-۴- بلوک دیاگرام کنترل تطبیقی مدل مرجع سیستم مرتبه اول

۴-۴- خلاصه فصل

در این فصل با استفاده از نتایج بدست آمده از فصل مدل‌سازی و در نظر گرفتن نظریه‌های مطرح شده در فصل کنترل تطبیقی سعی شد تا ریاضیات و معادلات لازم جهت شناسایی پارامترهای سیستم در حالت باک و بوست معرفی شود و سپس بر پایه شناسایی‌های انجام‌شده قانون کنترل مناسبی استخراج گردد. با توجه به استفاده از پردازنده‌های دیجیتالی در این پروژه، سیستم را به صورت گسسته در نظر گرفتیم و به حل معادلات در این فضا پرداختیم. در قسمت انتهایی فصل روش‌های مرسوم کنترل گره‌های تطبیقی معرفی شد و از بین این روش‌ها از رگولاتورهای خود تنظیم جهت کنترل مبدل استفاده گردید. این روش علاوه بر آنکه

درک فیزیکی مناسب تری را نسبت به روش مدل مرجع ارائه می‌دهد، پیاده‌سازی آسان تری دارد. علاوه بر این، در روش رگولاتور خود تنظیم نیازی به اندازه‌گیری تمامی متغیرهای حالت سیستم وجود نخواهد داشت اما از سوی دیگر در روش کنترل تطبیقی مدل مرجع می‌توان پیش از پیاده‌سازی کنترل گر پایداری سیستم را به اثبات رساند.

فصل پنجم:

پیاده سازی عملی

فصل ۵ - پیاده‌سازی عملی

۵-۱- مقدمه

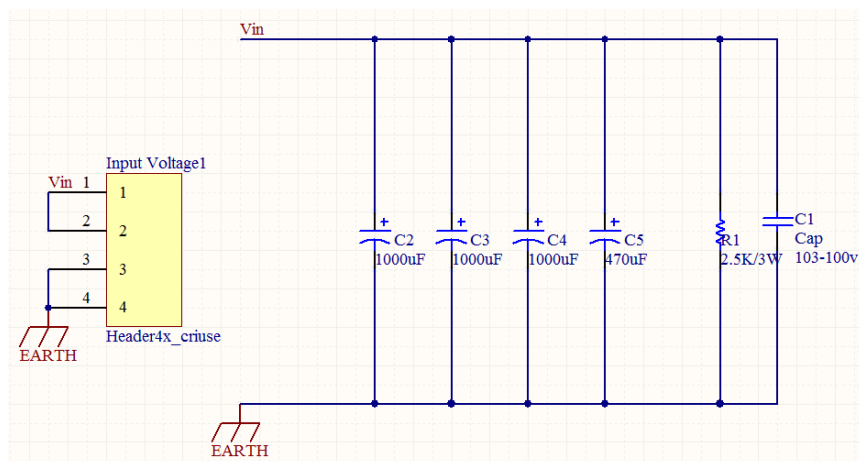
در این پایان‌نامه به منظور بررسی صحت عملکرد الگوریتم‌های کنترلی مطرح شده بر روی یک سیستم واقعی، مبدل باک بوست غیر معکوس، طراحی و ساخته شده است. تمامی مشخصات نامی مبدل و عناصر استفاده‌شده در طراحی و ساخت آن مطابق با بخش‌های پیشین بوده و در این فصل قصد داریم تا به شرح قسمت‌های مختلف این مجموعه بپردازیم. تمامی نقشه‌ها^۱ و برد مدار چاپی این پروژه در نرم‌افزار Altium Designer 10 طراحی شده است.

برای پیاده‌سازی هر چه بهتر این مبدل تمامی مدارهای مورد نظر را به دو بخش برد کنترل و برد قدرت تقسیم کرده‌ایم و در ادامه مراحل طراحی هر یک از بردها را به صورت جداگانه بررسی می‌کنیم.

۵-۲- طراحی نقشه و برد مدار چاپی قسمت قدرت

در قسمت قدرت فرض بر آن بوده است که ولتاژ مستقیم مناسب برای تحریک ورودی مبدل از پیش ساخته می‌شود و نیازی به استفاده از یکسو ساز در بخش قدرت نداریم؛ بنابراین ترمینالی برای اتصال پایانه‌های مثبت و منفی منبع ولتاژ ورودی در نظر می‌گیریم و برای هموارتر کردن مشخصه ولتاژ ورودی مبدل تعدادی خازن الکترولیت به صورت موازی با ترمینال های ولتاژ ورودی قرار گرفته است که در شکل ۵-۱ مشاهده می‌شود.

¹ - Schematic



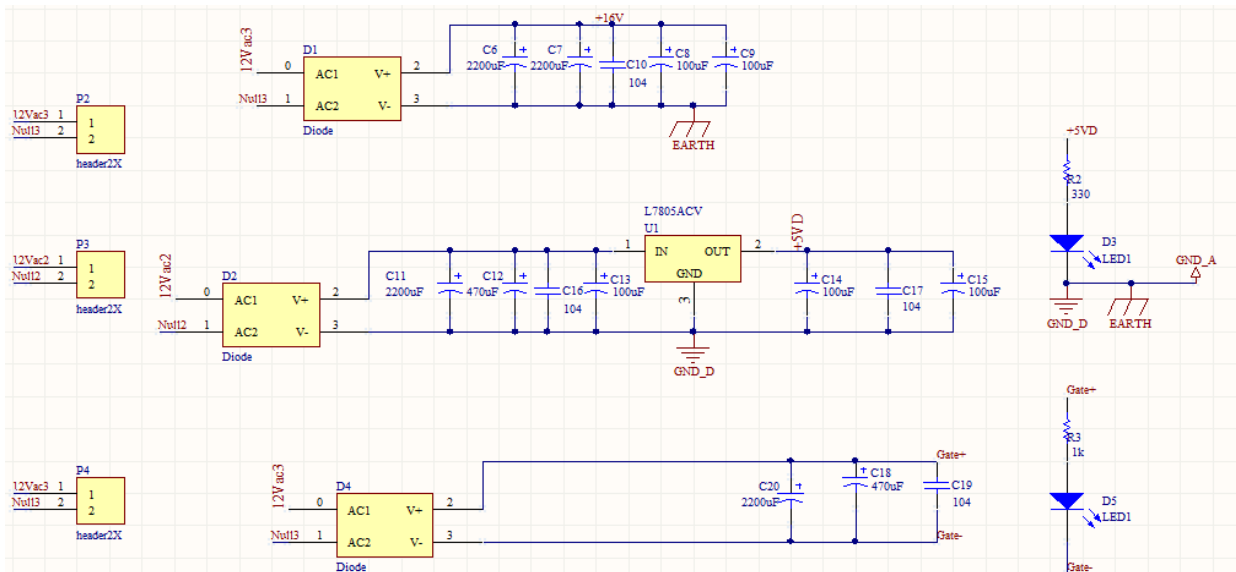
شکل ۵-۱- نقشه فیلتر خازنی ورودی مبدل

سه منبع ولتاژ ایزوله از هم برای تأمین تغذیه بخش‌های کنترل و پالسهای گیت ماسفت‌ها در نظر گرفته شده است که بر روی برد قدرت قرار دارند. این تغذیه‌ها به کمک ترانسی با سه سیم‌پیچ جداگانه در ثانویه و از طریق برق شهر تأمین می‌شوند. سپس به کمک یکسو ساز تمام موج و فیلتر خازنی یکسو شده و به بخش‌های مربوطه متصل می‌گردند.

برای تأمین تغذیه حس گر‌ها و بخش کنترل از یک رگولاتور خطی LM7805 استفاده شده است که می‌تواند ولتاژ بین ۷ تا ۳۰ ولت را دریافت کرده و مقدار ۵ ولت ثابت را در خروجی خود تأمین کند. جهت نمایش برقرار بودن مسیر مدارهای تغذیه تعدادی LED^۱ بر روی برد قرار گرفته است که روشن بودن آنها نشان‌دهنده وضعیت مناسب تغذیه می‌باشد.

قسمت اصلی مدار قدرت مربوط به مدار مبدل باک بوست مستقیم می‌باشد. این مبدل به گونه‌ای طراحی شده است تا بتوانیم پارامترهای خازن و سلف مبدل را به صورت دلخواه جهت آزمون‌های مختلف تغییر دهیم. از کلیدهای قدرت نوع ماسفت و با شماره IRF1407 جهت کنترل مبدل استفاده می‌شود. این کلیدها قابلیت کارکرد در فرکانس‌های کلید زنی بالا را دارند و مقاومت زمان روشن بودن آنها بسیار اندک است که در نتیجه تلفات روی ماسفت‌ها بسیار جزئی می‌باشد. مشخصات دقیق تر این ماسفت در پیوست آورده شده است.

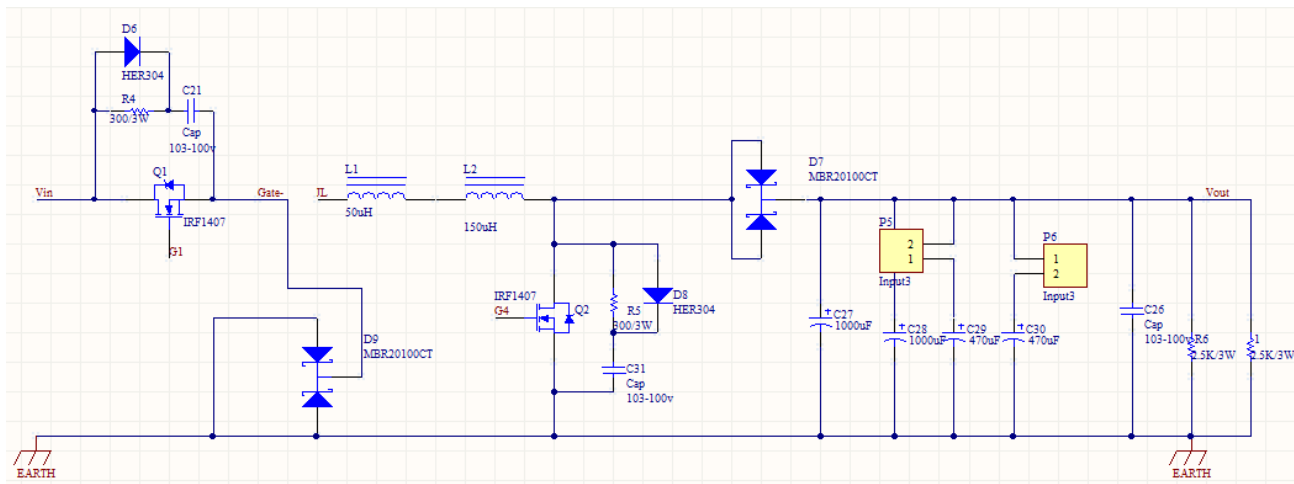
¹ - Light Emitting Diode



شکل ۵-۲- نقشه مدارهای تغذیه

شکل ۵-۳ مبدل باک بوست غیر معکوس کننده مورد استفاده در این پروژه را نشان می دهد

و در ادامه به بررسی دقیق تر اجزاء اضافه شده به مبدل می پردازیم.



شکل ۵-۳- نقشه مبدل باک بوست غیر معکوس کننده

با توجه به اینکه در این مبدل جریان در سوئیچها همواره به یک سمت و مشخصه جریان به صورت سلفی و پیوسته است، در زمانی که فرمان قطع برای سوئیچها صادر می شود همچنان جریان از آنها عبور می کند. قطع شدن لحظه ای این جریان می تواند باعث آسیب رسیدن به کلیدها شود و برای انتقال تلفات و همچنین نرم کردن مشخصه خاموش شدن کلید از مدار اسنابر

RCD¹ استفاده شده است. با توجه به اینکه در مبدل می‌خواهیم حداقل تلفات را بر روی کلیدها داشته باشیم دیودهای مورد استفاده در مبدل را از شماره MBR20CT100 قرار داده‌ایم. این دیود در بسته‌بندی خود شامل دو دیود است که برای استفاده در برد قدرت آن‌ها را باهم موازی می‌کنیم.

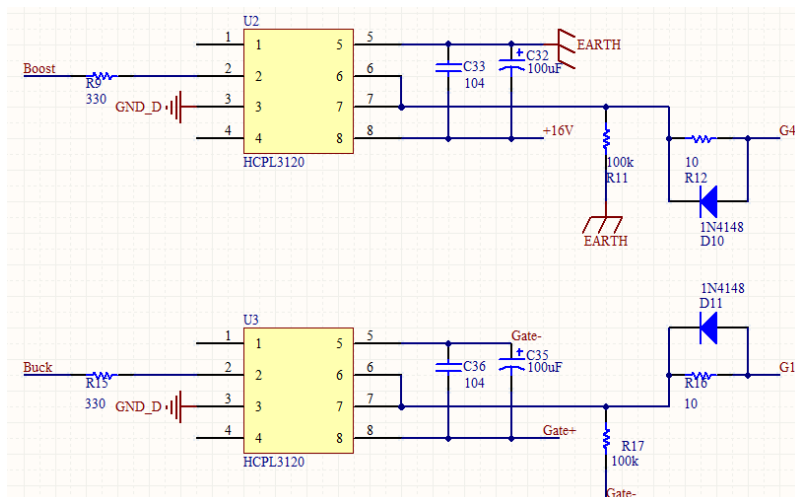
بر روی برد محل قرارگیری دو سلف و چهار خازن الکتrolیت در نظر گرفته شده است که می‌توان در شرایط مختلف مقدار آن‌ها را تغییر داد و با اضافه یا کم کردن آن‌ها مشخصات مبدل دچار تغییر می‌شود. جهت تخلیه نهایی انرژی ذخیره شده در خازن‌ها، زمانی که مبدل خاموش است دو مقاومت با آن‌ها موازی شده است که انرژی خازن‌ها را به تدریج تخلیه می‌کنند.

بخش اصلی دیگری از مبدل مربوط به مدارهای تغذیه گیت ماسفت² می‌باشد. از آنجا که در مبدل‌های سوئیچینگ، کلیدهای الکترونیک قدرت در وضعیت خاموش و روشن قرار دارند و این تغییر وضعیت از حالت خاموش به روشن و برعکس در مدت زمان کوتاهی رخ می‌دهد لازم است تا از مدارهای مناسبی برای درایو گیت استفاده کنیم به طوری که علاوه بر اینکه ولتاژ مناسب برای تحریک گیت را فراهم می‌کنند بتوانند جریان‌های لحظه‌ای برای شارژ و دشارژ خازن بین گیت سورس را تحمل کنند.

علاوه بر مسئله درایو گیت لازم است تا در مرحله‌ای قسمت کنترل و قدرت از هم ایزوله شوند به همین منظور از یکی از بهترین گیت درایورهای ایزوله ساخت شرکت Avago به شماره HCPL3120 استفاده شده است. این ایزولاتور و درایور نوری قادر است تا ولتاژ ۳۰ ولت و جریان ۲.۵ آمپر را به کلید تزریق کند. از دیودهای 1N4148 ایجاد یک مسیر مجزا برای تخلیه گیت ماسفت استفاده شده است. یک مقاومت ۱۰ اهم برای محدود شدن جریان شارژ گیت ماسفت در خروجی آی سی درایور قرار داده شده است و خروجی از طریق یک مقاومت ۱۰۰ کیلو به زمین متصل شده تا وضعیت خاموش را برای ماسفت‌ها در حالت معمول رقم زند. مدار مورد استفاده برای درایو گیت در شکل ۴-۵ آورده شده است.

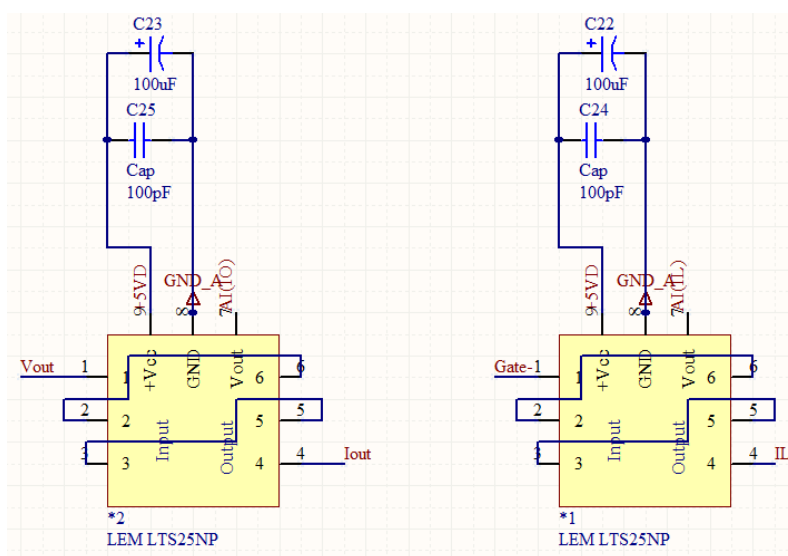
¹ - Resistor- Capacitor- Diode

² - Gate Driver Circuit

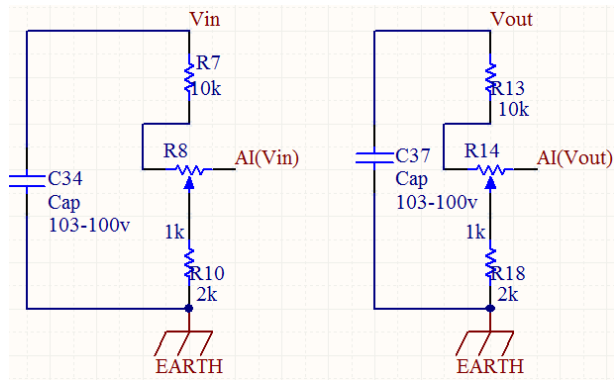


شکل ۴-۵- نقشه مدار درایو گیت

برای اندازه‌گیری ولتاژ ورودی و خروجی از تکنیک تقسیم ولتاژ استفاده شده است و این اندازه‌گیری‌ها به صورت غیر ایزوله صورت می‌پذیرد. همچنین اندازه‌گیری جریان اندوکتانس و جریان خروجی به کمک حس‌گرهای جریان با نام LTS25-NP ساخت شرکت LEM به صورت کاملاً ایزوله انجام می‌شود. شکل ۵-۵ و شکل ۶-۵ نقشه‌های مربوط به قسمت اندازه‌گیری ولتاژها و جریان‌های مدار می‌باشد.

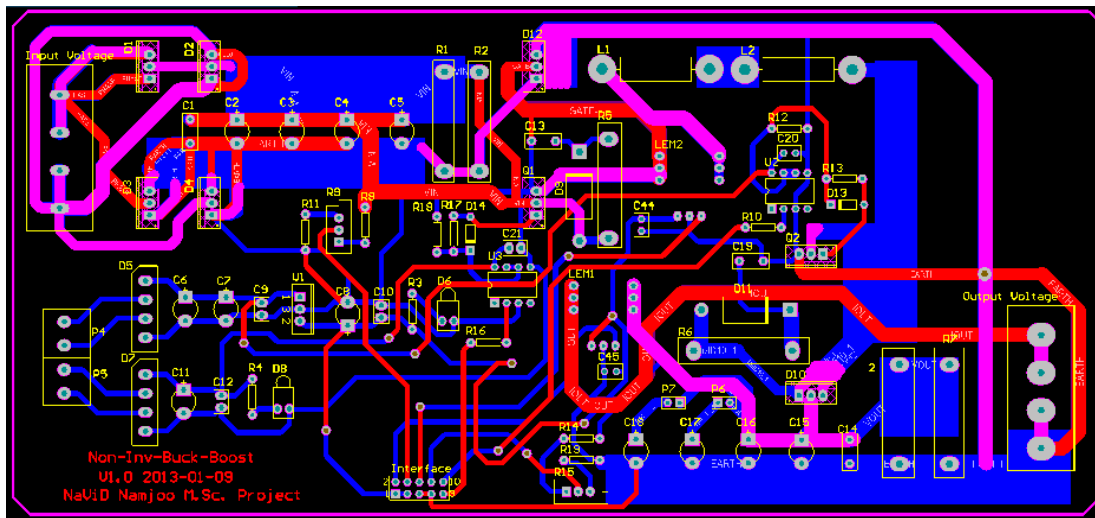


شکل ۵-۵- نقشه حس‌گرهای جریان

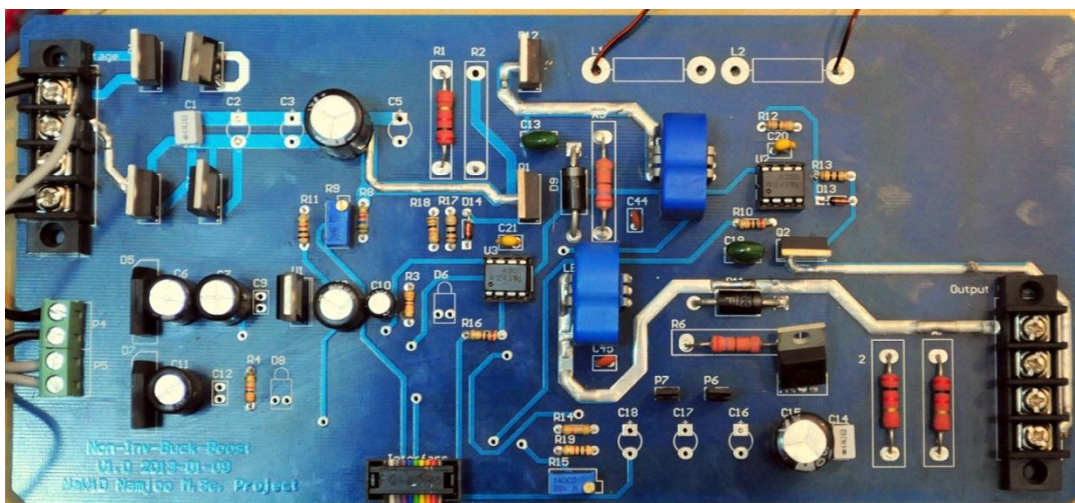


شکل ۵-۶- نقشه حس گرهای ولتاژ

در انتها برد مدار چایی مدار قدرت به صورت شکل ۵-۷ خواهد بود.



