

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گرایش : برق - کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی کنترل کننده حالت لغزشی برای کانورترهای سویچینگ باک

هادی تولایی

استاد راهنما :

دکتر علی کرمی مولایی

بهمن ۱۳۹۴

# پاسکزاری

نهال را "باران" باید، تا سیرایش کند از آب

حیات و "آفتاب" باید تا بتاباند نیرو را و محکم کند شاخه

های تازه روئیده را؛

بسی شایسته است از استادان فریخته و فرزانه

، آموزگاران‌ی که برایم زندگی؛ بودن و انسان بودن را

معنا کردند تقدیر و شکر نمایم

یکیشان بود

ز بوسیدنی‌های این روزگار

دست آموزگار

تقدیم به:

ماحصل آموخته هایم را تقدیم می کنم به آنان که مهر آسمانی شان آرام بخش  
آلام زمینی ام است

به استوارترین تکیه گاهم، پدرم

به سبزترین نگاه زندگیم، مادرم

که هرچه آموختم در مکتب عشق شما آموختم و هرچه بگو شدم قطره ای از دریای بی  
کران مهربانیان را سپاس توانم بگویم.

امروز، هستی ام به امید شماست و فردا کلید باغ به شتم رضای شما

ره آوردی کران سنگ تراز این ارزان نداشتیم تا به خاک پایتان نثار  
کنم، باشد که حاصل تلاشیم نسیم کوزه غبار خشکیتان را بروداید.

بوسه بردستان پر مهرتان

## تعهد نامه

اینجانب هادی تولایی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق - کنترل دانشکده پردیس خوارزمی دانشگاه شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی کنترل کننده حالت لغزشی برای کانورترهای سویچینگ باک تحت راهنمایی دکتر علی کرمی ملایی متعهد می شوم.

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

### تاریخ

۱۳۹۴/۱۱/۱۷

### مالکیت نتایج و حق نشر

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

\* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد .

## چکیده:

در این پایان نامه شبیه سازی و پیاده سازی کنترل کننده غیرخطی مبدل باک در چهار فصل ارائه می گردد. روابط حاکم بر مبدل باک و مطالعات موردی انجام گرفته بر روی این مبدل در این رساله گنجانده شده است. علاوه بر آن یک روش کنترلی برای بدست آوردن متوسط ولتاژ خروجی به منظور دستیابی به یک سطح ولتاژ مطلوب بیان شده است. روش کنترلی ارائه شده، شامل یک سری مزایا و معایب می باشد. برای بهبود معایب و همچنین نتیجه بهتر و به منظور بدست آوردن ولتاژ خروجی با یک سطح ثابت با کاهش ریبیل ولتاژ در خروجی مبدل، کنترل کننده خطی (PI) معرفی می شود که با روش کنترلی غیر خطی (کنترل حالت لغزشی) ترکیب شده که هر ۳ کنترل کننده در محیط متلب در فصل چهارم شبیه سازی شده است و نتایج آن قابل مشاهده می باشد. در انتهای پایان نامه کنترل کننده های PI، SMC و PISMC هر کدام به صورت جداگانه شبیه سازی شده

و در مقابل تغییرات ناگهانی بار با هم مقایسه می شوند.

کلمات کلیدی: چاپر، مبدل باک، کنترل حالت لغزشی، کنترلر  $PI$



## فهرست مطالب

### فصل اول : مروری بر مطالعات انجام شده

- ۱-۱- مقدمه ..... ۱
- ۱-۲- پژوهشهای انجام شده بر روی مبدل‌های DC\_DC ..... ۵

### فصل دوم: معرفی مبدل های DC

- ۲-۱- مقدمه ..... ۱۴
- ۲-۲- کنترل مبدل‌های DC-DC ..... ۱۶
- ۲-۳- مبدل کاهنده ..... ۱۹
- ۲-۳-۱- حالت جریان پیوسته ..... ۲۳
- ۲-۳-۲- مرز بین هدایت پیوسته و ناپیوسته ..... ۲۶
- ۲-۳-۳- حالت هدایت ناپیوسته ..... ۲۷
- ۲-۳-۳-۱- حالت هدایت ناپیوسته با  $V_d$  ثابت ..... ۲۷
- ۲-۳-۳-۲- حالت هدایت ناپیوسته با مقدار ثابت  $V_o$  ..... ۳۱
- ۲-۳-۴- ریپل ولتاژ خروجی ..... ۳۳