شکل ۵-۷- طراحی برد مدار چایی قدرت

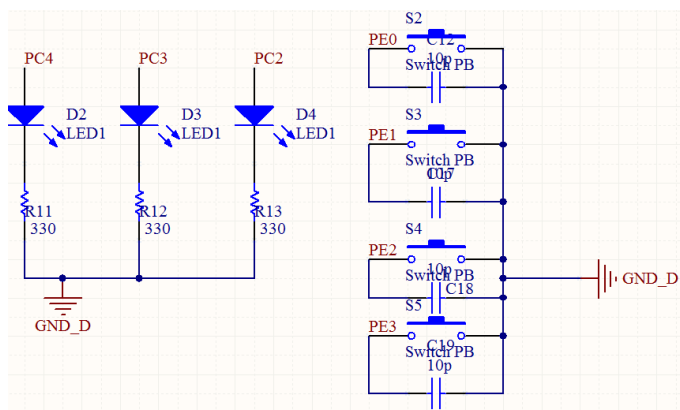


شکل ۵-۸- برد مدار چایی قدرت پس از مونتاژ قطعات

۵-۳- طراحی نقشه و برد مدار چاپی کنترل

برای پردازش سیگنال های مبدل و همچنین نمایش مقادیر دلخواه بر روی LCD^۱ و درعین حال ارتباط بر روی خط با رایانه یک برد مدار چاپی جداگانه با نام برد کنترل در نظر گرفته شده است. در این برد سیگنال های ولتاژ و جریان از برد قدرت منتقل شده و پس از فیلترگذاری های مناسب به واحد مبدل آنالوگ به دیجیتال (ADC)^۲ پردازنده متصل می شود. از یک LCD با ابعاد ۱۶*۲ (۲ سطر و ۱۶ ستون) برای نمایش داده های مورد نظر استفاده شده است و پنج کلید فشاری برای اجرای توابع مختلف به برد متصل شده است. همچنین برای نمایش وضعیت کارکرد مبدل ۳ عدد LED به رنگ های مختلف در نظر گرفته شده است.

شکل ۵-۹ شماتیک مربوط به کلیدها و LED ها را نشان می دهد. کلیدهای به پورت E و LED ها به پورت C پردازنده متصل هستند.



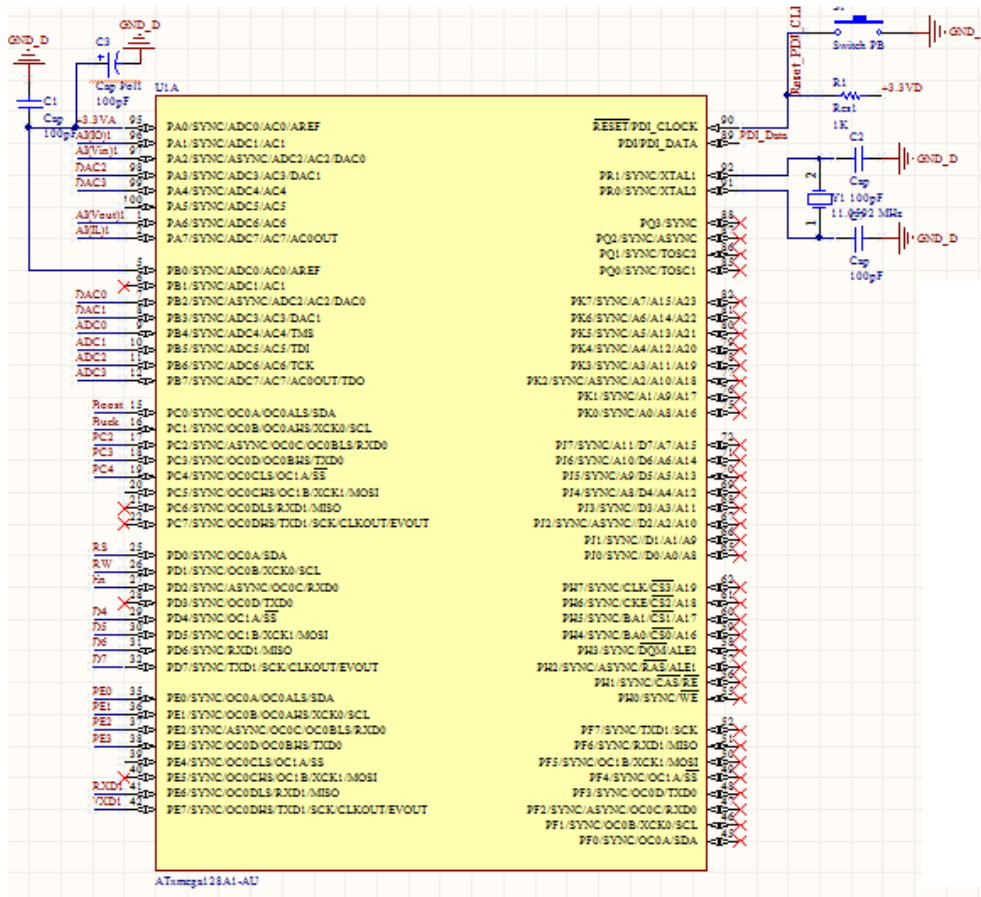
شکل ۵-۹- نقشه کلیدها و LED های برد کنترل

با توجه به حجم محاسبات و امکانات جانبی که در این پروژه نیاز بوده است از یکی از پردازنده های نسبتاً جدید با قابلیت های بسیار بالا ساخت شرکت Atmel با نام خانواده Atxmega استفاده کرده ایم. این خانواده خود به چند دسته متنوع دیگر تقسیم می شود که یکی از آی سی های معروف و موجود در داخل کشور شماره Atxmega128A1 می باشد و قابلیت های مورد نیاز در این پروژه را دارد. شکل ۵-۱۰ مربوط به شماتیک اتصالات این پردازنده به

¹ - Liquid Crystal Display

² Analog to Digital Converter

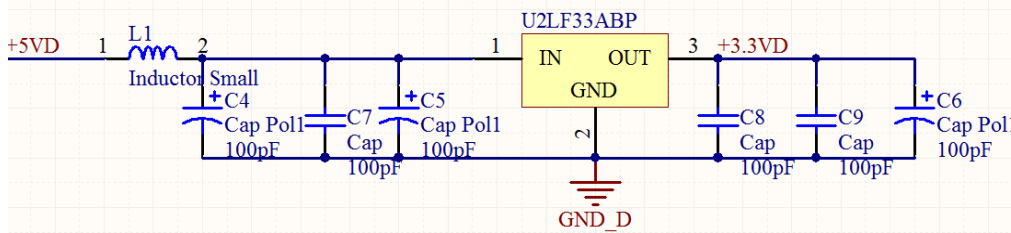
همراه بخش‌های تغذیه آن می‌باشد. در پیوست مشخصات و توضیحات بیشتری از این پردازنده آورده شده است.



شکل ۵-۱۰- نقشه پردازنده برد کنترل

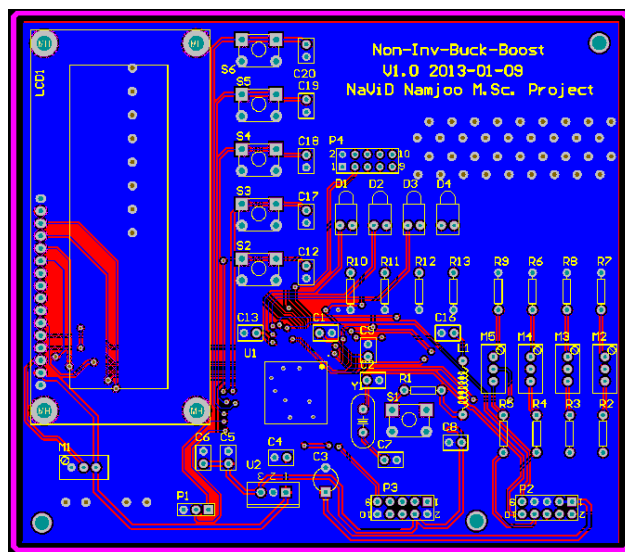
با توجه به اینکه تغذیه این پردازنده ۳.۳ ولت می‌باشد و در برد قدرت تغذیه ۵ ولت فراهم شده است از یک تثبیت‌کننده ولتاژ^۱ ۳.۳ ولت به شماره LF33 برای تغذیه پردازنده استفاده می‌کنیم که مدار مربوط به آن در شکل ۵-۱۱ آمده است.

^۱ - Regulator



شکل ۵-۱۱- نقشه مدار تغذیه پردازنده

پس از شرح قسمت‌های مختلف برد مدار کنترل و کنار هم قرار دادن این اجزاء بر روی یک برد، طراحی برد مدار چابی قدرت به صورت شکل ۵-۱۲ و شکل ۵-۱۳ می‌باشد.

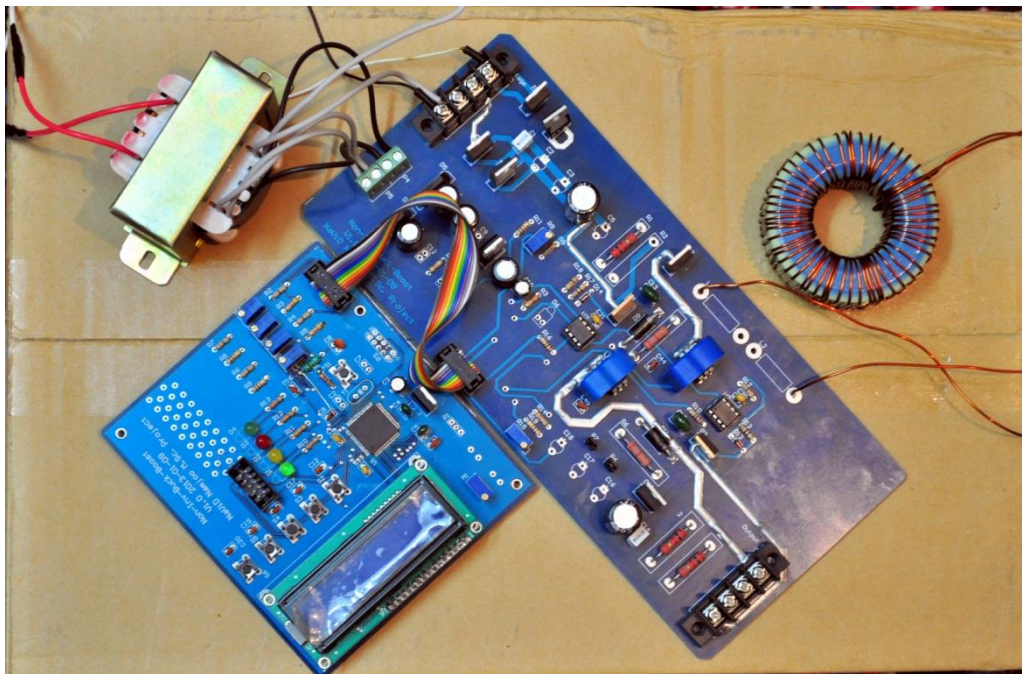


شکل ۵-۱۲- طراحی برد مدار چابی کنترل



شکل ۵-۱۳- برد مدار چابی کنترل پس از مونتاژ قطعات

در نهایت با توجه به تجهیزات مورد نیاز در این پروژه مدار کنترل، قدرت و سایر قسمت‌ها به صورت شکل ۵-۱۴ طراحی و مونتاژ شده است.



شکل ۵-۱۴- برد مدار قدرت و کنترل مبدل باک بوست غیر معکوس

۵-۴- ارتباط با رایانه

ارسال و ثبت داده‌هایی همچون پارامترهای شناسایی شده، سیگنال کنترل، ولتاژ خروجی و در قالب رشته‌های پشت سر هم و با فرکانس نمونه‌برداری مشخص و از طریق ارتباط سریال (USART^۱) به کمک مازول تبدیل USB2Serial به رایانه انجام می‌شود. در سمت رایانه برای ذخیره و دریافت داده‌ها از طریق درگاه^۲ USB^۳ برنامه‌ای تحت زبان برنامه‌نویسی C# و در محیط نرم‌افزار .Net Visual Studio نوشته شده است که قادر می‌باشد داده‌های ورودی را در فایل Excel ذخیره کند و به صورت لحظه‌ای داده‌های ورودی را نمایش دهد. شکل ۵-۱۵ برد

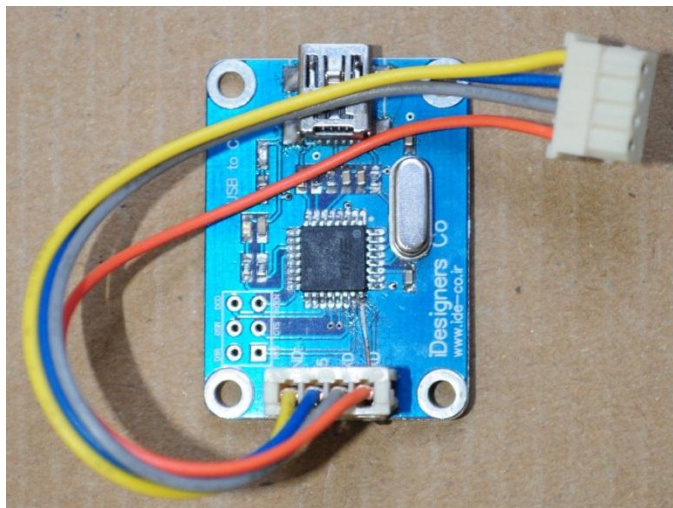
^۱ - Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

^۲ - Port

^۳ - Universal Serial Bus

Universal serial bus

مدار چاپی واسط رایانه و بخش کنترل را نمایش می‌دهد و وظیفه این برد تبدیل ارتباط سریال از سمت پردازنده به ارتباط USB در سمت رایانه و برعکس می‌باشد.



شکل ۵-۱۵- برد مدار چاپی ارتباط رایانه و برد کنترل

۵-۵- نتایج شناسایی سیستم

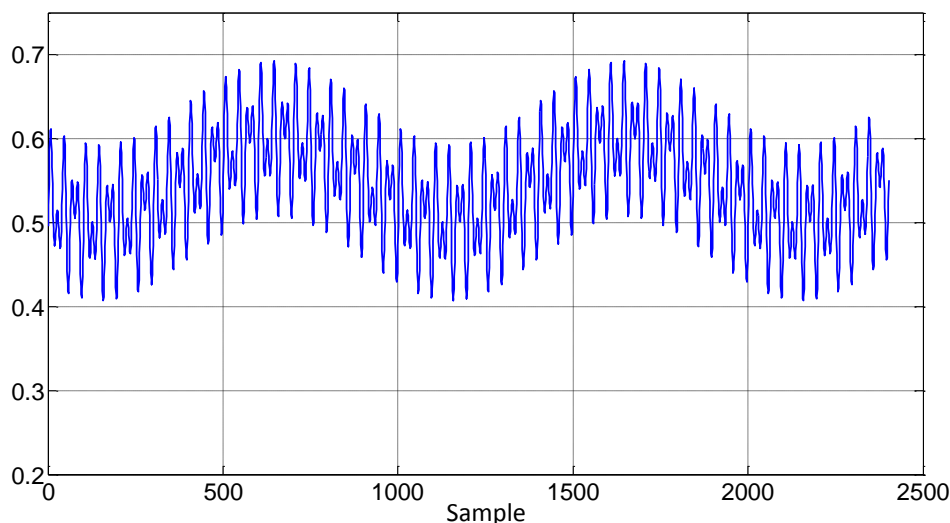
در این بخش برای بررسی عملکرد مطلوب الگوریتم شناسایی سیستم، به مبدل یک سیگنال ورودی با میزان درجه کافی PE بودن اعمال می‌شود و همزمان با سیگنال ورودی، ولتاژ خروجی ثبت و ذخیره می‌شود. سپس سیگنال‌های ذخیره‌شده به بلوک شناسایی داده می‌شود و نتایج شناسایی پارامترها ترسیم می‌گردد.

با توجه به اینکه سیستم طراحی شده به صورت دیجیتالی می‌باشد، لازم است تا زمان نمونه‌برداری مناسب با در نظر گرفتن محدودیت‌های سخت‌افزاری انتخاب شود. در سیستم طراحی شده محل قطب‌های حلقه باز مبدل در فرکانس‌های حدود 2Khz می‌باشد و با توجه به محدودیت‌هایی که در ذخیره و انتقال داده‌ها در میکرو کنترلر ATxmega128 وجود دارد، فرکانس نمونه‌برداری را ۱۰ کیلوهرتز انتخاب می‌کنیم. این فرکانس نمونه‌برداری به قدر کافی از سریع‌ترین قطب‌های سیستم بزرگ‌تر است و خللی را به الگوریتم شناسایی وارد نمی‌کند.

۵-۵-۱ - شناسایی مبدل در حالت باک

در وضعیتی که ولتاژ ورودی بزرگتر از خروجی است مبدل در حالت باک قرار دارد و کلید بوست خاموش است. جهت شناسایی پارامترهای مبدل با توجه به درجه صورت و مخرج تابع تبدیل دیجیتال لازم است تا سیگنال ورودی حداقل از مرتبه ۴، PE باشد. با توجه به اینکه هر تابع سینوسی تک فرکانس از درجه ۲، PE است می‌توانیم با جمع دو تابع سینوسی با فرکانس‌های متفاوت به سیگنالی PE از درجه ۴ دست یابیم. برای دستیابی به نتایج دقیق‌تر با پاسخ همگرایی سریع‌تر و همچنین برای اطمینان از کافی بودن میزان تحریک پذیری، سیگنال ورودی را PE از درجه ۶ انتخاب می‌کنیم.

شکل ۵-۱۶ سیگنال ورودی به مبدل باک را که به عنوان زمان وظیفه این کلید است نشان می‌دهد. با تغییرات مناسب در سیگنال ورودی، ولتاژ خروجی مبدل در شرایط نامی ذخیره می‌گردد. سیگنال ورودی برای اینکه قابل فهم‌تر باشد به بازه بین [0,1] تبدیل شده است.

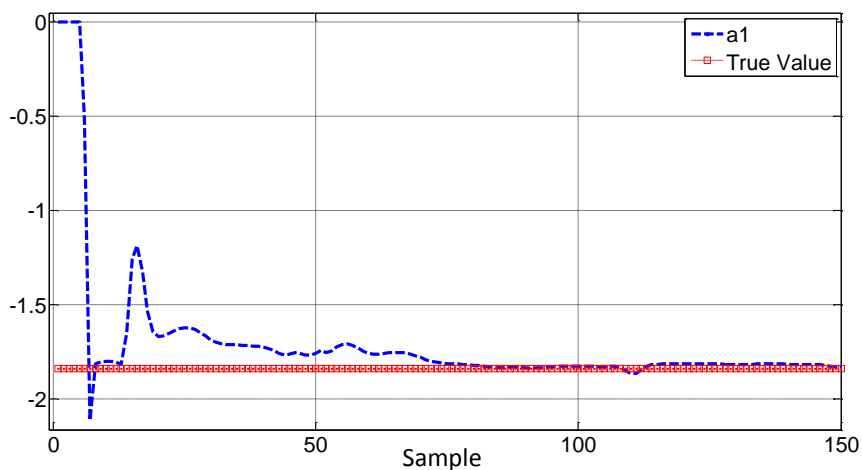


شکل ۵-۱۶ - نمودار سیگنال تحریک کننده پایا از مرتبه ۶

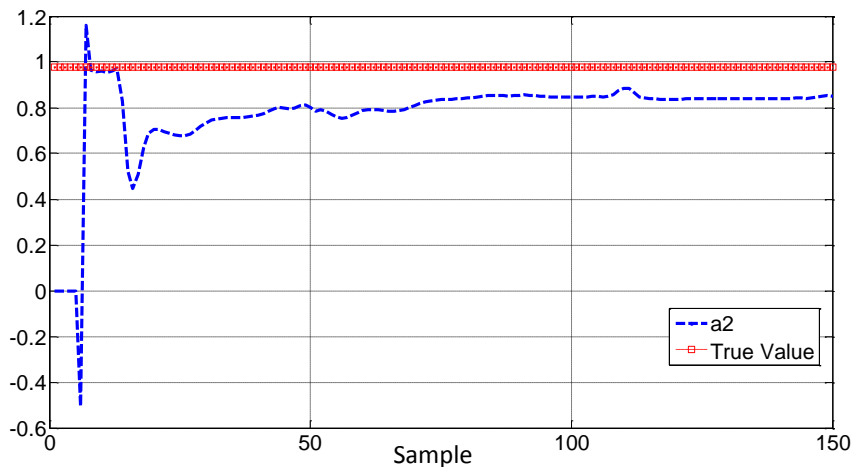
مقاومت بار در این حالت ۱۰ اهم، ولتاژ ورودی ۲۰ ولت می‌باشد و زمان وظیفه در این نقطه کار ۵۵٪ در نظر گرفته شده است. با توجه به فرکانس نمونه برداری و تابع تبدیل مبدل باک از حالت پیوسته به گسسته به روش ZOH، تابع تبدیل دیجیتال به صورت زیر خواهد بود.

$$G_{buck}(z) = \frac{1.392z + 1.382}{z^2 - 1.84z + 0.9789}$$

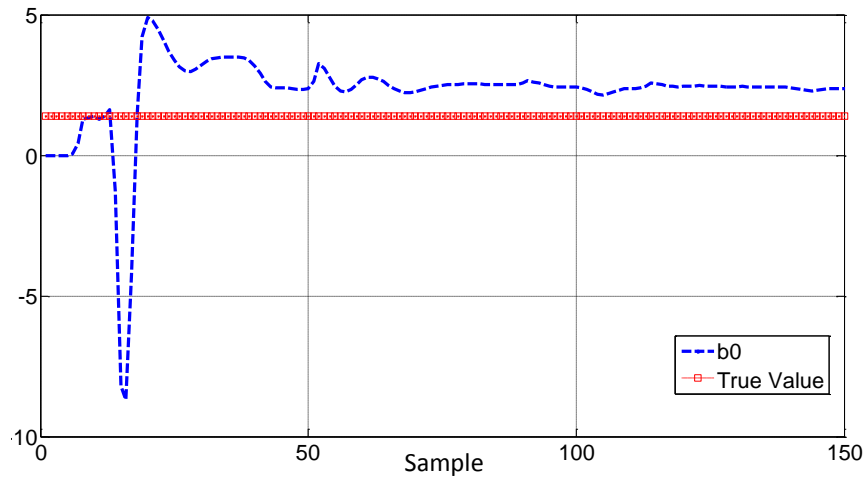
با اجرای الگوریتم شناسایی سیستم، ضرایب تابع تبدیل این مبدل به ترتیب به صورت زیر شناسایی شده است. محور افقی بیانگر تعداد نمونه‌های اخذ شده است و همچنین مقادیری که به عنوان مقدار واقعی پارامترها در نظر گرفته شده، بر اساس مقادیر پیش بینی شده در مدل سازی های توابع تبدیل های مبدل می باشد و مقدار دقیق این پارامترها می بایستی شناسایی شود.



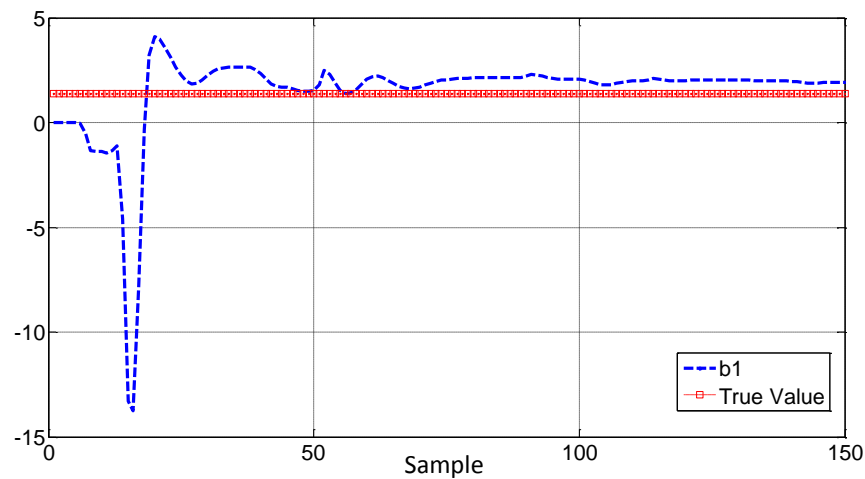
شکل ۵-۱۷- نحوه شناسایی پارامتر a_1 در وضعیت باک



شکل ۵-۱۸- نحوه شناسایی پارامتر a_2 در وضعیت باک



شکل ۵-۱۹- نحوه شناسایی پارامتر b_0 در وضعیت باک

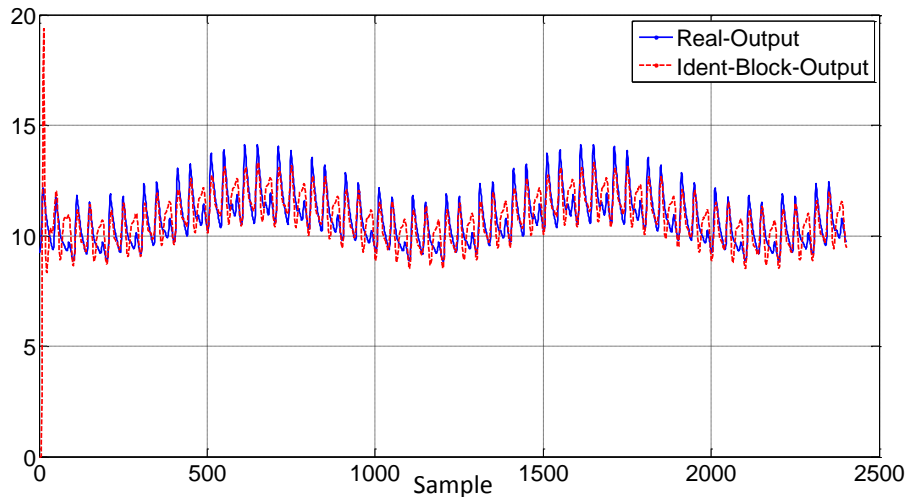


شکل ۵-۲۰- نحوه شناسایی پارامتر b_1 در وضعیت باک

در نهایت پارامترهای شناسایی شده دارای مقادیر زیر خواهند بود.

$$a_1 = -1.8287, a_2 = 0.8497, b_0 = 2.4128, b_1 = 1.9976$$

همچنین بهتر است جهت مقایسه سیستم شناسایی شده و سیستم واقعی خروجی ولتاژ هر دو سیستم را نمایش دهیم. شکل زیر نشان می‌دهد تا زمانی که مقادیر پارامترهای شناسایی تعیین شود خروجی بلوک شناسایی با سیستم واقعی تفاوت دارد ولی پس از شناسایی صحیح تمامی پارامترها پاسخ تخمین زده شده بسیار مشابه با پاسخ واقعی است.



شکل ۵-۲۱- مقایسه پاسخ واقعی سیستم و پاسخ سیستم تقریب زده شده در حالت باک

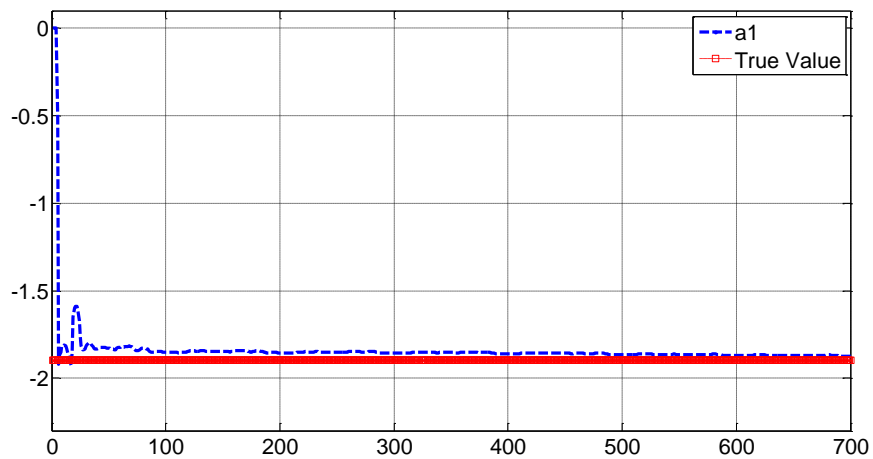
۵-۵-۲- شناسایی مبدل بوست

به طور مشابه با مبدل باک الگوریتم شناسایی برای بدست آوردن پارامترهای سیستم در زمانی که ولتاژ ورودی مبدل کمتر از خروجی می باشد در نظر می گیریم. در این حالت فرض می کنیم ولتاژ ورودی مبدل ۱۰ ولت می باشد و زمان وظیفه کلید بوست بر روی ۳۰٪ تنظیم می شود. مقاومت بار ۱۰ اهم می باشد و سیگنال ورودی باید از حداقل درجه ۴ PE باشد و همان سیگنال استفاده شده جهت شناسایی مبدل باک در نظر گرفته می شود. در این حالت کلید باک همواره روشن است و مسیری از ورودی به سمت مبدل بوست برقرار می گردد.

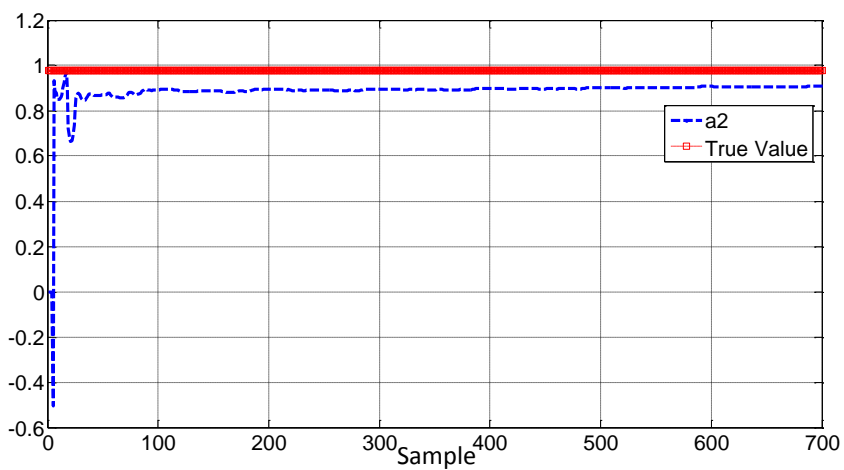
با توجه به مقادیر خازن و سلف و مبدل و در نظر گرفتن تابع تبدیل مبدل بوست و همچنین محدودیت های سخت افزار به کار گرفته شده فرکانس نمونه برداری مشابه مرحله قبل ۱۰ کیلوهرتز انتخاب می شود و با روش ZOH تابع تبدیل دیجیتالی مبدل حاصل می گردد.

$$G_{boost}(z) = \frac{0.2923z + 1.103}{z^2 - 1.908z + 0.9789}$$

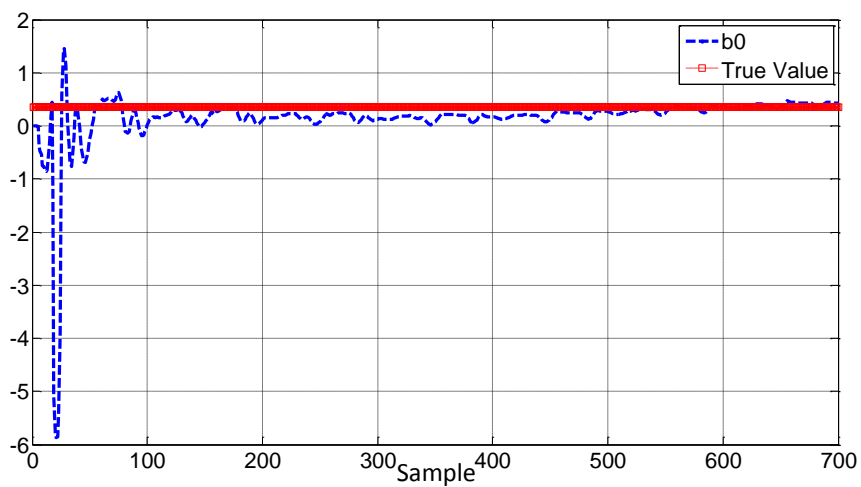
در ادامه روند شناسایی ضرایب تابع تبدیل مبدل بوست را نشان خواهیم داد.



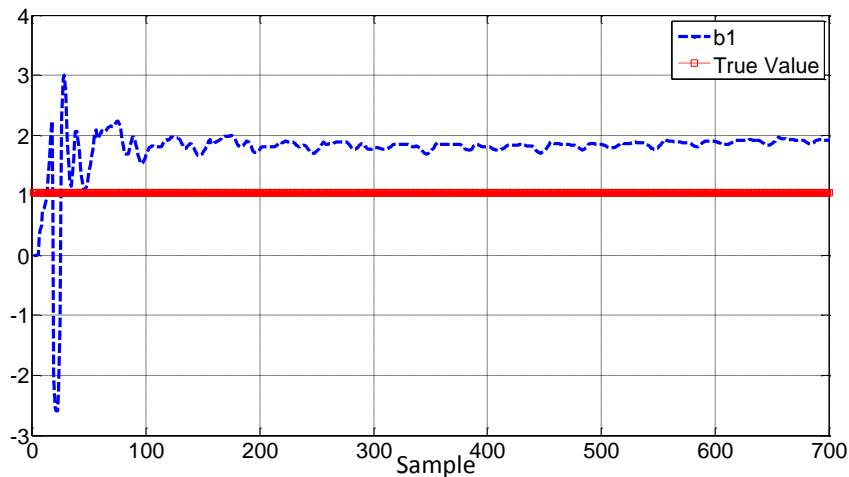
شکل ۵-۲۲- نحوه شناسایی پارامتر a_1 در وضعیت بوست



شکل ۵-۲۳- نحوه شناسایی پارامتر a_2 در وضعیت بوست

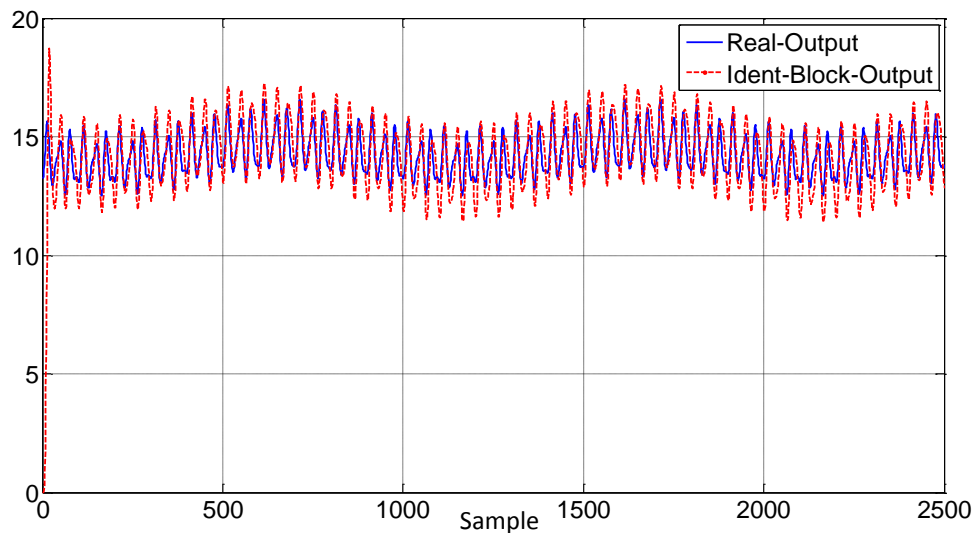


شکل ۵-۲۴- نحوه شناسایی پارامتر b_0 در وضعیت بوست



شکل ۵-۲۵- نحوه شناسایی پارامتر b_1 در وضعیت بوست

همچنین به جهت مقایسه، خروجی واقعی مبدل که توسط حس گر ولتاژ ثبت می‌شود، به صورت همزمان با خروجی بلوک شناسایی شده رسم می‌گردد. همان طور که انتظار می‌رفت در لحظات ابتدایی که پارامترهای سیستم به درستی شناسایی نشده است اختلاف بین این دو خروجی زیاد است و پس از گذشت مدت زمان اندکی بر هم منطبق می‌شود.



شکل ۵-۲۶- مقایسه پاسخ واقعی سیستم و پاسخ سیستم تقریب زده شده در حالت باک

بدین ترتیب می‌توان مشاهده کرد که الگوریتم شناسایی مورد نظر می‌تواند به خوبی پارامترهای سیستم را در هر دو وضعیت کاری مبدل شناسایی کند. از اطلاعات بدست آمده می‌توان نتیجه گرفت که مدت زمان لازم برای شناسایی صحیح پارامترهای مبدل در حالت بوست از باک بیشتر است و این موضوع می‌تواند به دلیل غیر کمینه فاز بودن تابع تبدیل مبدل در این

وضعیت باشد. همچنین مشاهده می‌شود ضرایب مخرج که بیانگر دینامیک قطب‌های تابع تبدیل می‌باشند در هر دو حالت کارکرد مبدل یکسان بوده و با سرعت و دقت بالایی شناسایی می‌شود؛ اما ضرایب صورت با اندکی اختلاف شناسایی شده است که منابع خطای آن را می‌توان به چند دسته زیر تفکیک کرد:

۱- خطاهای اندازه‌گیری و کالیبراسیون حس گرها

۲- دقت اندازه‌گیری و روزلوشن مبدل ADC

۳- تفاوت‌های بین مدل ریاضی و واقعی مبدل به لحاظ مدل سازی

۴- ایده آل نبودن عناصر مداری

۵- خطی سازی‌ها انجام شده در مدل

۵-۳-۵ پیاده‌سازی کنترل گر PI در مبدل باک

۵-۳-۵-۱ شبیه‌سازی کنترل گر PI در مبدل باک

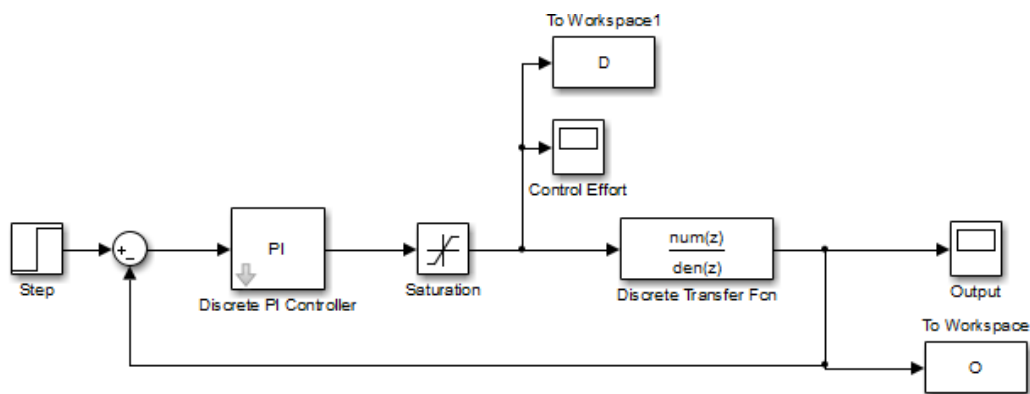
در این قسمت قصد داریم تا به پیاده‌سازی یک کنترل گر کلاسیک از نوع PI بپردازیم. همان طور که می‌دانیم این کنترل گر در بیشتر سیستم‌ها صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرد و از جمله کنترل گرهای پر کاربرد می‌باشد. پیاده‌سازی یک کنترل گر PI بسیار ساده است و علاوه بر آن مقاومت^۱ خوبی نسبت به تغییرات پارامترهای فرایند دارد. در این پروژه ضرایب کنترل گر در شبیه‌سازی‌های نرم‌افزار - Matlab طراحی شده و سپس با آزمون‌های مختلف سعی شده است تا پاسخ زمانی مبدل به لحظات اضافه جهش و زمان نشست بهینه شود.

برای بررسی شباهت‌ها و تفاوت‌های مدل ریاضیاتی استفاده شده در شبیه‌سازی و مدل واقعی سیستم در این بخش ابتدا به شبیه‌سازی مبدل و ارائه نتایج آن می‌پردازیم و سپس نتایج آزمون‌های عملی مبدل را ارائه می‌کنیم.

شکل ۵-۲۷ بلوک دیاگرام مورد استفاده برای پیاده‌سازی کنترل گر PI در مبدل باک را نمایش

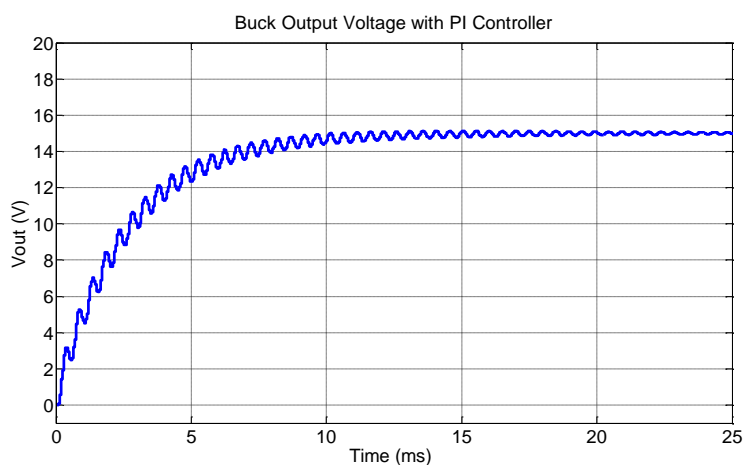
می‌دهد.

¹ - Robustness



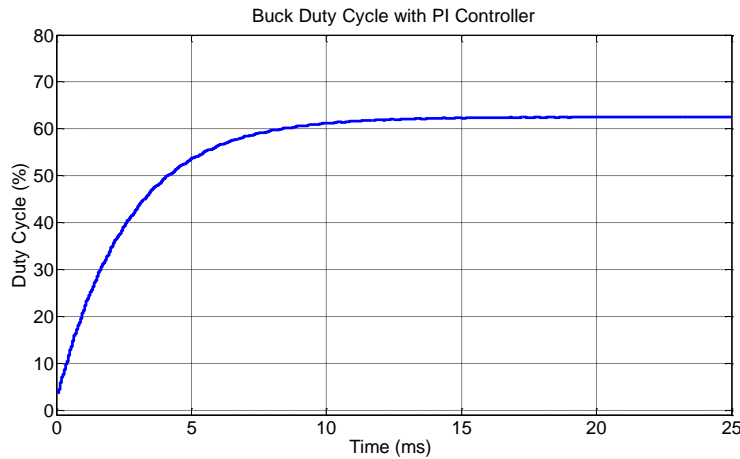
شکل ۵-۲۷- بلوک دیاگرام شبیه‌سازی مبدل باک بوست با کنترل گر PI

جهت شبیه‌سازی رفتار مبدل از توابع تبدیل زمان گسسته و کنترل گر تناسبی- انتگرالی دیجیتال با فرکانس نمونه‌برداری ۱۰ کیلوهرتز استفاده می‌شود و این شبیه‌سازی در محیط Simulink پیاده‌سازی شده است. شکل ۵-۲۸ پاسخ پله مبدل را با کنترل گر PI طراحی شده نشان می‌دهد.