### فصل سوم : کنترل حالت لغزشی

- ۳-۱- مقدمه ..... ۳۸
- ۳-۲- کنترل ساختار متغیر ..... ۳۹
- ۳-۳- کنترل حالت لغزشی ..... ۴۳
- ۳-۳-۱- مرحله رسیدن ..... ۴۴
- ۳-۳-۲- مرحله لغزش ..... ۴۵
- ۳-۳-۳- مزایا و معایب کنترل حالت لغزشی ..... ۴۸
- ۳-۴- بررسی اثر تأخیر ..... ۴۹
- ۳-۵- بررسی وزوز ..... ۵۱

۵۲.....	۳-۵-۱- روش لایه مرزی
۵۳.....	۳-۵-۲- روش لایه مرزی تطبیقی
۵۴.....	۳-۵-۳- روش مبتنی بر رؤیتگر
۵۶.....	۳-۵-۴- کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا
۵۷.....	۳-۵-۵- روشهای هوشمند
۶۰.....	۳-۶- نتیجه گیری

### فصل چهارم: شبیه سازی مبدل باک

۶۲.....	۱-۴- شبیه سازی مبدل باک در نرم افزار متلب
۷۰.....	۴-۱-۱- نقش مدار LC در فیلتر کردن هارمونیک ها
۷۳.....	۴-۲- مدار باک با حلقه فیدبک
۷۳.....	۴-۲-۱- شبیه سازی مبدل باک با کنترلر PI
۷۵.....	۴-۲-۱-۱- ترم تناسبی کنترل کننده PID
۷۸.....	۴-۲-۱-۲- ترم انتگرال گیر
۸۵.....	۴-۲-۲- شبیه سازی مبدل باک با کنترلر SMC
۸۵.....	۴-۲-۲- ۱- مدل سازی مبدل باک
۸۷.....	۴-۲-۲- ۲- مدل فضای حالت مبدل باک
۸۸.....	۴-۲-۲- ۳- کنترل مد لغزشی مبدل باک (Sliding mode control)
۸۹.....	۴-۲-۲- ۴- تئوری کنترل لغزشی
۸۹.....	۴-۲-۲- ۴- طراحی کنترلر حالت لغزشی (SMC)
۹۱.....	۴-۲-۲- ۵- توضیح فایل شبیه سازی
۹۴.....	۴-۲-۲- ۶- نتایج شبیه سازی
۹۸.....	۴-۲-۲- ۷- نکات
۱۰۰.....	۴-۳- نتایج شبیه سازی PISMC
۱۰۳.....	۴-۴- مقایسه جریان سلف و ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلرهای PI و SMC و PISMC
۱۰۴.....	۴-۵- مقایسه ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلرهای PI و SMC و PISMC در مقابل تغییرات ناگهانی بار