شکل ۵-۲۸- پاسخ پله در شبیه‌سازی مبدل باک با کنترل گر PI

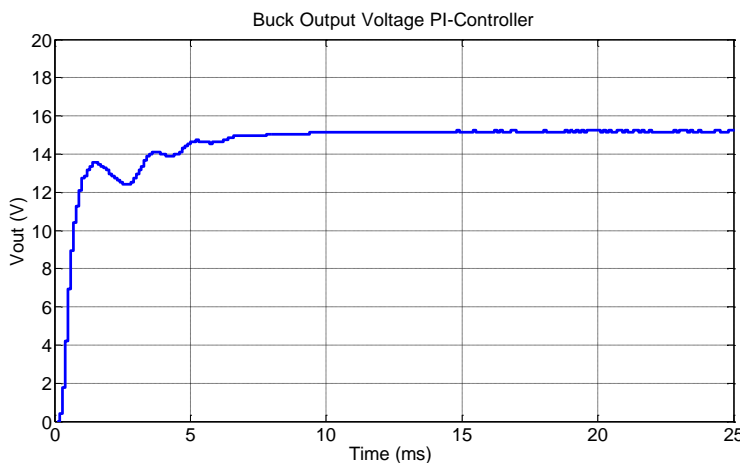
زمان نشست مبدل در این شبیه‌سازی در حدود ۱۲ میلی‌ثانیه می‌باشد. همچنین سیگنال کنترل مبدل در زمانی که از این کنترل گر استفاده می‌شود در شکل ۵-۲۹ آورده شده است.



شکل ۵-۲۹- سیگنال کنترل در شبیه‌سازی مبدل باک با کنترل گر PI

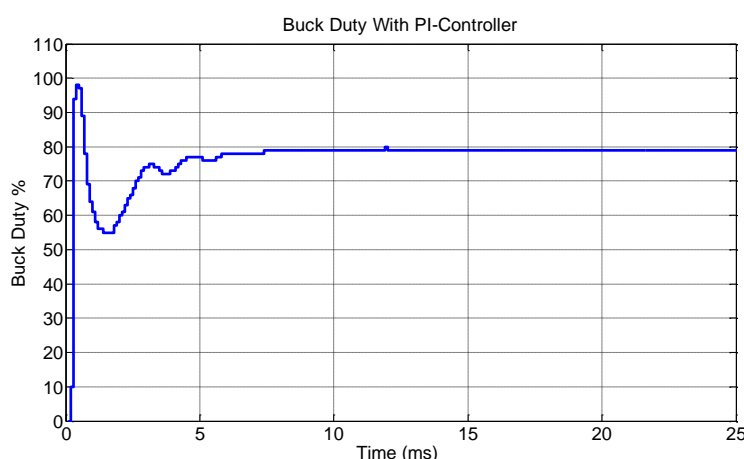
۵-۳-۲- پیاده‌سازی عملی کنترل گر PI در مبدل باک

با توجه به طراحی‌های انجام‌شده و بر اساس مدل ریاضی مبدل و شبیه‌سازی قسمت قبل، ضرایب و راهبرد کنترل PI برای مبدل باک مشخص شد و به سراغ پیاده‌سازی عملی آن می‌رویم. در سیستم عملی فرکانس نمونه‌برداری مطابق با قسمت‌های شبیه‌سازی ۱۰ کیلوهرتز انتخاب شده است و پیاده‌سازی کنترل گر به صورت دیجیتالی صورت می‌گیرد. با اعمال پله به مبدل در شرایط نامی نتایج زیر حاصل شده است. شکل ۵-۳۰ پاسخ پله مبدل را در پیاده‌سازی عملی با کنترل گر PI طراحی شده نمایش می‌دهد. زمان نشست در سیستم عملی نیز در حدود ۱۰ میلی‌ثانیه ثبت شده است.



شکل ۵-۳۰- پاسخ پله در پیاده‌سازی عملی مبدل باک با کنترل گر PI

همچنین با توجه به محدودیت‌هایی که در ذخیره‌سازی سیگنال‌ها داشته‌ایم می‌توانیم فقط یک سیگنال دیگر را ذخیره کنیم. بهترین معیار جهت مقایسه کنترل‌گرها و وضعیت سیستم بعد از پاسخ زمانی، تغییرات سیگنال کنترل می‌باشد. در شکل ۳۱-۵ سیگنال کنترل را زمانی که مبدل در وضعیت باک قرار دارد نشان می‌دهد. این سیگنال با توجه به حدود مجاز برای زمان وظیفه کلید به بازه ۰ تا ۱۰۰ نگاشته شده است.



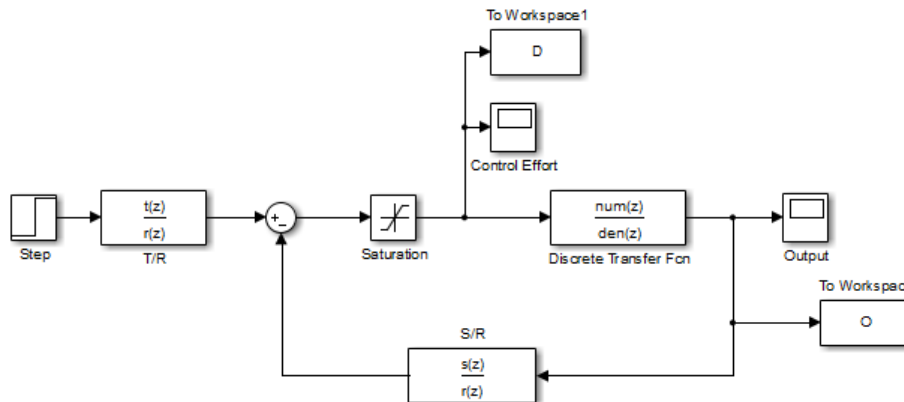
شکل ۳۱-۵- سیگنال کنترل در پیاده‌سازی عملی مبدل باک با کنترل گر PI

۵-۵-۴- پیاده‌سازی کنترل گر تطبیقی رگولاتور خود تنظیم در مبدل باک

در این بخش پس از اتمام مراحل طراحی کنترل‌گرها، ابتدا به سراغ شبیه‌سازی رفتار مبدل باک می‌پردازیم و پس از اطمینان از صحت عملکرد روش‌های مطرح شده به سراغ پیاده‌سازی آن‌ها بر روی سیستم واقعی می‌رویم.

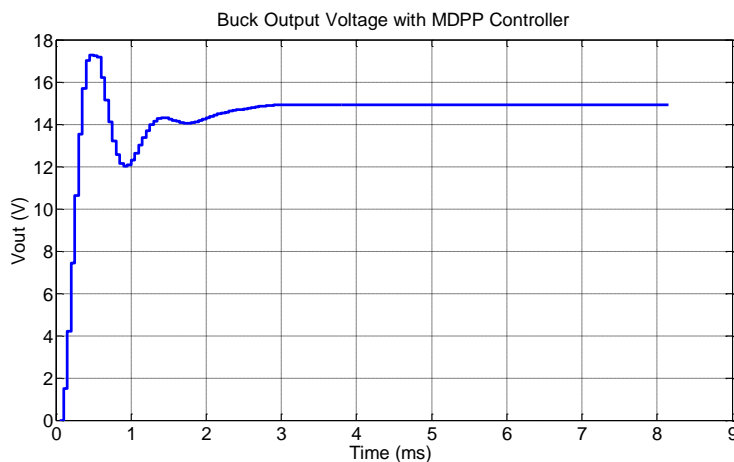
۵-۵-۴-۱- شبیه‌سازی کنترل جایاب قطب در مبدل باک

به جهت بررسی صحت روش کنترلی طراحی شده در ابتدا به کمک روابط بدست آمده از فصل مدل سازی و روابط کنترل تطبیقی به شبیه‌سازی توابع تبدیل سیستم می‌پردازیم. در این قسمت فرض می‌کنیم که تابع تبدیل نقطه کار مبدل در اختیار است و روش کنترل جایاب قطب را بر اساس پارامترهای مدل سازی اجرا می‌کنیم. شبیه‌سازی‌های انجام شده بر اساس توابع تبدیل زمان گسسته مبدل باک و در محیط Simulink/Matlab می‌باشد. شکل ۳۲-۵ بیانگر بلوک دیاگرام مورد استفاده در این شبیه‌سازی است.



شکل ۵-۳۲- بلوک دیاگرام کنترل در شبیه‌سازی مبدل باک-بوست به روش جایاب قطب

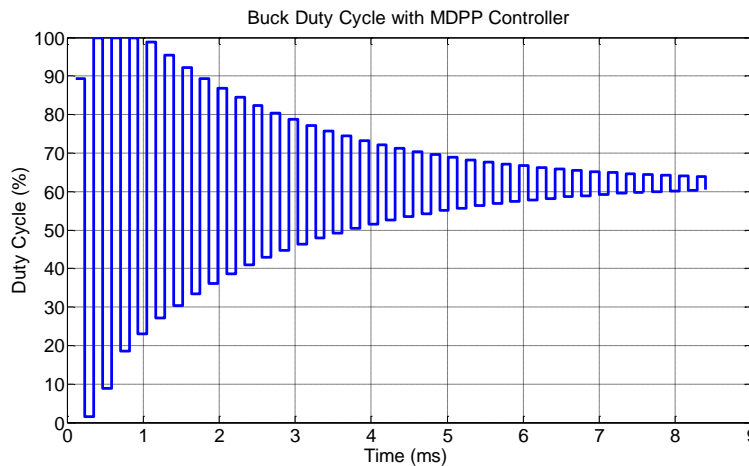
در شبیه‌سازی فوق یک پله با دامنه ۱۵ به سیستم اعمال می‌شود، سپس سیگنال کنترل و خروجی سیستم ذخیره می‌گردد. با توجه به اینکه دامنه سیگنال کنترل به مفهوم زمان وظیفه کلید باک می‌باشد به بازه $[0-1]$ محدود شده است. شکل ۵-۳۳ پاسخ پله مبدل باک را در این شبیه‌سازی نمایش می‌دهد.



شکل ۵-۳۳- پاسخ پله در شبیه‌سازی مبدل باک با کنترل جایاب قطب

همان طور که مشاهده می‌شود پاسخ مطابق با طراحی‌ها انجام‌گرفته می‌باشد و از نظر میزان فرا جهش و زمان نشست مبدل وضعیت مطلوبی را دارد. همچنین مقدار نهایی خروجی

سیستم به مقدار مورد نظر همگرا شده است و ردیابی به درستی صورت گرفته است. در ادامه سیگنال خروجی کنترل (تلاش کنترلی^۱) مربوط به این شبیه‌سازی آورده شده است.



شکل ۵-۲۴- سیگنال تلاش کنترلی در شبیه‌سازی مبدل باک با کنترل جایاب قطب

مطابق با انتظار سیگنال ثبت‌شده دارای نوسانات شدید می‌باشد و پدیده‌ای به نام سیگنال کنترل حلقه^۲ ای در آن مشاهده می‌شود. با نزدیک شدن پاسخ خروجی مبدل به مقدار مرجع این نوسانات به تدریج میرا می‌شوند.

۵-۴-۲- پیاده‌سازی عملی کنترل گر جایاب قطب در مبدل باک

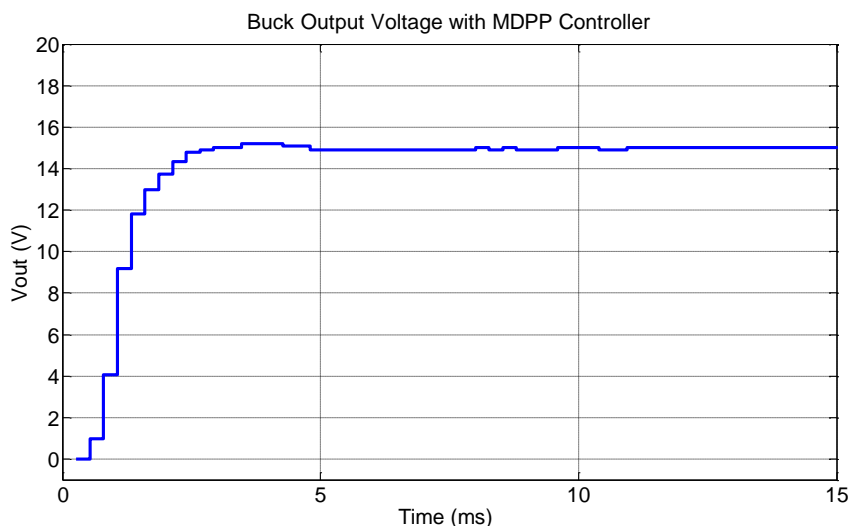
در این قسمت ابتدا فرض می‌شود که پارامترهای سیستم یک‌بار پیش از اجرای کنترل تطبیقی، شناسایی شده است و پس از آنکه مقادیر آن‌ها مشخص شد از کنترل گر تطبیقی استفاده می‌شود. این فرض ابتدایی به این دلیل است که می‌خواهیم مطمئن شویم مرتبه کنترل گرهای مورد استفاده و همچنین الگوریتم کنترل گر به طور کلی صحیح می‌باشد و عملکرد سیستم را بهبود می‌بخشد.

شرایط نمونه‌برداری، ورودی‌ها و خروجی مشابه با حالتی است که مبدل را با کنترل PI کنترل می‌کنیم. شکل ۵-۳۵ ولتاژ خروجی مبدل را زمانی که از روش حداقل درجه جایاب

¹ - Control Effort

² Ringing

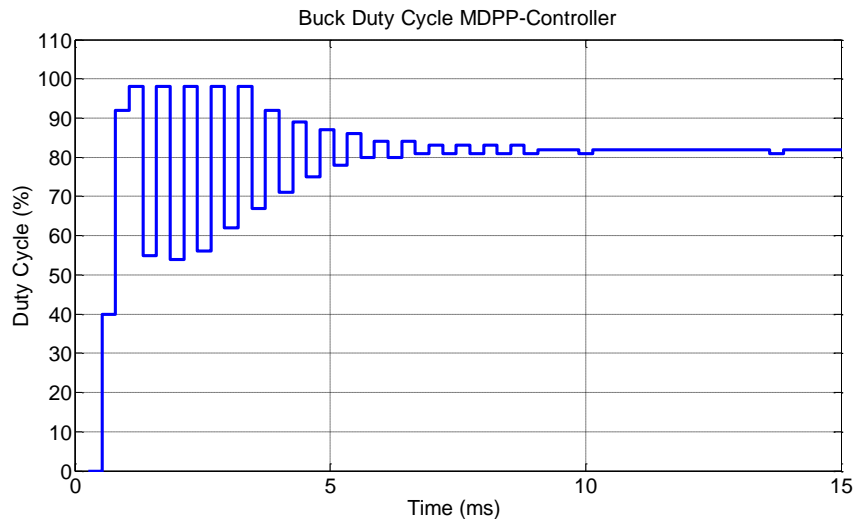
قطب (MDPP) استفاده می‌کنیم را نشان می‌دهد. پارامترهای کنترل گر در این مرحله با توجه به شناسایی‌های انجام‌شده در مراحل پیشین تنظیم‌شده است.



شکل ۵-۳۵- پاسخ پله در پیاده‌سازی عملی مبدل باک با کنترل گر جایاب قطب

همان طور که مشاهده می‌شود شکل پاسخ نسبت به زمانی که از یک کنترل گر PI استفاده می‌شود هم به لحاظ زمان نشست و هم میزان فرا جهش بهبود بسیار زیادی داشته است و بیانگر این است که استفاده از روش جایاب قطب وضعیت سیستم را بهبود می‌بخشد و نشان می‌دهد در صورتی که ضرایب توابع تبدیل سیستم و به تبع آن کنترل گر به درستی شناسایی شوند به پاسخ مطلوب نزدیک می‌شویم.

جهت مقایسه با کنترل گر PI می‌توانیم سیگنال کنترل را نیز رسم کنیم. شکل ۵-۳۶ سیگنال کنترل را در وضعیتی که از روش جایاب قطب با حداقل درجه استفاده‌شده است نشان می‌دهد.



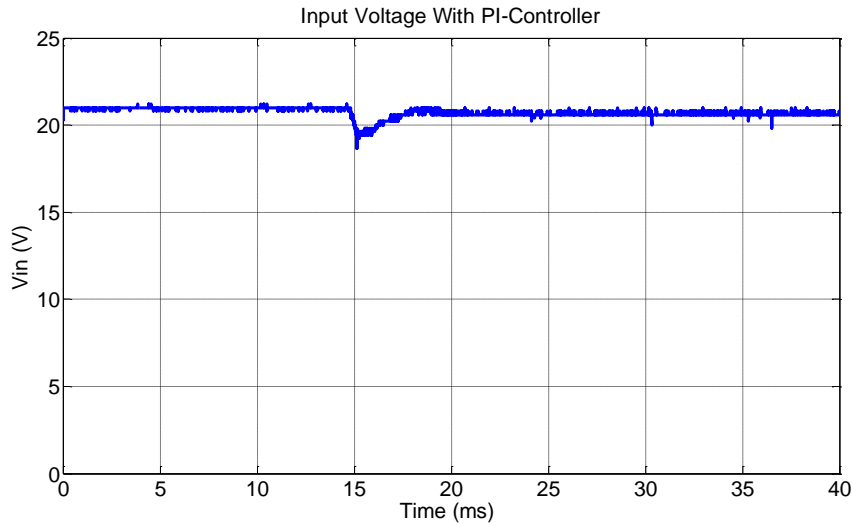
شکل ۵-۳۶- سیگنال کنترل در پیاده‌سازی عملی مبدل باک با کنترل گر جایاب قطب

شکل سیگنال با توجه به زمان نمونه‌برداری همان طور که انتظار می‌رفت به صورت گسسته و پله‌ای می‌باشد.

با توجه به اینکه در زمان استفاده از کنترل گر جایاب قطب، سیگنال کنترل جهش‌های زیادتری دارد و می‌خواهد سریعاً مقدار خروجی را به مقدار مرجع برساند و از آنجا که منبع تغذیه مورد استفاده برای تأمین ولتاژ ورودی مبدل یک منبع ایده آل نیست، مشاهده سیگنال ولتاژ ورودی نیز می‌تواند معیار خوبی برای مقایسه باشد.

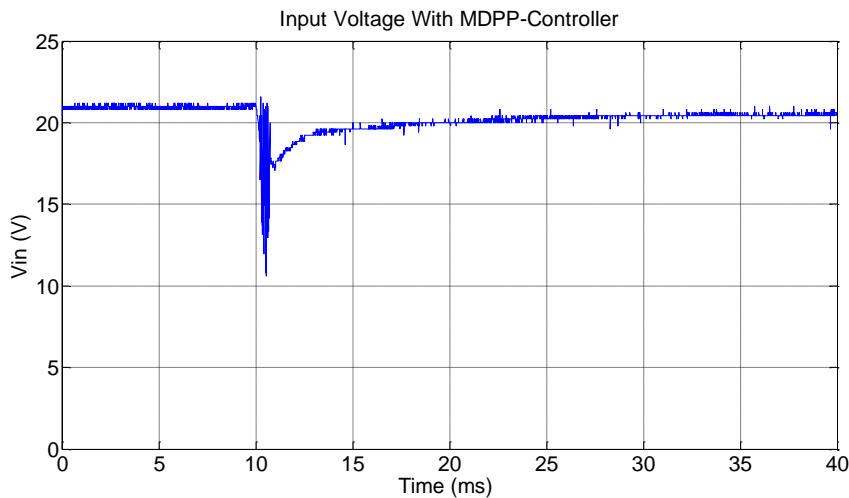
در شکل ۵-۳۷ سیگنال ولتاژ ورودی مبدل زمانی که از یک کنترل گر PI استفاده می‌شود ترسیم شده است. این سیگنال به کمک اسیلوسکوپ دیجیتالی^۱ ذخیره شده و به لحاظ زمان نمونه‌برداری با سایر پارامترها متفاوت است، اما با توجه به اینکه روال کلی تغییرات ولتاژ ورودی می‌تواند حاوی اطلاعات مفیدی باشد در این قسمت آورده شده است.

^۱ - Digital Oscilloscope



شکل ۳۷-۵- ولتاژ ورودی مبدل باک با کنترل گر PI

همچنین سیگنال ولتاژ ورودی با زمان نمونه برداری مشابه توسط اسیلوسکوپ دیجیتالی در وضعیتی که از کنترل گر جایاب قطب استفاده می شود ذخیره شده و در شکل ۳۸-۵ آورده شده است.



شکل ۳۸-۵- ولتاژ ورودی مبدل باک با کنترل گر تطبیقی

همان طور که انتظار می رفت در زمانی که از یک کنترل گر با پاسخ سریع تر (کنترل گر MDPP) استفاده می شود، اغتشاش بزرگ تری در ورودی ایجاد می کند و تنش بیشتری روی منبع تغذیه و عناصر مدار وجود دارد زیرا کنترل گر قصد دارد در مدت زمان کوتاه تری انرژی کافی را به بار برساند تا ولتاژ آن تثبیت شود.

۵-۴-۳- مقایسه نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی

با در نظر گرفتن نتایج ذخیره‌شده از شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی مبدل باک در دو قسمت پیشین می‌توان گفت که به طور کلی تطابق نسبی بین آن‌ها چه در زمان استفاده از کنترل گر PI و چه در زمان استفاده از روش کنترل تطبیقی مشاهده می‌شود؛ اما تفاوت‌هایی در میزان فراجهدش و یا زمان نشست بین نتایج عملی و شبیه‌سازی دیده می‌شود که ریشه این تفاوت‌ها را می‌توان در موارد زیر دانست:

۱- شناور بودن مدل مبدل در لحظه راه‌اندازی و تغییر پیوسته نقطه کار

در سیستم واقعی و در زمانی که ورودی پله به سیستم اعمال می‌شود تابع تبدیل مبدل به دلیل تغییر نقطه کار دچار دگرگونی می‌شود و این دگرگونی‌ها فقط در سیستم عملی قابل مشاهده است. درحالی‌که در شبیه‌سازی انجام‌شده از توابع تبدیل خطی مبدل حول نقطه کار استفاده شده است و فرض می‌شود سیستم از لحظه اول در چنین نقطه کاری قرار دارد.