۱۰۵..... پیوست

۱۱۱..... مراجع

## فهرست اشکال

- شکل ۱-۱ مبدل fly back در یک سیستم photo voltaic unit ..... ۳
- شکل ۱-۲ توربین بادی و مبدل‌های مربوطه ..... ۴
- شکل ۱-۲ بلوک دیاگرام مبدل های DC ..... ۱۴
- شکل ۲-۲ رگولاتور خطی ..... ۱۵
- شکل ۳-۲ تغییرات dc-dc سوئیچینگ ..... ۱۷
- شکل ۴-۲ مدولاتور پهنای پالس، (a) بلوک دیاگرام، (b) سیگنال‌های مقایسه ..... ۱۸
- شکل ۲-۳ مبدل کاهنده ..... ۱۹
- شکل ۵-۲ مبدل dc-dc باک ..... ۲۲
- شکل ۶-۲ حالت‌های مدار مبدل باک (بافرض  $i_L$  پیوسته): (a) سوئیچ روشن است (b) سوئیچ خاموش است ..... ۲۳
- شکل ۷-۲ حالت‌های جریان خروجی ..... ۲۴
- شکل ۸-۲ جریان در مرز بین هدایت پیوسته-ناپیوسته ..... ۲۷
- (a) شکل موج جریان (b)  $I_{LB}$  بر حسب D با ثابت نگه داشتن  $V_d$  ..... ۲۷
- شکل ۹-۲ مبدل باک در هدایت ناپیوسته ..... ۲۹
- شکل ۱۰-۲ مشخصات مبدل باک با ثابت نگه داشتن  $V_d$  ..... ۳۱
- شکل ۱۱-۲ مشخصات مبدل باک با ثابت نگه داشتن  $V_o$  ..... ۳۳
- شکل ۱۲-۲ ریپل ولتاژ خروجی در مبدل باک ..... ۳۴
- شکل 1-3-منحنی فاز به ازای  $k_1$  و  $k_2$  با شرط  $0 < k_1 < 1 < k_2$  ..... ۴۱
- شکل ۲-۳-منحنی فاز با سیگنال کنترل دو وضعیتی ..... ۴۱
- شکل ۳-۳- پیاده‌سازی SMC براساس رؤیتگر به منظور حذف وزوز ..... ۵۴
- شکل ۱-۴ شبیه‌سازی مبدل باک در متلب ..... ۶۳
- شکل ۲-۴ شکل موج ولتاژ خروجی در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu H$  ..... ۶۳
- شکل ۴-۴ شکل موج جریان منبع در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu H$  ..... ۶۴
- شکل ۵-۴ شکل موج جریان دیود در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu H$  ..... ۶۵

- شکل ۴-۶ شکل موج ولتاژ دو سر سویچ در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu\text{H}$  ..... ۶۵
- شکل ۴-۷ شکل موج جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu\text{H}$  ..... ۶۶
- شکل ۴-۸ شکل موج تغییرات جزیی در جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu\text{H}$  ..... ۶۶
- شکل ۴-۹ شکل موج ولتاژ خروجی در مبدل باک به ازای  $L=140\mu\text{H}$  ..... ۶۷
- شکل ۴-۱۰ شکل موج جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=140\mu\text{H}$  ..... ۶۷
- شکل ۴-۱۱ شکل موج تغییرات جزیی در جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=140\mu\text{H}$  ..... ۶۸
- شکل ۴-۱۲ شکل موج ولتاژ خروجی در مبدل باک به ازای  $L=25\mu\text{H}$  ..... ۶۸
- شکل ۴-۱۳ شکل موج جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=25 \mu\text{H}$  ..... ۶۹
- شکل ۴-۱۴ شکل موج تغییرات جزیی در جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=25 \mu\text{H}$  ..... ۶۹
- شکل ۴-۱۵ ولتاژ دو سر دیود در مدار باک ..... ۷۰
- شکل ۴-۱۶ فیلتر LC در مدار باک ..... ۷۱
- شکل ۴-۱۷ مدار معادل برای هارمونیکها در فیلتر LC ..... ۷۱
- شکل ۴-۱۸ شکل موج ولتاژ دو سر دیود در مدار باک به ازای  $L=270\mu\text{H}$  ..... ۷۲
- شکل ۴-۱۹ دیاگرام بلوکی کنترل فرایند با حلقه فیدبک ..... ۷۳
- شکل ۴-۲۰ دیاگرام بلوکی کنترل فرایند با حلقه فیدبک و حضور نویز و اغتشاش ..... ۷۵
- شکل ۴-۲۰ تاثیر افزایش بهره کنترل در پایداری و پاسخ سیستم ..... ۷۷
- شکل ۴-۲۱ تاثیر ترم انتگرالگیر در کاهش خطای ماندگار کنترل کننده PI ..... ۷۸
- شکل ۴-۲۲ تاثیر ترم انتگرال گیر در کاهش خطای ماندگار ..... ۷۹
- شکل ۴-۲۳ مدار باک با حلقه فیدبک کنترلر PI ..... ۷۹
- شکل ۴-۲۴ شبیه سازی مبدل باک با کنترلر PI در متلب ..... ۸۰
- شکل ۴-۲۵ شبیه سازی op amp در متلب ..... ۸۱
- شکل ۴-۲۶ شکل موج ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر PI ..... ۸۱
- شکل ۴-۲۷ شکل موج ریپل ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر PI ..... ۸۲
- شکل ۴-۲۸ شکل موج جریان سلف مبدل باک با کنترلر PI ..... ۸۲
- شکل ۴-۲۹ شکل موج ریپل جریان سلف مبدل باک با کنترلر PI ..... ۸۳

- شکل ۴-۳۰ شکل موج جریان ورودی مبدل باک با کنترلر PI..... ۸۳
- شکل ۴-۳۱ شکل موج جریان دیود مبدل باک با کنترلر PI..... ۸۴
- شکل (4-34) مسیر های سیستم و خط لغزش یک مبدل باک در فضای صفحه فاز..... ۸۶
- شکل (۴-۳۵). مدار شبیه‌سازی دربرگیرنده بخش کنترلر SMC..... ۹۱
- شکل (۴-۳۶). بلوک کنترلر SMC..... ۹۲
- شکل (۴-۳۷). بلوک مبدل باک..... ۹۳
- شکل (۴-۳۸). شماتیک مداری مبدل Buck..... ۹۳
- شکل (۴-۴۰). شکل موج ریپل ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر SMC..... ۹۴
- شکل (۴-۴۱). شکل موج جریان سلف مبدل باک با کنترلر SMC..... ۹۵
- شکل (۴-۴۳). شکل موج جریان دیود در مبدل باک با کنترلر SMC..... ۹۶
- شکل (۴-۴۴). شکل موج ریپل جریان ورودی در مبدل باک با کنترلر SMC..... ۹۶
- شکل (۴-۴۵). شکل موج جریان ورودی در مبدل باک با کنترلر SMC..... ۹۷
- شکل (۴-۴۶). شکل موج ولتاژ دو سر سوییچ در مبدل باک با کنترلر SMC..... ۹۷
- شکل (۴-۴۷). شکل موج خروجی حلقه SMC..... ۹۸
- شکل (۴-۴۸). شبیه سازی مبدل باک با کنترلر PISMC..... ۱۰۰
- شکل (۴-۴۹). شکل موج ولتاژ خوروجی مبدل باک با کنترلر PISMC..... ۱۰۰
- شکل (۴-۵۰). شکل موج ریپل ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر PISMC..... ۱۰۱
- شکل (۴-۵۱). شکل موج جریان سلف مبدل باک با کنترلر PISMC..... ۱۰۱
- شکل (۴-۵۲). شکل موج ریپل جریان سلف مبدل باک با کنترلر PISMC..... ۱۰۲
- شکل (۴-۵۳). شکل موج ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر های PI و SMC و PISMC..... ۱۰۳
- شکل (۴-۵۴). شکل موج ریپل ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر های PI و SMC و PISMC..... ۱۰۳
- شکل (۴-۵۵). شکل موج جریان سلف مبدل باک با کنترلر های PI و SMC و PISMC..... ۱۰۴
- شکل (۴-۵۶). شکل موج ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر های PI و SMC و PISMC در مقابل تغییرات بار..... ۱۰۵
- نحوه شبیه سازی در متلب ..... ۱۰۶







## فصل اول:

### مروری بر مطالعات انجام شده

## ۱-۱ مقدمه

در بسیاری از کاربردهای صنعتی از منابع DC استفاده می‌شود، بنابراین به دستگاهی نیاز است که بتواند یک منبع ولتاژ DC را به منبع ولتاژ DC متغیر تبدیل کند، این کار به وسیله مبدل های DC صورت می‌گیرد. مبدل DC به DC همانند یک ترانس AC که با تغییر تعداد دورها، ولتاژ دلخواه را در سطوح مختلف ایجاد می نماید، میتواند مستقیماً ولتاژ DC را به ولتاژ DC موردنظر و به صورت پیوسته تبدیل کند.

مبدل های DC کاربردهای فراوانی دارند که در زیر به آن ها اشاره می شود.