۲- اثرات نامعینی‌ها مدل

با توجه به اینکه مدل ریاضی تابع تبدیل مبدل بر اساس مدل‌های ایده آل المان‌های مدار نوشته شده است می‌توان گفت قدری تفاوت بین پارامترهای مدل واقعی سیستم و مدل ریاضی بیان‌شده وجود دارد که موجب بروز تفاوت در پاسخ شبیه‌سازی و نتایج عملی می‌شود. این تفاوت‌های بیشتر در مورد مقادیر دقیق عناصر مدار و مدل‌سازی صحیح آن‌ها می‌باشد.

۳- عدم در نظر گرفتن توان تفکیک حس گر‌ها و همچنین خطای ناشی از محاسبات

در سیستم‌های عملی دقت و توان تفکیک اندازه‌گیری پارامترهای مدار خواسته یا نخواستی محدود به حس گر‌های مورد استفاده و مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال می‌باشد که اثرات این موضوع اغلب در شبیه‌سازی‌ها مورد توجه قرار نمی‌گیرد. علاوه بر آن در پردازنده‌های دیجیتالی محدودیت‌های حجم محاسبات باعث می‌شود تا نتوانیم از اعداد اعشاری با تعداد رقم‌های دلخواه بهره‌بریم و مجبور به گرد کردن این اعداد و یا حذف ارقام اعشار می‌شویم که خود موجب بروز خطا و تفاوت با نتایج شبیه‌سازی می‌شود.

۴- عدم مدل‌سازی دقیق و تغییرات شرایط مدل با زمان

در مدل‌سازی‌های ریاضی اثرات منابع ورودی ولتاژ در نظر گرفته نشده است و فرض می‌شود که سیستم به یک منبع ولتاژ ایده آل متصل می‌گردد؛ اما همان‌طور که در نتایج

آزمایش‌های فوق سیگنال ولتاژ ورودی ثبت و نشان داده شده است، منبع ورودی مبدل نیز دارای رفتار دینامیکی می‌باشد که اساساً در مدل‌های ریاضی مطرح شده مشاهده نمی‌گردد. علاوه بر این مقادیر پارامترهای سیستم در بخش مدل‌سازی مطابق با برچسب‌های کارخانه سازنده انتخاب شده است و همان‌طور که در بخش لزوم استفاده از کنترل تطبیقی گفته شد این مقادیر به‌طور دقیق در قطعات ممکن است مشاهده نشود.

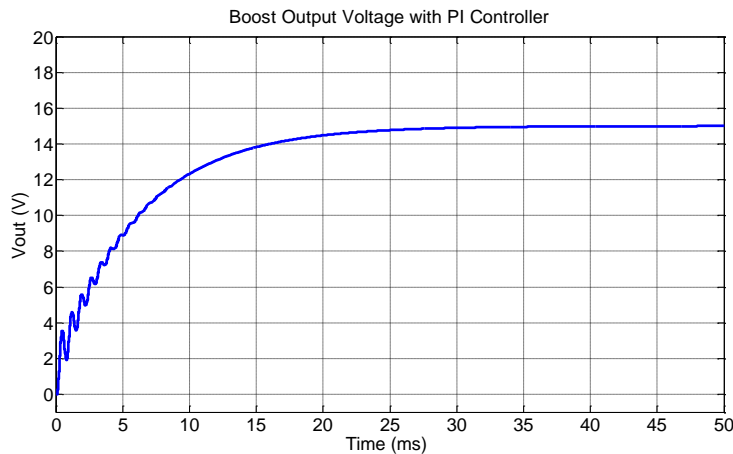
۵-۵-۵- پیاده‌سازی کنترل گر PI در مبدل بوست

در این بخش پس از اتمام مراحل طراحی کنترل‌گرها و اطمینان از صحت روابط طراحی شده، مشابه با مبدل باک به شبیه‌سازی مبدل بوست با کنترل‌گرهای PI و جایاب قطب پرداخته و همزمان نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی آن‌ها را ارائه می‌کنیم.

۵-۵-۵-۱- شبیه‌سازی کنترل PI در مبدل بوست

در بخش شبیه‌سازی رفتار کنترلی مبدل، ابتدا با انتقال مدل تابع تبدیل مبدل بوست به محیط Matlab به سراغ طراحی کنترل‌گر PI برای مبدل بوست - با توجه به حدود بهره‌فاز و حد بهره‌های مورد نیاز - و بر اساس حداکثر قابلیت‌های یک کنترل‌گر تناسبی - انتگرالی می‌رویم و سپس شبیه‌سازی مبدل در محیط Simulink انجام می‌شود. بلوک دیاگرام مورد استفاده در این شبیه‌سازی مطابق شکل ۵-۲۷ می‌باشد و فقط در شبیه‌سازی ضرایب تابع تبدیل مبدل بوست قرار داده شده است.

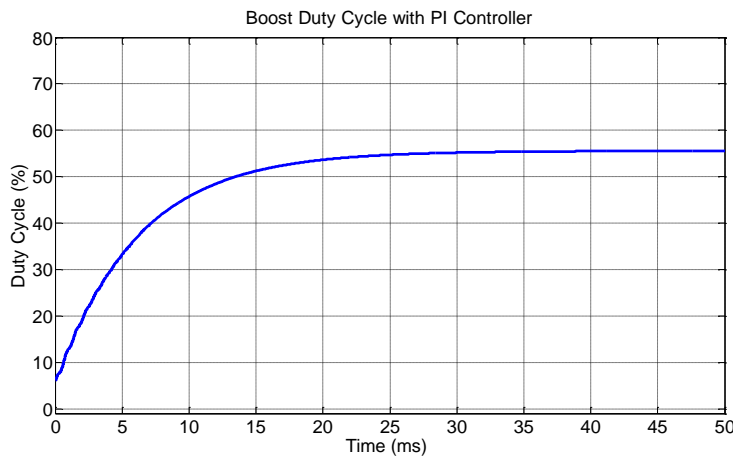
برای شبیه‌سازی رفتار مبدل با این روش، یک پله با دامنه ۱۵ ولت که معادل ولتاژ مرجع مورد نظر برای خروجی مبدل می‌باشد، اعمال می‌گردد و سپس سیگنال‌های خروجی مبدل و تلاش کنترلی کنترل‌گر ترسیم می‌شود. شکل ۵-۳۹ پاسخ پله مبدل بوست را با کنترل‌گر PI نمایش می‌دهد.



شکل ۵-۳۹- پاسخ پله در شبیه‌سازی مبدل بوست با کنترل PI

همچنین سیگنال کنترل (زمان وظیفه کلید بوست) در شبیه‌سازی مبدل به صورت زیر

می‌باشد.



شکل ۵-۴۰- سیگنال کنترل در شبیه‌سازی مبدل بوست با کنترل گر PI

مطابق با نتایج شبیه‌سازی انتظار می‌رود زمان نشست این مبدل در حدود ۳۵ میلی‌ثانیه

باشد و فرا جهشی در پاسخ مشاهده نشود.

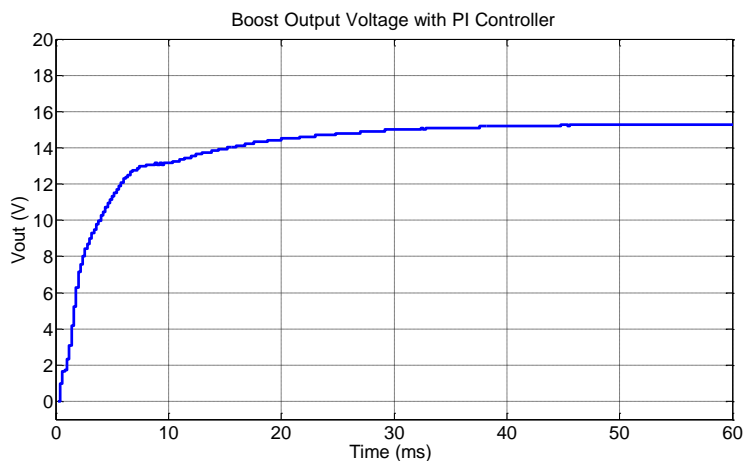
۵-۵-۲- پیاده‌سازی عملی کنترل گر PI در مبدل بوست

در این قسمت جهت مقایسه بهتر تفاوت‌ها و شباهت‌های رفتاری یک کنترل گر کلاسیک و

یک کنترل گر تطبیقی، در ابتدا کنترل گر PI دیجیتالی طراحی شده و نتایج پاسخ پله آن ثبت

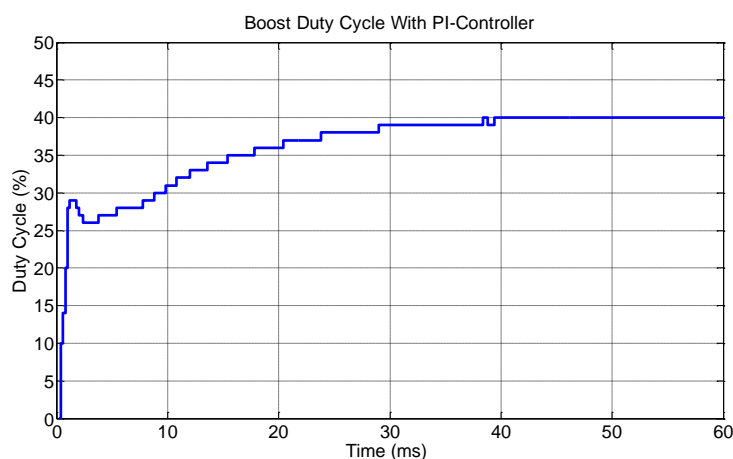
می‌گردد. فرکانس نمونه‌برداری همچنان ۱۰ کیلوهرتز انتخاب شده است.

شکل ۴۱-۵ پاسخ پله مبدل بوست را در شرایطی که ولتاژ ورودی مبدل ۱۰ ولت باشد و مقدار مرجع ولتاژ خروجی ۱۵ ولت باشد نشان می‌دهد. در این حالت مقاومت بار ۱۰ اهم است.



شکل ۴۱-۵- پاسخ پله در پیاده‌سازی عملی مبدل بوست با کنترل گر PI

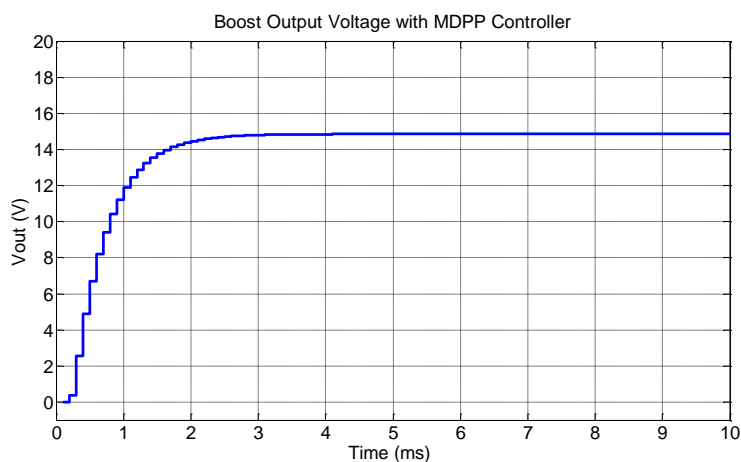
همچنین سیگنال کنترل مبدل (زمان وظیفه کلید بوست) به صورت آورده شده در شکل ۴۲-۵ تغییر خواهد کرد. اثر صفر سمت راست در تابع تبدیل مبدل باعث شده است تا پاسخ این مبدل بسیار کند باشد و از سوی دیگر اجازه افزایش فاز کافی را در منحنی فاز مبدل با کنترل گر PI را ندهد.



شکل ۴۲-۵- سیگنال کنترل در پیاده‌سازی عملی مبدل بوست با کنترل گر PI

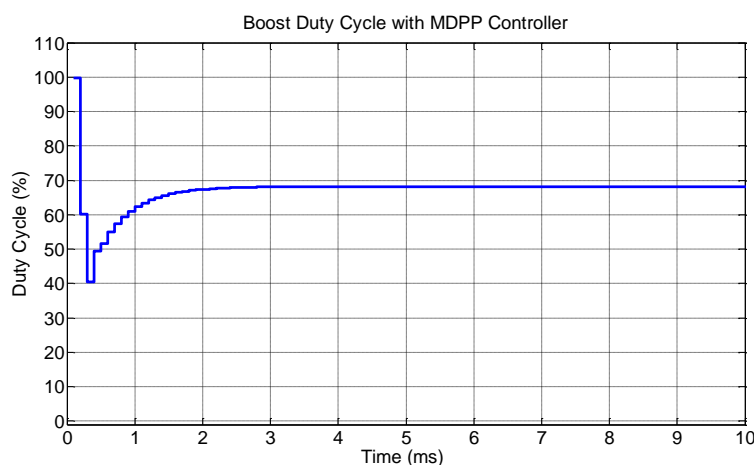
۳-۵-۵-۵- شبیه‌سازی کنترل گر جایاب قطب در مبدل بوست

با توجه به طراحی‌های انجام‌شده در بخش طراحی کنترل گر جایاب قطب و الگوریتم مورد نظر توابع تبدیل R,S و T در رگولاتور خود تنظیم جایاب قطب معین گردید. برای اطمینان از صحت عملکرد این روش در مورد مبدل بوست، مشابه با وضعیت باک شبیه‌سازی مبدل در محیط Simulink و با در نظر گرفتن توابع تبدیل، انجام‌شده است که در ادامه نتایج حاصل از این شبیه‌سازی مطرح می‌گردد.



شکل ۴۳-۵- پاسخ پله در شبیه‌سازی مبدل بوست با کنترل جایاب قطب

همچنین سیگنال کنترل در شبیه‌سازی مبدل بوست با کنترل جایاب قطب به صورت شکل ۴۴-۵ خواهد بود.

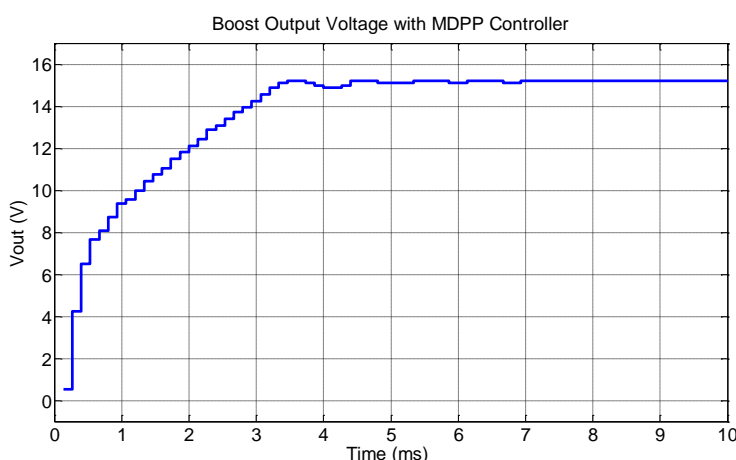


شکل ۴۴-۵- سیگنال کنترل در شبیه‌سازی مبدل بوست با کنترل جایاب قطب

با توجه به شکل فوق می‌توان اثر صفر ست راست را در لحظات ابتدایی سیگنال مبدل بوست مشاهده کرد. این اثر به گونه‌ای است که در ابتدا تلاش کنترل بسیار زیادی اعمال می‌شود و کلید بوست به طور کامل روشن می‌شود، این موضوع به معنای ذخیره شدن انرژی در سلف مبدل می‌باشد و در این هنگام تمام انرژی مبدل در سلف ذخیره می‌شود و به بار هیچ انرژی نمی‌رسد؛ اما به محض آنکه زمان وظیفه کلید کاهش می‌یابد، انرژی ذخیره شده در سلف به خازن خروجی و بار تحویل داده می‌شود که موجب بالا رفتن ولتاژ خروجی و رسیدن آن به مقدار مرجع می‌گردد.

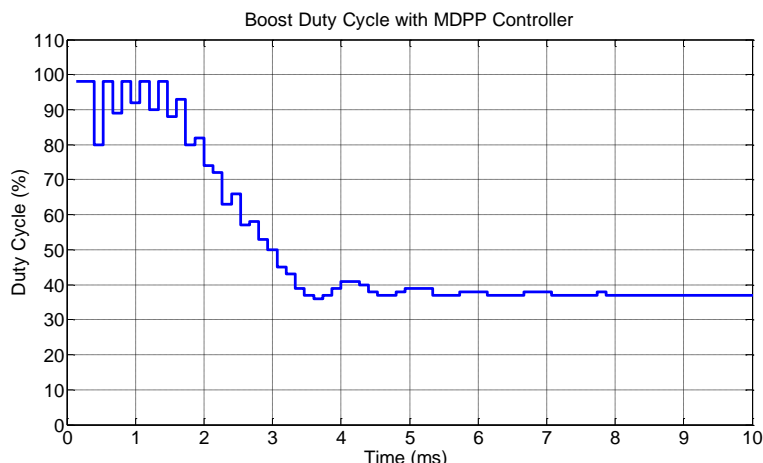
۴-۵-۵-۵ پیاده‌سازی عملی کنترل گر جایاب قطب در مبدل بوست

حال به سراغ پیاده‌سازی الگوریتم جایاب قطب رفته و تابع تبدیل مناسبی برای مدل ایده آل مبدل بوست انتخاب می‌کنیم. سپس با حل معادلات مطرح شده در فصل طراحی کنترل گر، ضرایب لازم را بدست آورده و در شرایط مشابهی از این کنترل گر استفاده می‌کنیم. شکل ۴-۵-۵ پاسخ پله مبدل بوست را در شرایطی یکسان با آزمایش‌های پیشین نشان می‌دهد.



شکل ۴-۵-۵-۵-۴ پاسخ پله در پیاده‌سازی عملی مبدل بوست با کنترل گر جایاب قطب

با توجه به پاسخ مبدل در وضعیت مشابه می‌توان ادعا کرد که سرعت سیستم حلقه بسته در وضعیتی که از کنترل گر جایاب قطب استفاده می‌شود تقریباً ۵ برابر سرعت سیستم با کنترل گر تناسبی-انتگرالی است. شکل ۴-۵-۴ سیگنال کنترل مبدل بوست را در این شرایط نشان می‌دهد. دقت شود که در کنترل گر جایاب قطب، توجه اصلی به محل قطب‌های سیستم حلقه بسته می‌باشد و صفر سمت راست مبدل بوست همچنان اثرات خود را بر روی سیستم از قبیل محدود کردن پهنای باند خواهد گذاشت.



شکل ۵-۴۶- سیگنال کنترل در پیاده‌سازی عملی مبدل بوست با کنترل گر جایاب قطب

با توجه به نتایج بدست آمده از آزمایش‌های فوق، به طور کلی می‌توان ادعا کرد که استفاده از روش کنترل گر جایاب قطب در وضعیت‌های باک و بوست سرعت سیستم را افزایش می‌دهد و زمان نشست را کم می‌کند اما تنش‌های بیشتری بر روی المان‌ها مدار و قسمت ورودی ایجاد خواهد کرد. در قسمت بعد می‌خواهیم اثر تغییرات مقادیر عناصر مدار را بر روی پاسخ هر یک از کنترل گرهای بررسی کنیم.

۵-۵-۶- بررسی اثرات تغییر مقادیر عناصر مبدل بوست

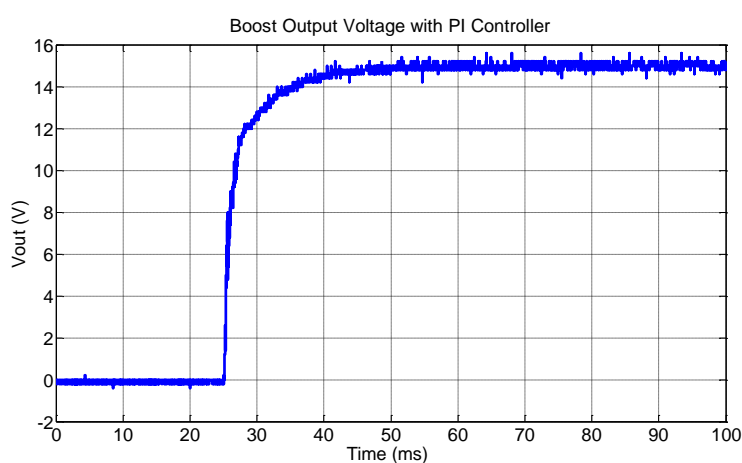
پس از آنکه مشاهده کردیم حضور کنترل گر جایاب قطب می‌تواند تا حد زیادی پاسخ حالت گذرا مبدل را بهبود بخشد و این کنترل گر تا بدین جا به لحاظ سرعت پاسخ برتری نسبی داشته است، باید به بررسی اثرات تغییر نقطه کار و مقادیر عناصر مدار بپردازیم. در آزمایش‌های ذیل، ابتدا نتایج حاصل از پاسخ‌های مبدل در شرایط نامی و عناصر اصلی مدار با هر دو کنترل گر ذخیره و ثبت می‌گردد، سپس تغییرات اعمال می‌شود. جدول ۴ شماره آزمایش‌ها و نوع تغییر به وجود آمده را نمایش می‌دهد.