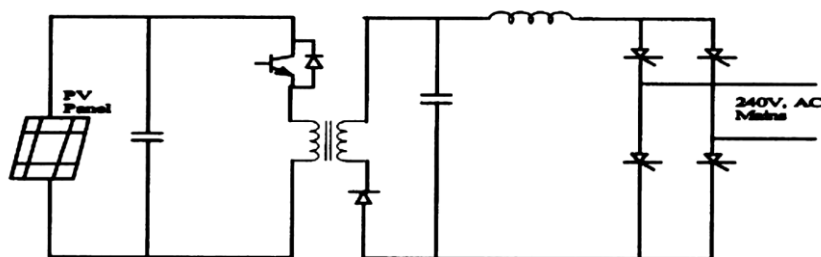
این مبدل ها به عنوان تنظیم کننده ولتاژ به کار می‌روند و ولتاژ DC تنظیم نشده را به ولتاژ DC تنظیم شده مطلوب تبدیل می‌کنند همچنین می توانند به همراه یک سلف به منظور ایجاد یک جریان DC به خصوص برای اینورتر های منبع جریان به کار روند.

این مبدل ها به صورت گسترده‌ای برای کنترل موتور در اتومبیل الکتریکی، چنگال‌های بالابرنده ، در حفر معدن به کار می‌روند. از مشخصات آن‌ها، کنترل دقیق شتاب، بازده بالا و پاسخ دینامیکی سریع می‌باشد. یکی دیگر از کاربردهای مبدل های DC در جبرانسازی توان راکتیو می باشد.

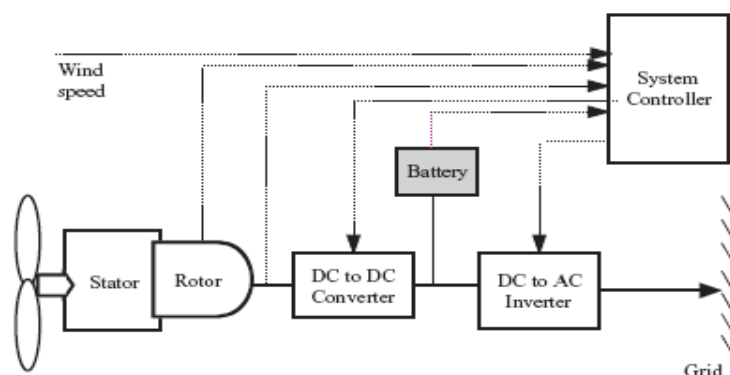
مبدل های DC در ترمز دینامیکی موتورهای DC جهت بازگرداندن انرژی به منبع به کار گرفته می‌شوند، که باعث ذخیره انرژی در سیستم‌های حمل و نقل با توقف زیاد می گردد.

از کاربردهای خیلی مهم این مبدل ها می‌توان به استفاده در بهینه‌سازی شبکه‌های برق ac نام اشاره نمود.

مبدل های DC در UPS ها، جهت تنظیم سطح ولتاژ یکسوسده مورد استفاده قرار می گیرند. به طوری که در هنگام عملکرد عادی سیستم انرژی از شبکه به سیستم تغذیه پشتیبان هدایت می شود و در شرایط اضطراری سیستم پشتیبان، بار مورد نیاز را تأمین می کند. مبدل های DC براساس ولتاژ خروجی به دو دسته افزایشده و کاهشده تقسیم می شوند. مبدل افزایشده در اکثر منابع تغذیه سوئیچینگ DC به DC که در تجهیزات دیتا و مخابرات استفاده می شوند مورد استفاده قرار می گیرند که وظیفه آن، کاهش هارمونیک های جریان خط و برآورده نمودن مشخصه های جهانی برای کنترل محدوده های هارمونیکی جریان خط در منابع DC می باشد. همچنین از مبدل ها در رادارها و سیستم های احتراق نیز استفاده می گردد. از مبدل های کاهشده معمولاً در اتومبیل های الکتریکی و فیلترهای DC استفاده می شود. امروزه مبدل های DC اصلاح شده، تحت عنوان two-quadrant و four-quadrant به بازار آمده اند که مبدل نوع اول در سیستم های کنترل خودکار منابع تجدیدپذیر مثل سلول های خورشیدی (شکل ۱-۱) و توربین های بادی (شکل ۱-۲) مورد استفاده قرار می گیرند.