جدول ۴- آزمایش‌های تغییر عناصر مبدل

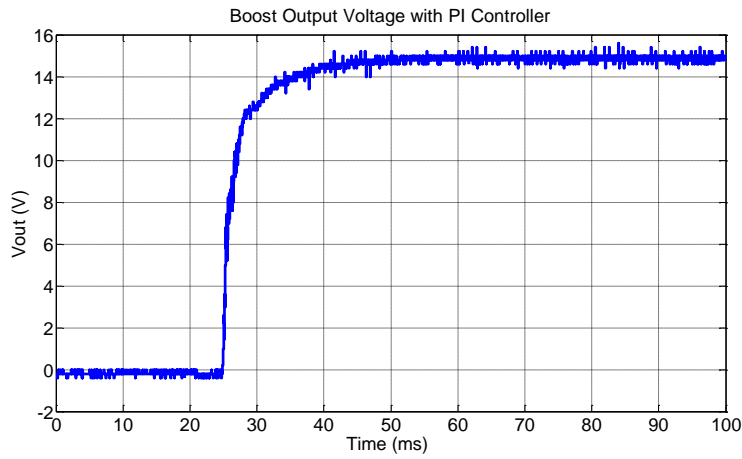
شماره آزمایش	مقدار خازن	مقدار سلف
۱	۴۷۰ میکرو فاراد	۳۰۰ میکروهانری
۲	۴۷۰ میکرو فاراد	۱۵۰ میکروهانری
۳	۱۰۰۰ میکرو فاراد	۳۰۰ میکروهانری
۴	۱۰۰۰ میکرو فاراد	۱۵۰ میکروهانری
۵	۲۲۰ میکرو فاراد	۱۵۰ میکروهانری
۶	بار خروجی دو برابر	

شکل‌های زیر پاسخ پله مبدل بوست را در آزمایش‌های فوق و با استفاده از کنترل گر PI

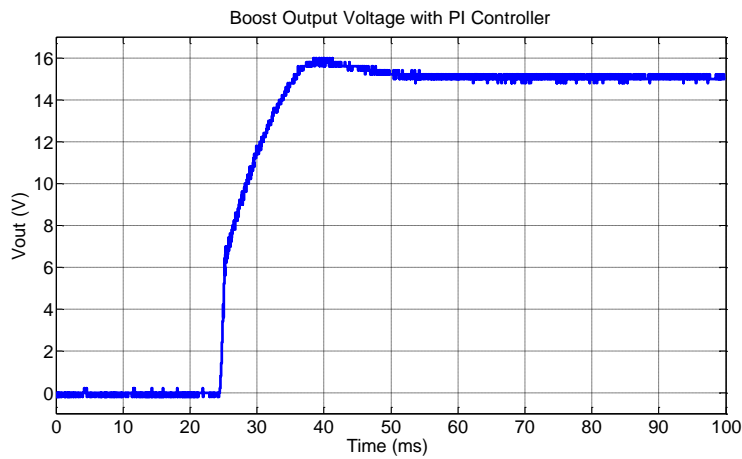
نشان می‌دهد.



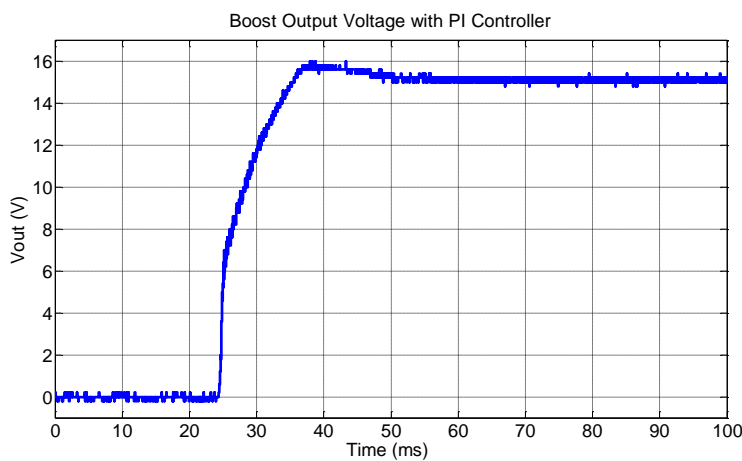
شکل ۵-۴۷- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش اول با کنترل‌گر PI- $L=300\mu H, C=470\mu F$



شکل ۵-۴۸- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش دوم با کنترلگر PI- $L=150\mu H, C=470\mu F$

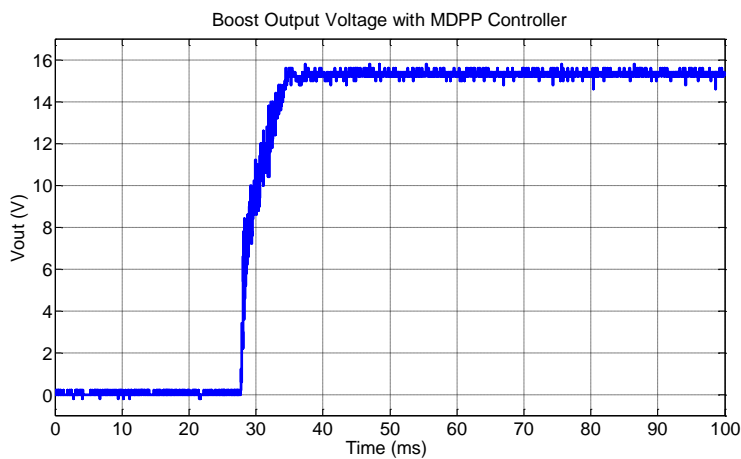


شکل ۵-۴۹- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش سوم با کنترلگر PI- $L=300\mu H, C=1000\mu F$

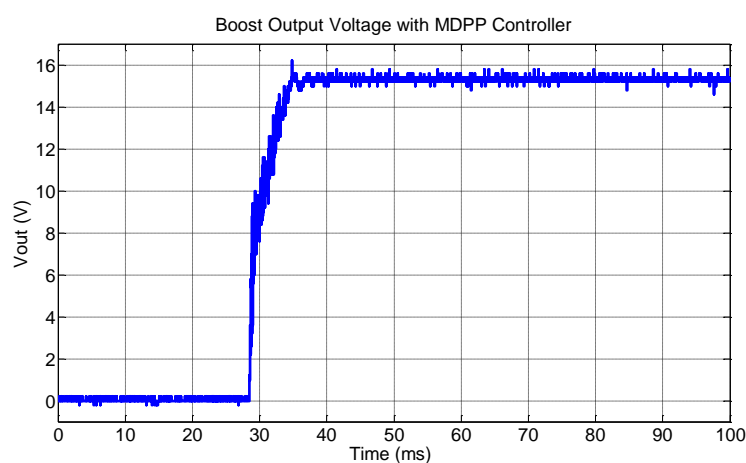


شکل ۵-۵۰- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش چهارم با کنترلگر PI- $L=150\mu H, C=1000\mu F$

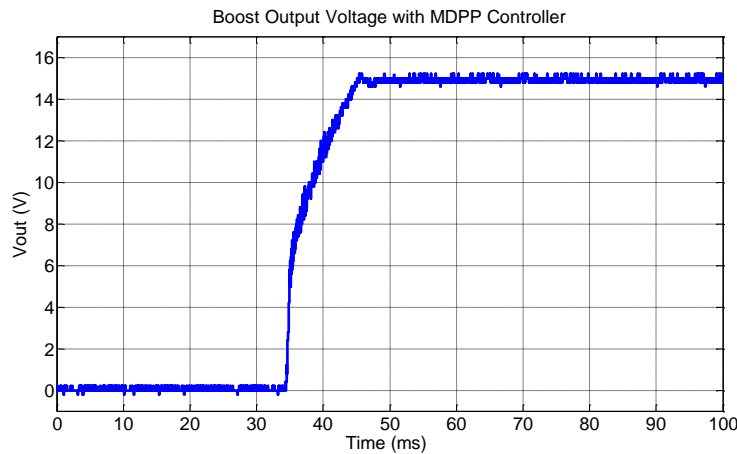
آزمایش‌های مشابهی جهت بررسی اثر استفاده از کنترل گر جایاب قطب تکرار شده و در ذیل نتایج آن‌ها آورده شده است.



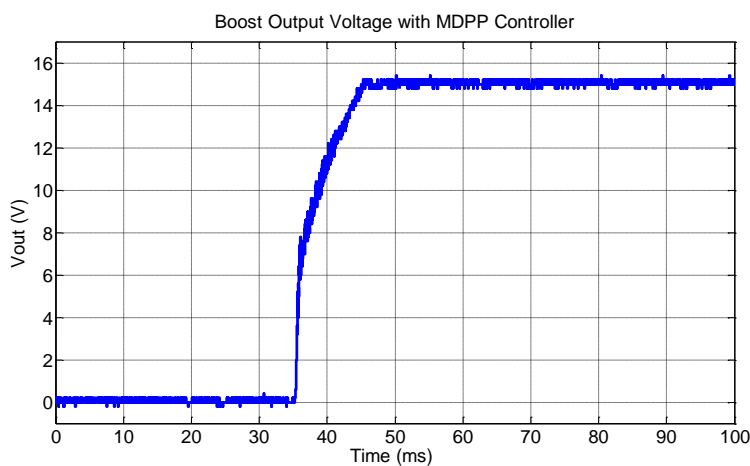
شکل ۵-۵۱- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش اول با کنترل گر تطبیقی $L=300\mu H, C=470\mu F$



شکل ۵-۵۲- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش دوم با کنترل گر تطبیقی $L=150\mu H, C=470\mu F$



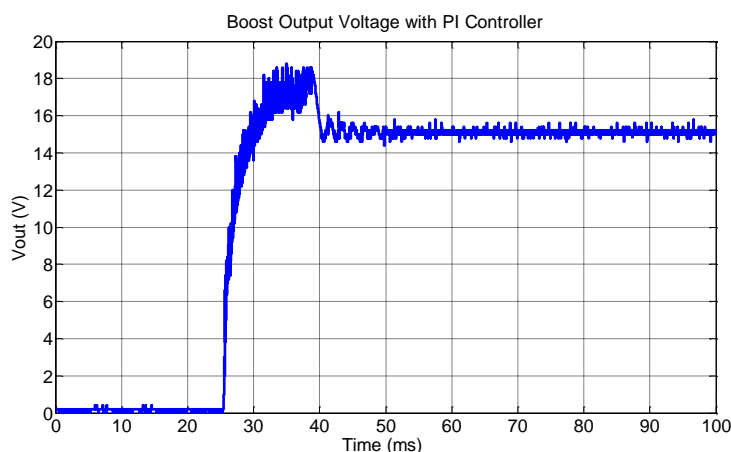
شکل ۵-۵۳- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش سوم با کنترل گر تطبیقی $L=300\mu H, C=1000\mu F$



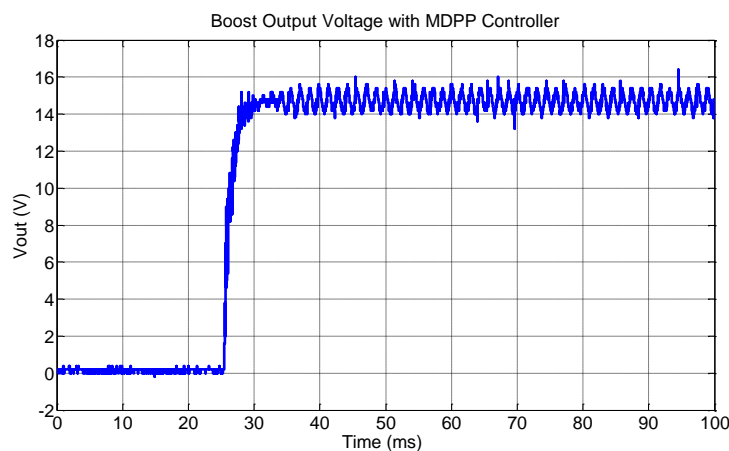
شکل ۵-۵۴- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش چهارم با کنترل گر تطبیقی $L=150\mu H, C=1000\mu F$

با در نظر گرفتن شکل‌های مربوط به آزمایش‌های ۱ و ۲ می‌توان مشاهده کرد که افزایش مقدار سلف مبدل حتی تا مقدار ۲ برابر تأثیر زیادی بر روی شکل موج ولتاژ خروجی مبدل ندارد و استفاده از هر دو کنترل گر نتیجه مشابهی خواهد داشت. اما با توجه به آزمایش‌های ۳ و ۴ می‌توان مشاهده کرد که افزایش ظرفیت خازنی خروجی مبدل می‌تواند فرم پاسخ را تا حدود تغییر دهد. به عنوان مثال در شکل ۵-۵۰ که نتایج استفاده از کنترل گر PI می‌باشد، شکل پاسخ به گونه‌ای تغییر پیدا کرده است که فرا جهش در پاسخ مبدل ظاهر شده است. اما در شکل ۵-۵۴ که از کنترل گر تطبیقی استفاده شده تغییر به وجود آمده در ظرفیت خازنی خروجی مبدل تأثیر عمده‌ای بر روی شکل پاسخ نداشته است و مشابه کنترل گر PI فقط می‌توان دید که نوسانات فرکانس بالای ولتاژ کمی میرا تر شده است اما فرم کلی پاسخ ثابت است.

برای بررسی بیشتر اثرات تغییر مقادیر سلف و خازن مبدل آزمایش پنجم را که در آن ظرفیت خازن مبدل به ۲۲۰ میکرو فاراد کاهش پیدا می‌کند انجام داده‌ایم و نتایج حاصل از استفاده از یک کنترل گر تطبیقی و تناسبی- انتگرالی در ادامه آورده شده است.



شکل ۵-۵۵- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش پنجم با کنترل گر PI $C=220\mu F, L=150\mu H$



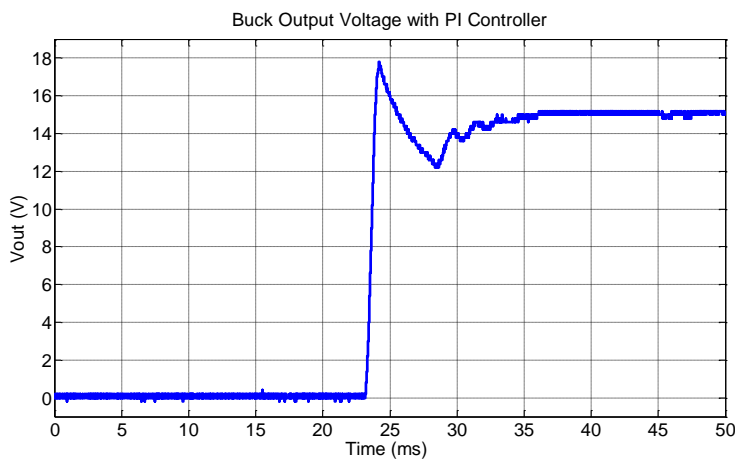
شکل ۵-۵۶- پاسخ پله مبدل بوست در آزمایش پنجم با کنترل گر تطبیقی $C=220\mu F, L=150\mu H$

از مقایسه شکل ۵-۵۵ و شکل ۵-۵۶ می‌توان گفت که کاهش ظرفیت خازن مبدل از مقدار طراحی شده اثرات بسیار نامطلوبی در پاسخ حالت دائمی مبدل دارد اما این موضوع در زمانی که از یک کنترل گر PI استفاده می‌شود تأثیر بیشتری دارد. در این وضعیت کاهش ظرفیت خازنی موجب شده است که علاوه بر بروز اضافه جهش در پاسخ مبدل نوساناتی نیز در پاسخ خروجی مشاهده شود. اما زمانی که از کنترل گر تطبیقی بهره می‌بریم کاهش ظرفیت خازنی باعث سریع‌تر

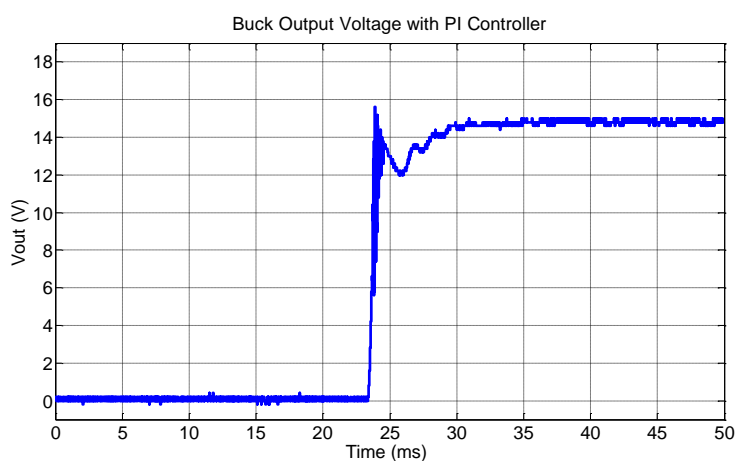
شدن پاسخ شده است ولی نوساناتی نیز در پاسخ حالت دائمی مبدل حول مقدار مرجع به وجود می‌آید.

۵-۵-۷- بررسی اثرات تغییر مقادیر عناصر مبدل باک

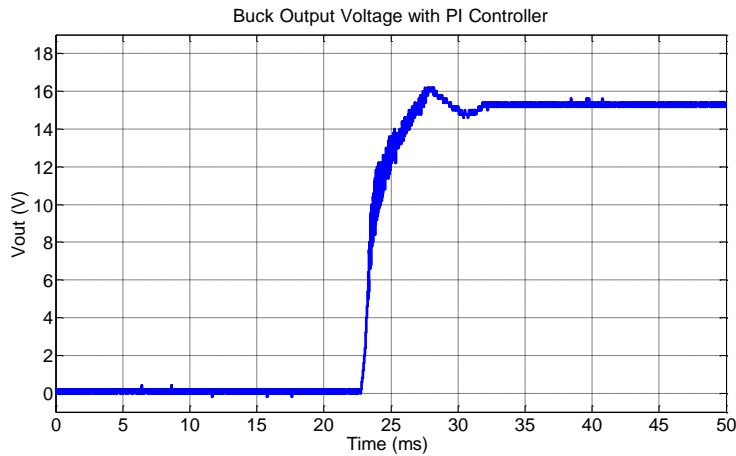
در این قسمت می‌خواهیم فرایند مشابه ای را برای وضعیتی که مبدل ولتاژ ورودی را کاهش می‌دهد و در حالت باک قرار دارد تکرار کنیم. چهار آزمایش فوق در زمانی که از یک کنترل گر تطبیقی و کنترل گر PI استفاده می‌شود مجدداً تکرار شده و نتایج حاصل از آن ثبت گردیده است.



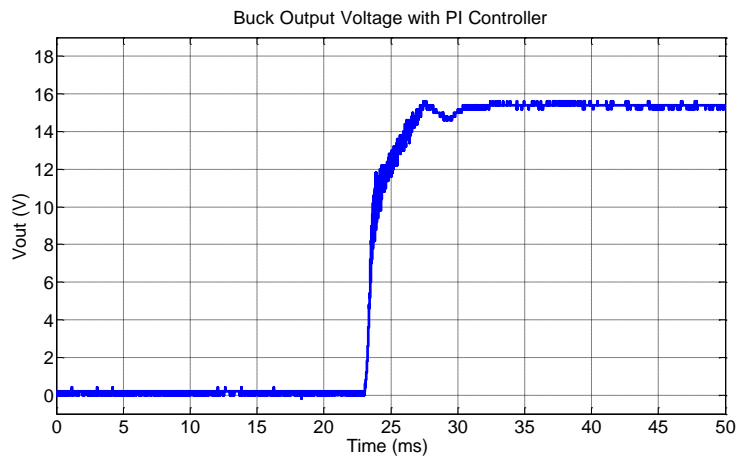
شکل ۵-۷-۵- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش اول با کنترل گر PI و $C=470\mu F, L=300\mu H$



شکل ۵-۸-۵- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش دوم با کنترل گر PI و $C=470\mu F, L=150\mu H$

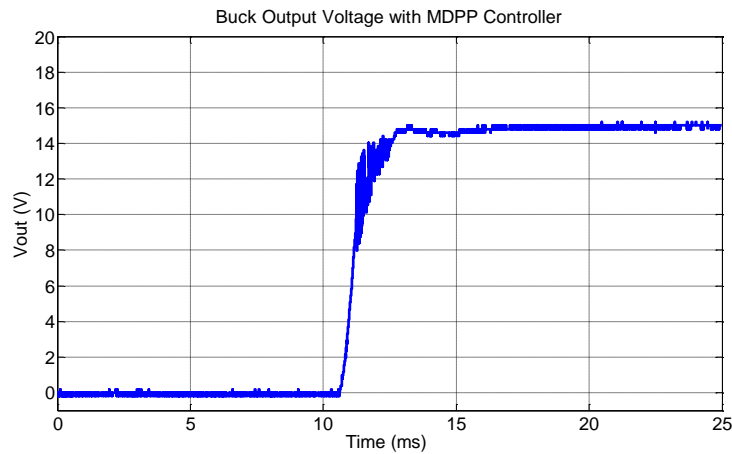


شکل ۵-۵۹- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش سوم با کنترل گر PI و $C=1000\mu F, L=300\mu H$

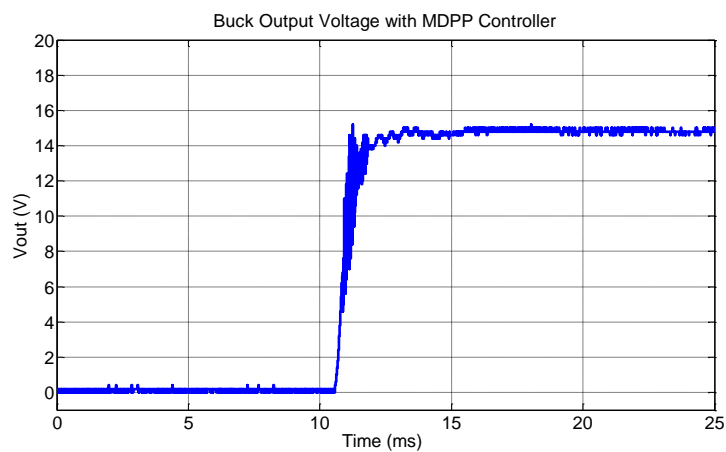


شکل ۵-۶۰- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش چهارم با کنترل گر PI و $C=1000\mu F, L=150\mu H$

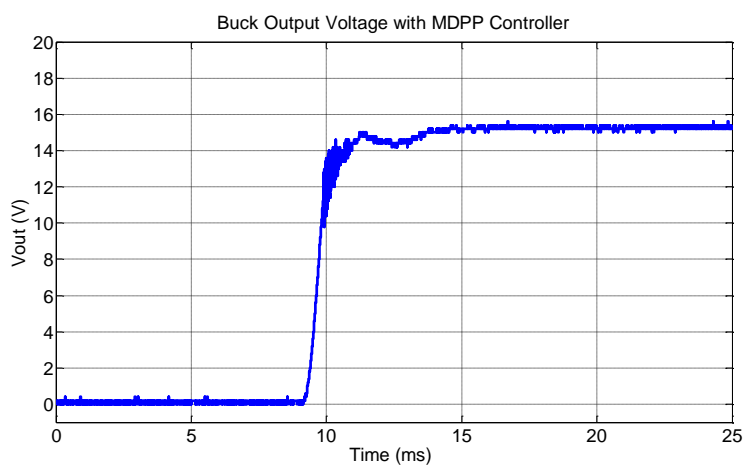
با مقایسه شکل‌های مرتبط به آزمایش‌های ۱ تا ۴ و کنترل گر تناسبی-انتگرالی می‌توان گفت که تغییرات ظرفیت سلفی و خازنی مبدل هر دو تأثیر زیادی بر روی شکل ظاهری پاسخ‌های زمانی مبدل داشته‌اند و افزایش هر دو این مقادیر می‌تواند فرا جهش موجود در پاسخ را کاهش دهد. به عنوان مثال افزایش ظرفیت سلف مبدل در شکل ۵-۵۷ باعث افزایش مدت زمان نشست و فرا جهش مبدل شده است.



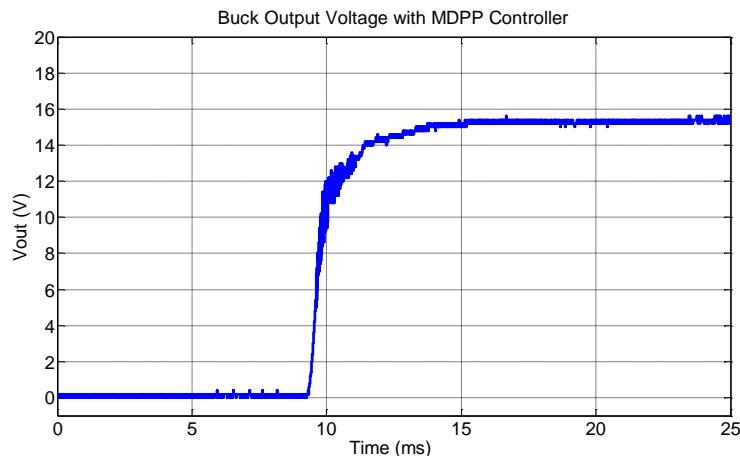
شکل ۵-۶۱- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش اول با کنترل گر تطبیقی و $C=470\mu F, L=300\mu H$



شکل ۵-۶۲- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش دوم با کنترل گر تطبیقی و $C=470\mu F, L=150\mu H$



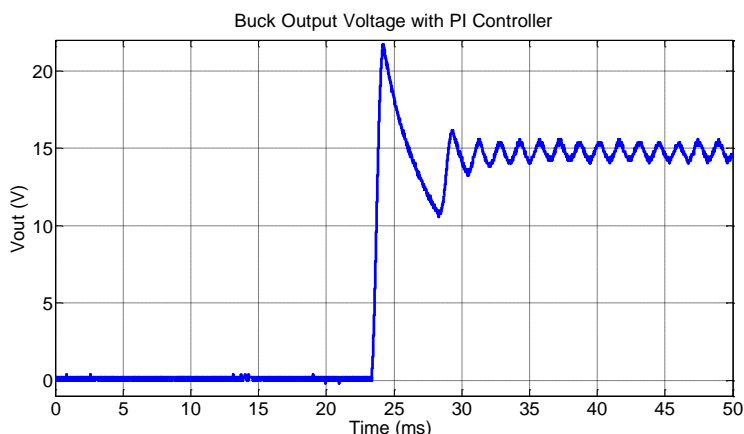
شکل ۵-۶۳- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش سوم با کنترل گر تطبیقی و $C=1000\mu F, L=300\mu H$



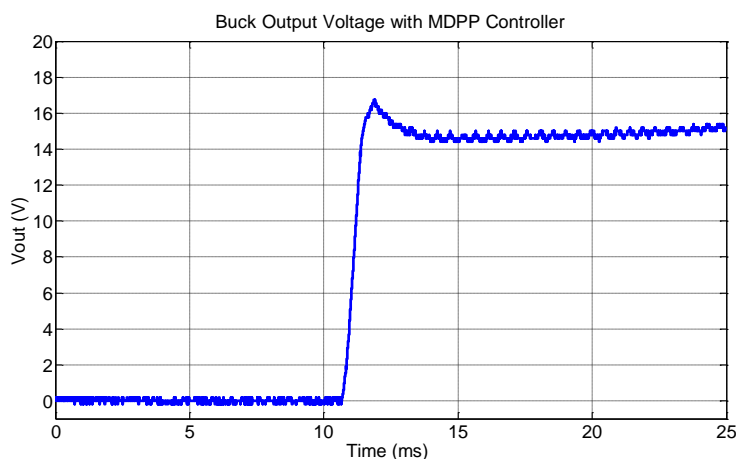
شکل ۵-۶۴- پاسخ پله مبدل باک در آزمایش چهارم با کنترل گر تطبیقی و $C=1000\mu F$, $L=150\mu H$

با توجه به شکل پاسخ‌های زمانی ثبت‌شده می‌توان نتیجه گرفت که افزایش مقدار ظرفیت سلف مبدل در زمان استفاده از کنترل گر جایاب قطب، تأثیر زیادی بر روی پاسخ مبدل نخواهد داشت اما در صورتی که ظرفیت خازن خروجی مبدل مقدار بزرگ‌تری داشته باشد پاسخ مبدل زمان نشست بیشتری خواهد داشت. به عنوان مثال با مقایسه شکل ۵-۶۱ و شکل ۵-۶۲ می‌توان مشاهده کرد که افزایش مقدار سلف از ۱۵۰ میکروهنری به ۳۰۰ تأثیر چندانی در پاسخ مبدل نداشته است و روش کنترل تطبیقی توانسته است به خوبی پاسخ مناسب را تولید کند. از سوی دیگر با مقایسه شکل ۵-۶۲ و شکل ۵-۶۴ خواهیم دید که زمان نشست با افزایش مقدار خازن مبدل به ۱۰۰۰ میکرو فاراد اندکی بیشتر می‌شود اما شکل پاسخ همچنان به صورت قبل حفظ می‌شود. در واقع در این وضعیت کنترل گر تطبیقی حداکثر تلاش خود را در ثابت نگاه‌داشتن پاسخ خروجی مبدل داشته است اما به دلیل افزایش بسیار زیاد ظرفیت خازن مبدل ثابت زمانی مدار بیشتر شده است.

در ادامه نتایج آزمایش پنجم که ناشی از کاهش ظرفیت خازن خروجی مبدل باک به مقدار ۲۲۰ میکرو فاراد است را ارائه می‌دهیم. این آزمایش را برای هر دو کنترل گر تطبیقی و کنترل گر تناسبی- انتگرالی به صورت مجزا و با ظرفیت سلف ۱۵۰ میکروهنری انجام‌شده است.



شکل ۵-۶۵ = پاسخ پله مبدل باک در آزمایش پنجم با و کنترل گر PI $C=220\mu F, L=150\mu H$



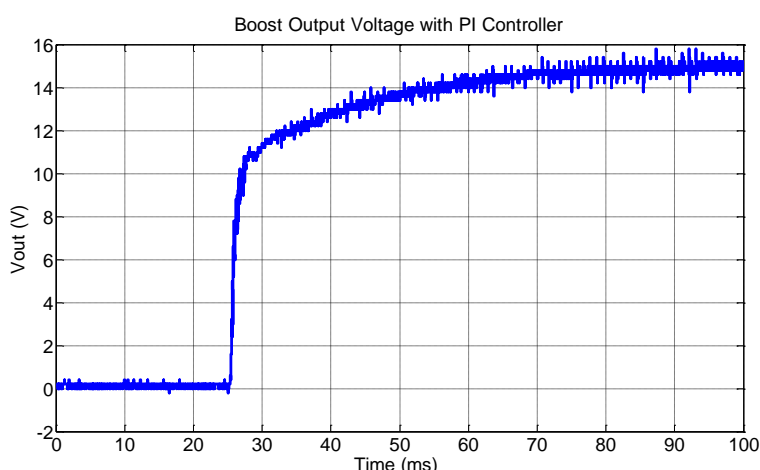
شکل ۵-۶۶ - پاسخ پله مبدل باک در آزمایش پنجم با کنترل گر تطبیقی $C=220\mu F, L=150\mu H$

با مقایسه شکل‌های مربوط به آزمایش پنجم در مبدل باک می‌توان گفت که کاهش ظرفیت خازنی در مبدل باک با کنترل گر PI اثر مشابهی با مبدل بوست با همین کنترل گر خواهد داشت به طوری که پاسخ سریع‌تر می‌شود اما مقدار فرا جهش ولتاژ خروجی نیز افزایش می‌یابد و از سوی دیگر در پاسخ حالت دائمی نوساناتی حول مقدار مرجع مشاهده می‌شود. زمانی که از کنترل گر جایاب قطب تطبیقی استفاده می‌کنیم کاهش ظرفیت خازنی باعث به وجود آمدن فرا جهش در پاسخ مبدل می‌شود اما مقدار این فرا جهش بسیار کمتر می‌باشد.

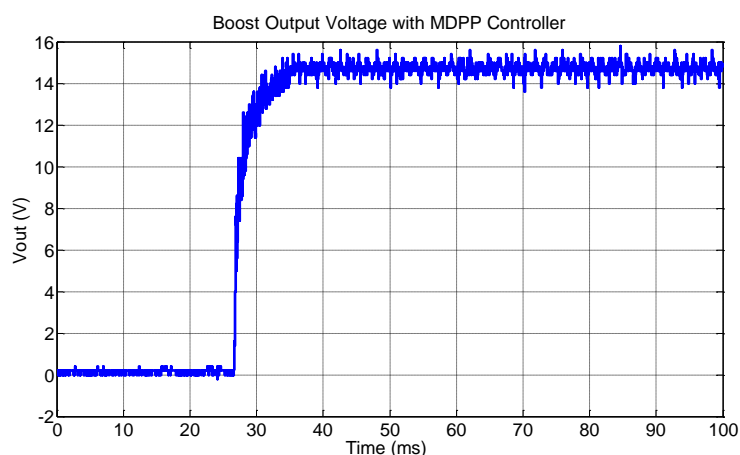
۵-۸- بررسی اثرات افزایش بار خروجی در مبدل بوست

با توجه به اینکه خروجی مبدل‌های DC-DC در شرایط گوناگون می‌تواند به بارهای با امپدانس‌های مختلف متصل شود لازم است تا اثرات تغییر بار خروجی مبدل را بررسی کنیم و از

پایداری کنترل گری که طراحی شده اطمینان حاصل کنیم. بدین منظور آزمایشی طراحی شده است که در آن مقاومت بار خروجی مبدل به مقدار نصف (۵ اهم) کاهش پیدا می کند؛ و سپس پاسخ پله مبدل با هر دو کنترل گر ثابت و ذخیره می گردد. در ادامه پاسخ مبدل بوست را به آزمایش ششم آورده شده است.



شکل ۵-۶۷- پاسخ پله مبدل بوست آزمایش ششم با کنترل گر PI و بار دو برابر



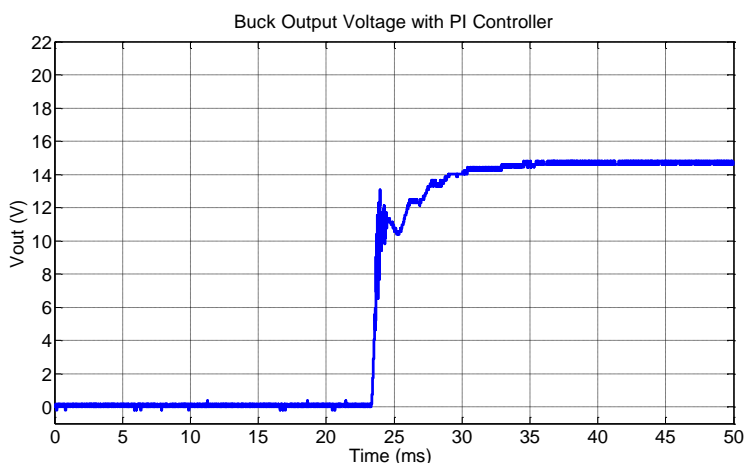
شکل ۵-۶۸- پاسخ پله مبدل بوست آزمایش ششم با کنترل گر تطبیقی و بار دو برابر

مقادیر عناصر مبدل در آزمایش ششم مشابه با مقادیر ذکر شده برای آزمایش دوم می باشد و برای بررسی نتایج لازم است تا نتایج این دو آزمایش را مقایسه کنیم. با بررسی شکل ۵-۴۸ و شکل ۵-۶۷ می توان مشاهده کرد که افزایش دو برابری بار خروجی مبدل باعث شده است تا زمان نشست مبدل بوست با کنترل گر PI افزایش بسیار و در حدود دو برابری داشته باشد اما با مقایسه شکل ۵-۵۲ و شکل ۵-۶۸ می توان گفت این افزایش بار تأثیری بر روی زمان نشست مبدل به

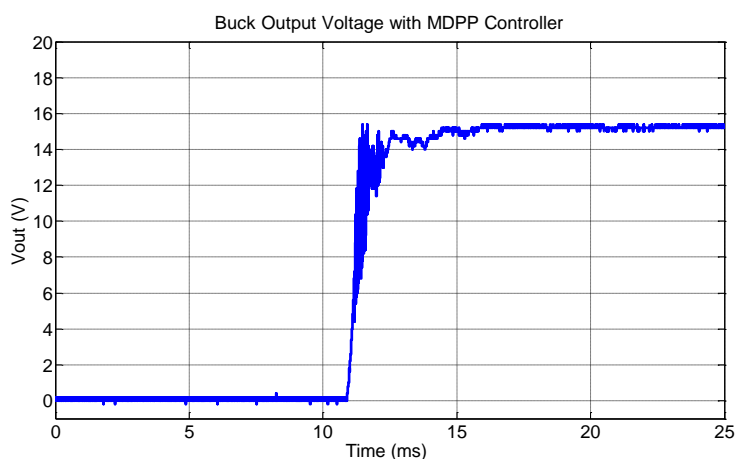
دلیل استفاده از کنترل گر تطبیقی که قادر به شناسایی بار می باشد نداشته است و فقط مقدار نوسانات فرکانس بالای پاسخ مبدل به دلیل افزایش توان بیشتر شده است.

۵-۵-۹- بررسی اثرات افزایش بار خروجی در مبدل باک

در این قسمت آزمایش ششم را برای وضعیتی که مبدل در حالت باک قرار دارد تکرار می کنیم و فرض می شود که مقدار مقاومت بار خروجی نصف شود درحالی که مقادیر سلف و خازن مبدل همان مقادیر طراحی شده و در آزمایش دوم باشند. در ادامه نتایج این تغییر در زمان استفاده از هر دو شیوه کنترل آورده شده است.



شکل ۵-۶۹- پاسخ پله مبدل باک آزمایش ششم با کنترل گر PI و بار دو برابر



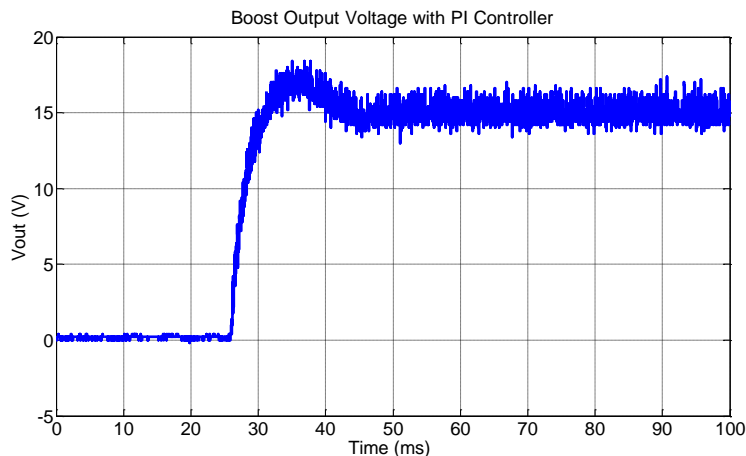
شکل ۵-۷۰- پاسخ پله مبدل باک آزمایش ششم با کنترل گر تطبیقی و بار دو برابر

با مقایسه شکل ۵-۵۸ و شکل ۵-۶۹ می‌توان مشاهده کرد که افزایش مقدار بار خروجی مبدل باک با کنترل گر PI باعث افزایش اندکی در زمان نشست مبدل شده است و این موضوع پایداری بهتر مبدل باک را نسبت به تغییرات بار خروجی نشان می‌دهد. همچنین با مقایسه شکل ۵-۶۲ و شکل ۵-۷۰ مشاهده می‌شود که افزایش بار خروجی مبدل باک در زمان استفاده از کنترل گر تطبیقی تأثیری بر روی پاسخ زمانی مبدل نداشته است و الگوریتم کنترل می‌تواند به خوبی این تغییر بار را شناسایی کند و پاسخ صحیح را همچنان ایجاد نماید.

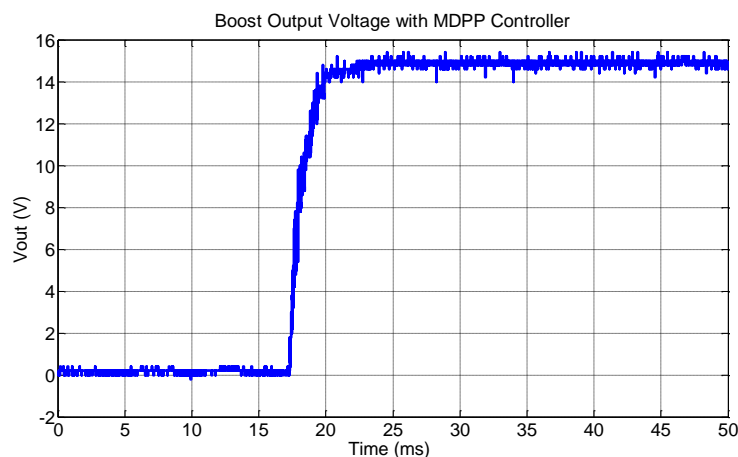
۵-۵-۱۰- بررسی اثر تغییر وضعیت مبدل از باک به بوست

با توجه به آزمایش‌های پیشین می‌توان گفت که هر دو روش کنترل تا حدودی قادر به ارائه پاسخ‌های منطقی در زمان تغییرات عناصر مبدل و بار می‌باشند اما با توجه به اینکه کنترل گر تطبیقی این تغییرات را شناسایی می‌کند می‌توان همواره پاسخ مطلوب یکسانی را برخلاف کنترل گر PI تولید کند.

اما فرض کنیم در سیستم کنترل مبدل، قرار باشد از یک کنترل گر واحد برای کارکرد مبدل در شرایط افزایش و یا کاهش ولتاژ (باک یا بوست) استفاده شود. بدین مفهوم که اگر فرض می‌کنیم ضرایب کنترل گر باک پاسخ مناسب را برای وضعیت باک مبدل تولید می‌کند، آیا این ضرایب قادر به تولید پاسخ مناسب در وضعیت بوست نیز هستند یا خیر. برای بررسی دقیق تر این موضوع روش کنترلی که در مبدل باک و آزمایش‌های پیشین استفاده شده است را برای شرایط مبدل در وضعیت بوست استفاده می‌کنیم. در ادامه نتایج استفاده از ضرایب کنترل گر باک در وضعیتی که مبدل در حالت بوست قرار دارد آورده شده است.



شکل ۵-۷۱- پاسخ پله مبدل بوست با کنترل گر PI تنظیم شده بر اساس مبدل باک



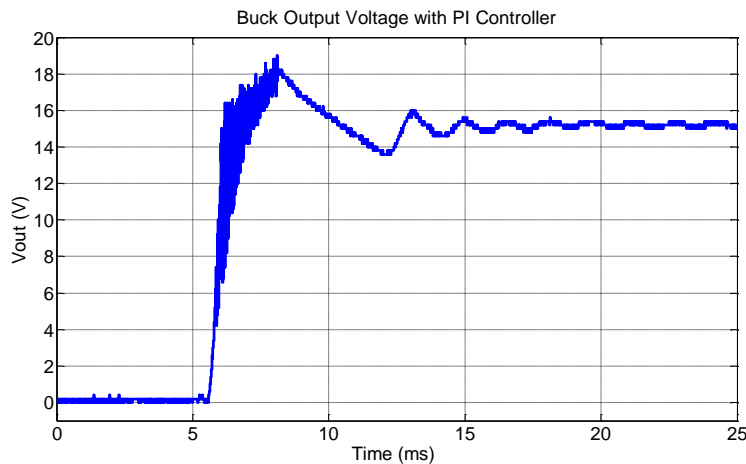
شکل ۵-۷۲- پاسخ پله مبدل بوست با کنترل گر تطبیقی تنظیم شده بر اساس مبدل باک

با مقایسه شکل ۵-۷۱ و شکل ۵-۷۲ می توان مشاهده کرد در صورتی که از ضرایب کنترل گر PI مبدل باک برای وضعیت بوست مبدل استفاده شود فرا جهش در پاسخ خروجی به وجود می آید و پاسخ حالت ماندگار مبدل نیز دارای نوسانات زیادی می باشد. اما زمانی که از همان روش جایاب قطب تطبیقی مورد استفاده در مبدل باک برای وضعیت بوست مبدل استفاده می کنیم، حلقه کنترل این تغییر را شناسایی کرده است و پاسخ مناسب را همچنان تولید می کند.

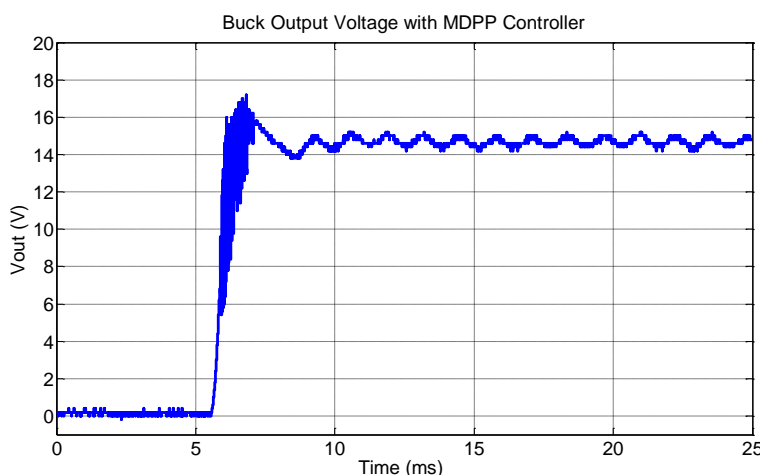
۵-۵-۱۱- بررسی اثر تغییر وضعیت مبدل از بوست به باک

به طور مشابه با بخش ۵-۵-۱۰ می خواهیم اثر تغییر وضعیت مبدل از بوست به باک را زمانی که از تنظیمات و ضرایب کنترل گر بوست استفاده می شود بررسی کنیم. در آزمایش های

ذیل از الگوریتم کنترل گر بوست برای زمانی که مبدل در وضعیت باک قرار دارد استفاده شده است و پاسخ زمانی مبدل ترسیم می شود.



شکل ۵-۷۳- پاسخ پله مبدل باک با کنترل گر PI تنظیم شده بر اساس مبدل بوست



شکل ۵-۷۴- پاسخ پله مبدل باک با کنترل گر تطبیقی تنظیم شده بر اساس مبدل بوست

با مقایسه دو شکل این آزمایش می توان گفت که زمانی که از ضرایب کنترل گر بوست با روش PI در وضعیت باک مبدل استفاده می کنیم، میزان فرا جهش بیشتری مشاهده می شود و نوسانات پاسخ خروجی دیرتر میرا می گردد؛ اما استفاده از الگوریتم جایاب قطب طراحی شده برای مبدل بوست، تأثیرپذیری کمتری را مشاهده خواهد کرد. اگر چه که استفاده از روش کنترل تطبیقی مبدل بوست که یک مبدل غیر کمینه فاز است برای مبدل باک (کمینه فاز) روش بهینه ای نخواهد بود اما می توان گفت اثر بهتری نسبت به استفاده از کنترل گر PI خواهد داشت.

۵-۶- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری نتایج پیاده‌سازی

در این بخش قصد داریم تا با توجه به آزمایش‌های مختلفی که بر روی مبدل با کنترل گره‌های تطبیقی و PI انجام شده است نتایج و جمع‌بندی‌های حاصل از داده‌ها را ارائه کنیم. در بخش ۵-۵-۴ به شناسایی مبدل باک بر اساس تابع تبدیل بدست آمده از بخش مدل سازی پرداختیم و مشاهده کردیم که الگوریتم شناسایی تعریف شده قادر است تا به خوبی ضرایب تابع تبدیل مبدل باک را در نقطه کار مورد نظر شناسایی کند. در ادامه و در بخش ۵-۵-۵ به شناسایی مبدل بوست به شیوه مشابه پرداخته شد. با مقایسه نحوه شناسایی در حالت باک و بوست می‌توان گفت که شناسایی یک تابع تبدیل غیر کمینه فاز همچون مبدل بوست نیاز به زمان و تعداد نمونه‌های بیشتری نسبت به تابع تبدیل کمینه فاز باک خواهد داشت.

در ادامه شش آزمایش به جهت بررسی و مقایسه شیوه کنترل پیشنهادی با کنترل گر PI طراحی شد، که در آن مقادیر عناصر سازنده مدار متغیر بوده و هر بار پاسخ‌های پله مبدل را مقایسه کردیم. در بخش ۵-۵-۶ مشاهده کردیم که کنترل گر PI قادر به تشخیص تغییرات به وجود آمده در مبدل نبوده است و با تغییر مقادیر سلف و خازن مبدل پاسخ پله مبدل بوست تغییر می‌کند اما زمانی که همین تغییرات به یک کنترل گر تطبیقی اعمال می‌شود قادر است تا پاسخ خروجی را تا حد زیادی به صورت یکسان و مشابه حفظ کند. در بخش ۵-۵-۷ همین تغییرات در مورد مبدل باک اعمال شد و نتایج مشابهی ثبت گردید. البته می‌توان گفت که پاسخ مبدل باک تأثیرپذیری کمتری از تغییرات مقادیر عناصر از خود نشان داده است.

در بخش‌های ۵-۵-۸ و ۵-۵-۹ به بررسی اثر تغییرات بار خروجی مبدل در وضعیت‌های باک و بوست و با هر دو شیوه کنترلی پرداخته شده و مشاهده کردیم که مبدل باک، مستقل از اینکه چه روش کنترلی برای آن انتخاب می‌کنیم، حساسیت کمتری نسبت به مبدل بوست در مورد تغییرات بار دارد. از سوی دیگر افزایش بار مبدل بوست با کنترل گر PI موجب افزایش زمان نشست پاسخ مبدل شد که این موضوع با استفاده از کنترل گر تطبیقی جبران گردید.

در دو بخش ۵-۵-۱۰ و ۵-۵-۱۱ به بررسی رفتار ذاتی دیگری از مبدل پرداختیم که ناشی از تغییر ولتاژ ورودی مبدل می‌باشد. شرایط را به گونه‌ای در نظر گرفتیم که در صورتی که مبدل در وضعیت باک قرار داشته باشد و سیستم کنترل بر اساس توابع تبدیل و مدل سازی مبدل باک عمل کند اما ولتاژ ورودی کاهش یابد و مبدل وارد وضعیت بوست شود. در این وضعیت نشان

دادیم که استفاده از یک کنترل گر ثابت و بدون تغییر ضرایب، نمی تواند عملکرد مطلوب را ایجاد کند. همچنین وضعیت مشابهی برای گذار عملکرد مبدل، از حالت بوست به باک در ازای افزایش ولتاژ ورودی انجام دادیم که نتایج مشابهی حاصل شد. از جمع بندی این دو فصل نیز می توان گفت تولید پاسخ مناسب در زمان تغییر حالت عملکرد مبدل نیز نیازمند شناسایی و کنترل تطبیقی می باشد و هیچ شیوه کنترلی ثابت و بدون تغییری قادر نخواهد بود چنین رفتار از مبدل را جبران کند.

فصل ششم:

نتیجه گیری و پیشنهادها

فصل ۶- نتیجه‌گیری و پیشنهادها

۶-۱- نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه یک روش کنترل دیجیتال برای مبدل‌های DC-DC از نوع سوئیچینگ ارائه شده است. در ابتدا با استفاده از روابط مدل سازی معادلات حالت میانگین مبدل، توابع تبدیل سیگنال‌های ورودی و خروجی محاسبه گردید. تقریبی بودن این روابط و سایر تخمین‌ها و مشکلات پیاده‌سازی عملی باعث می‌شود تا در حالت کلی طراحی کنترل گرهای کلاسیک با ضرایب ثابت و بر اساس مدل بدست آمده، نتواند حداکثر عملکرد مطلوب را داشته باشد. علاوه بر آن نشان داده شد که روش کنترل گر PI درجات آزادی کمتری نسبت به جایاب قطب دارد و قادر نیست قطب‌های سیستم را در محل‌های دلخواه جایگذاری کند.

استفاده از روش کنترل گر جایاب قطب علاوه بر آن که امکان جابجایی کامل قطب‌های سیستم را در هر دو حالت عملکرد مبدل فراهم می‌کند، قادر است تا با سیستم کنترل تطبیقی ترکیب شود و اثرات تغییر در پارامترهای سیستم را خنثی کند. از آنجا که این مبدل اساساً دو وضعیت عملکرد متفاوت برای کارکرد خود داراست و توابع تبدیل این دو وضعیت با یکدیگر تفاوت‌های اساسی دارند استفاده از یک کنترل گر ثابت برای هر دو وضعیت باک و بوست عملاً بی‌معنی و همراه با نتایج بسیار ضعیفی خواهد بود.

نتایج به دست آمده در بخش پیاده‌سازی نشان می‌دهد که روش پیشنهادی در مبدل باک عملکرد بسیار پایدارتری، در شرایط تغییر عناصر مبدل از خود نشان می‌دهد؛ اما در وضعیت بوست با توجه به غالب بودن اثر صفر سمت راست مبدل، جایاب قطب‌ها تأثیر کمتری خواهد داشت. با بررسی نتایج می‌توان ادعا کرد که کنترل گر جایاب قطب قادر است در هر دو وضعیت عملکرد مبدل پاسخی بسیار سریع‌تر و با فراجهش کمتر نسبت به کنترل گر PI تولید کند.

۶-۲- پیشنهادها

با توجه به تجارب و نتایج حاصل از این پایان‌نامه، موارد زیر برای فعالیت‌های آتی پیشنهاد می‌شود:

- ۱- استفاده از روش کنترل تطبیقی مدل مرجع هم بر اساس معادلات حالت و هم توابع تبدیل مبدل.
- ۲- تعمیم روش مدل سازی معادلات حالت میانگین در شرایط غیر ایده آل عناصر مدار و در نظر گرفتن تمامی اجزاء مبدل و یا حتی اثرات دینامیکی منابع ورودی.
- ۳- استفاده از سایر روش‌های شناسایی سیستم در جهت کاهش حجم پردازش و یا افزایش سرعت و دقت شناسایی پارامترهای مدل.
- ۴- استفاده از مدل‌های غیرخطی در بخش مدل سازی و سپس بهره‌گیری از این مدل‌ها در شناسایی و کنترل تطبیقی غیرخطی و مقایسه نتایج حاصله با مدل‌های خطی.
- ۵- ترکیب روش‌های کنترل کلاسیک با کنترل تطبیقی و استفاده از کنترل‌گرهایی مثل PID تطبیقی و یا پس‌خور حالت تطبیقی که در آن‌ها قوانین کنترل از روش‌های مرسوم محاسبه شود، ولی پارامترهای کنترل‌گر توسط مکانیزم شناسایی سیستم، تنظیم گردد.
- ۶- استفاده از ساختار و شیوه کنترل معرفی شده برای سایر منابع تغذیه DC-DC و حتی سایر مبدل‌های الکترونیک قدرت. روش ارائه شده، با داشتن الگوریتم و فلوچارت طراحی مشخص قابلیت تعمیم به سیستم‌های مختلف را به سادگی خواهد داشت، به گونه‌ای که با بدست آوردن معادلات حالت سیستم و در دست داشتن ویژگی‌های سیستم مطلوب می‌توان مستقیماً به سراغ تحلیل قوانین کنترل دیجیتال تطبیقی رفت.

پیوست (الف)

مشخصات فنی اجزای مبدل

الف-۱- مشخصات کلیدهای قدرت (ماسفت IRF1407)

جدول الف-۱: حداکثر مقادیر مجاز مسافت قدرت

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
V(BR)DSS	Drain-to-Source Breakdown Voltage	75	V
RDS(on)	Static Drain-to-Source On-Resistance	0.0078	Ω
VGS	Gate-to-Source Voltage	20	V
ID @ 25°C	Continuous Drain Current, VGS @ 10V	90	A
IDM	Pulsed Drain Current	100	A
td(on)	Turn-On Delay Time	11	ns
tr	Rise Time	150	ns
td(off)	Turn-Off Delay Time	150	ns
tf	Fall Time	140	ns

الف-۲- مشخصات دیودهای قدرت (MBR20100)

جدول الف-۲: حداکثر مقادیر مجاز دیود قدرت

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
VRRM	Maximum repetitive peak reverse voltage	100	V
IF(AV)	Maximum average forward rectified current	20	Ω
IRRM	Peak repetitive reverse current per leg at $t_p = 2\mu s$, 1KHZ	150	V
VF	Maximum instantaneous IF = 10A, TC = 25°C 0.80 forward voltage per leg	0.95	V
TJ, TSTG	Operating junction and storage temperature range	-65 to +150	°C

الف-۳- مشخصات حس گر جریان (LTS 25-NP)

جدول الف-۳: مشخصات الکتریکی حس گر جریان

Symbol	Parameter	Value	Unit
I_{PN}	Primary nominal current rms	25	At
I_{PM}	Primary current, measuring range	0...±80	At
V_{OUT}	Output voltage (Analog)	I_p	$2.5 \pm (0.625 I_p / I_{PN})$
		$I_p = 0$	2.5
G	Sensitivity	25	mV/A
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1\%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5\%$)	50	Ω
TCR_{IM}	temperature coefficient of R_{IM}	< 50	ppm/k
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5$ V	$25 + I_S + (V_{OUT} / R_L)$	mA

جدول الف-۴: نحوه اتصال پایه های حس گر جریان به منظور دستیابی به I_{PN} های متفاوت

نحوه اتصال پایه ها	ولتاژ نامی خروجی V_{OUT} (V)	جریان نامی موثر	
		اولیه	تعداد دور
		I_{PN} (A)	اولیه
	$2/5 \pm 0/625$	± 25	۱
	$2/5 \pm 0/600$	± 12	۲
	$2/5 \pm 0/600$	± 8	۳

الف-۵- پردازنده دیجیتال ATxmega128A1

جدول الف-۵: مشخصات پردازنده دیجیتال ATxmega128A1

Generation	8/16 bit AVR Microcontroller
CPU	Low-power 8/16-bit Atmel® AVR® MEGA Microcontroller
In-System Self-Programmable Flash	64K - 384K Bytes
EEPROM	2 KB - 4 KB
Internal SRAM	4 KB - 32 KB

Speed performance	0 – 32 MHz @ 2.7 – 3.6V
I/O and Packages	78 Programmable I/O Lines
Peripheral Features	Eight-channel Event System Eight 16-bit Timer/Counters Eight USARTs
Analog Digital Conversion (ADC)	Two Eight-channel, 12-bit, 2 Msps Analog to Digital Converters
ADC Conversion Time	80 ns
Digital to Analog converter (DAC)	Two Two-channel, 12-bit, 1 Msps Digital to Analog Converters
Advanced Programming,	JTAG (IEEE 1149.1 Compliant) Interface for programming, test and debugging PDI (Program and Debug Interface) for programming and debugging
Operating Temperature	-55°C to +125°C
I/O Supply	3.3 V
Development Support	ANSI C/C++ Compiler/Assembler/Linker Codevision, Bascom, Avr Studio

فهرست مراجع

- [1] B. Sahu and G. A. Rincón-Mora, "A Low Voltage, Dynamic, Noninverting, Synchronous Buck-Boost Converter for Portable Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 443–452, Mar. 2004.
- [2] M. Gaboriault and A. Notman, "A high efficiency, noninverting, buck-boost DC-DC converter," in Proc. 19th IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC), 2004, vol. 3, pp. 1411–1415.
- [3] Y.-J. Lee, A. Khaligh, and A. Emadi, "A compensation technique for smooth transitions in a noninverting buck-boost converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 1002–1015, Apr. 2009.
- [4] E. Schaltz, P.O. Rasmussen and A.Khaligh, "Non-inverting buck-boost converter for fuel cell applications," Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, vol., no., pp.855-860, Nov. 2008
- [5] Y.-J. Lee, A. Khaligh, A. Chakraborty, and A. Emadi, "Digital combination of buck and boost converters to control a positive buck-boost converter and improve the output transients," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1267–1279, May 2009.
- [6] D. Maksimovic and R. Zane, "Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 2552-2556, 2007.
- [7] A. Davoudi and J. Jatskevich, "Realization of parasitics in state-space average-value modeling of PWM dc–dc converters," *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 21, pp. 1142–1147, 2006.
- [8] Middlebrook, R. D., and cuk, R. S. "A general unified approach to modeling switching converter power stages," *IEEE PESC Record*, 1976.
- [9] B. Miao, R. Zane, and D. Maksimovic, "Automated Digital Controller Design for Switching Converters," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2005)*, 2005, pp. 2729-2735.
- [10] M. M. Peretz and S. Ben-Yaakov, "Time-Domain Identification of Pulse-Width Modulated Converters," *IET Power Electronics*, vol. 5, pp. 166-172, 2012.
- [11] T. W. Martin and S. S. Ang, "Digital Control for Switching Converters," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 1995)*, 1995, pp. 480-484 vol.2.
- [12] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics* vol. 1: Morgan and Claypool Publishers, 2006.
- [13] D. M. Van de Sype, K. De Gusseme, F. M. L. L. De Belie, A. P. Van den Bossche, and J. A. Melkebeek, "Small-Signal z-Domain Analysis of Digitally Controlled Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 470-478, 2006.

- [14] J. Morroni, L. Corradini, R. Zane, and D. Maksimovic, "Adaptive Tuning of Switched-Mode Power Supplies Operating in Discontinuous and Continuous Conduction Modes," *IEEE Transactions on Power Electronics* vol. 24, pp. 2603-2611, 2009.
- [15] J. Morroni, R. Zane, and D. Maksimovic, "Design and Implementation of an Adaptive Tuning System Based on Desired Phase Margin for Digitally Controlled DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 559-564, 2009.
- [16] G. P. Rao and H. Unbehauen, "Identification of Continuous-Time Systems," *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol. 153, pp. 185-220, 2006.
- [17] Y. D. Landau and G. Zito, *Digital Control Systems Design, Identification and Implementation*. Berlin. NewYork Springer, 2006.
- [18] K. J. Astrom and B. Wittenmark, *Adaptive Control*, 2nd ed. Reading, MA: Addison-Wesley, 1995.
- [19] R. W. Erickson and D. Maksimovi, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Norwell, Massachusetts, USA. Kluwer Academic Publisher Group, 2001.
- [20] M. Biswal, "Control techniques for DC-DC buck converter with improved performance", M.Sc. Dissertation, Dept. ECE, National Institute of Technology Rourkela, Mar. 2011.
- [21] B. Johansson, "DC-DC Converters - Dynamic Model Design and Experimental Verification", Doctoral Dissertation, Dept IEA, Lund University, 2004.
- [22] K. W. V. To and A. K. David, "On-line Identification and Control of an AC/DC Power System," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 18, pp. 223-227, 1996.
- [23] B. C. Kuo, *Digital Control Systems*, Oxford University Press, USA; 2nd edition, Jun. 1995.
- [24] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, USA; 5th edition, Sept. 2009.
- [25] M. Algreer, M. Armstrong, and D. Giaouris, "Active On-Line System Identification of Switch Mode DC-DC Power Converter Based on Efficient Recursive DCD-IIR Adaptive Filter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.27, pp.4425-4435, Nov. 2012.
- [26] M. Shirazi, R. Zane, and D. Maksimovic, "An Autotuning Digital Controller for DC-DC Power Converters Based on Online Frequency-Response Measurement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2578-2588, 2009.
- [27] J. Morroni, L. Corradini, R. Zane, and D. Maksimovic, "Adaptive Tuning of Switched-Mode Power Supplies Operating in Discontinuous and Continuous Conduction Modes," *IEEE Transactions on Power Electronics* vol. 24, pp. 2603-2611, 2009.

- [28] M. Algreer, M. Armstrong, and D. Giaouris, "Adaptive PD+I Control of a Switch-Mode DC-DC Power Converter Using a Recursive FIR Predictor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 2135-2144, 2011.
- [29] G. P. Rao and H. Unbehauen, "Identification of Continuous-Time Systems," *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol. 153, pp. 185-220, 2006.
- [30] A. Barkley and E. Santi, "Improved Online Identification of a DC-DC Converter and Its Control Loop Gain Using Cross-Correlation Methods," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2021-2031, 2009.
- [31] C. Restrepo, J. Calvente, A. Cid-Pastor, A. E. Aroudi, and R. Giral, "A non-inverting buck-boost dc-dc switching converter with high efficiency and wide bandwidth," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2490-2503, Sep. 2011.
- [32] A. Kelly and K. Rinne, "Control of DC-DC Converters by Direct Pole Placement and Adaptive Feedforward Gain Adjustment," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2005)*, 2005, pp. 1970-1975 Vol. 3.
- [33] J. Jong Chen; P. Nan Shen and Y. Shyan Hwang, "A high-efficiency positive buck-boost converter with mode-Select circuit and feed-forward techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.28, no.9, pp.4240-4247, Sep. 2013.
- [34] "ATMEL [Online]," Available: <http://www.atmel.com/>
- [35] "LEM [Online]," Available: <http://www.lem.com/>
- [36] "Altium Designer [Online]," Available: <http://www.altim.com/>
- [37] "An MCU-based low cost non-inverting buck-boost converter for battery chargers", STMicroelectronics Application note AN2389, Inc., Available: <http://www.st.com/web/en/home.html>
- [38] Sh. Osman, "Load Identification of DC-DC converter", M.Sc. Dissertation, Dept. ECE, Blekinge Institute of Technology, Feb. 2011.
- [39] S. Davis, "Adaptive Control IC Creates Self-Adjusting DC-DC Converters," in *Power Electronics Technology Magazine*, 2009. Available: <http://powerelectronics.com/>

Abstract

Portable electronic devices often require a regulated dc voltage that is within the range of fully charged to semi-discharged batteries. Due to highly variable nature of batteries voltage (e.g., 2.7 V for semi-discharged to 4 V for fully-charged) power supply of these devices need to work both in higher and lower voltage than output. The optimal solution to this demand is a high efficiency and low cost non-inverting buck-boost converter which can provide programmable constant output voltage from a wide variable range input supply. DC-DC converter feedback loops are typically designed conservatively so that the closed loop regulation and stability margins are maintained over expected range of operating conditions and they may lose the performance by using this kind of structures. This thesis presents an approach to adaptive control and system identification of this converter in the presence of large signal changes, uncertainty of converter's component and effects of imperfect modeling.

The proposed approach is capable of maintaining a high performance response without the in-stability issue of large signal disturbances or dynamic change of converter. In the case that the plant parameters are uncertain, a digital adaptive controller based on system identification and minimum degree pole placement is also proposed. To verify the validity of the proposed digital controller, an experimental set-up is built for non-inverting buck boost converter and the fully digital adaptive control algorithm is implemented by a digital micro-controller ATxmega128A1.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

**In-direct Adaptive Control of
Non-Inverting Buck-Boost Converter**

Navid Namjoo

Supervisor: Amin Hajizadeh

Date: September 2013