شکل ۱-۱ مبدل fly back در یک سیستم photo voltaic unit



شکل ۱-۲ توربین بادی و مبدل‌های مربوطه

و از مبدل نوع دوم در سیستم‌های دارای ترمز الکتریکی موتورهای dc جهت احیاء انرژی استفاده می‌شود به عنوان مثال در سیستم‌های حمل و نقل و اتومبیل‌های هیبرید .

مبدل‌های DC بر اساس نحوه عملکردشان به صورت زیر تقسیم‌بندی می‌شوند:

- مبدل افزایشی<sup>۱</sup>
- مبدل کاهشنده<sup>۲</sup>
- مبدل کاهشنده-افزاینده<sup>۳</sup>
- مبدل چک<sup>۴</sup>

---

<sup>1</sup> Boost converter  
<sup>2</sup> Buck converter  
<sup>3</sup> Buck-Boost converter  
<sup>4</sup> Cuk converter

## ۱-۲- پژوهش‌های انجام‌شده بر روی مبدل‌های DC-DC

مَتاَوَلّی - رُستو - اسپِیازی<sup>۱</sup> (۱۹۹۳) [۱] ، هدف کلی طراحی کنترلرهای مد لغزشی<sup>۲</sup> می باشد، که می‌تواند در بیشتر توپولوژی‌های مبدل DC / DC استفاده شوند. پیچیدگی مداری آن مشابه کنترلرهای حالت جریان استاندارد می باشد، اما قدرت زیاد و سرعت پاسخ در برابر ذخیره‌سازی، تغییرات بار و پارامترها را فراهم می‌کند. علاوه بر این، برخلاف سایر روش‌های مد لغزشی، ویژگی‌های راه‌حل پیشنهادی فرکانس سوئیچینگ ثابت در حالت پایدار، همزمانی محرک‌های<sup>۳</sup> خارجی، و عدم وجود خطای حالت ماندگار در ولتاژ خروجی را نیز بیان می‌دارد

کنترل مبدل‌های DC-DC در گذشته به صورت گسترده‌ای بررسی شده است . برخی تکنیک‌های کنترل مطرح و تحلیل می‌شوند . در این میان، متداول‌ترین کنترل ولتاژ و کنترل جریان تزریقی (و مشتقات آن مثل استاندارد ماژول کنترل و میانگین کنترل جریان) نیز بیان می‌گردد. کنترلرها براساس این تکنیک‌ها برای اجرا و طراحی آسان، ساده‌سازی شده‌اند، اما عموماً پارامترهایشان به نقطه کار بستگی دارند. گرچه کاربرد این تکنیک‌ها برای مبدل‌های DC-DC مرتبه بالا، مانند توپولوژی‌های چک<sup>۴</sup> و سپیک<sup>۵</sup>، در طراحی بسیار بحرانی پارامترهای کنترل و تثبیت دشوار ممکن است نتیجه دهد .

همان‌طور که می‌دانیم کنترل SM چندین مزیت دارد : پایداری حتی برای ظرفیت بزرگ و تنوع بار ، قدرت زیاد، پاسخ دینامیکی خوب، عملکرد ساده. همچنین، کنترل SM معایبی هم دارد: (۱) با توجه به طبع هیستریکس، تغییرات فرکانس سوئیچینگ به نقطه کار بستگی دارد ، (۲) خطاهای حالت پایدار

<sup>1</sup> P.Mattavelli L.Rossetto G.Spiazzi

<sup>2</sup> sliding mode

<sup>3</sup> triggers

<sup>4</sup> Cuk

<sup>5</sup> Sepic

می‌توانند بر تغییرات کنترل‌شده تاثیر بگذارند، ۳) انتخاب پارامترهای کنترل ممکن است با توجه به پیچیدگی کنترل مد لغزشی دشوار باشد .

این پژوهش هدف کلی کنترلر مد لغزشی را بیان می‌کند که برای هر ساختار مبدل DC-DC اصلی مفید است که معایب فوق را برطرف می‌کند . در حقیقت :

- فرکانس سوئیچینگ در حالت پایدار، در ثبات را حفظ می‌کند (با ایجاد هماهنگی مناسب محرک‌های خارجی)، در عوض فرکانس در طول حالت گذرا ممکن است تغییر کند( برای اطمینان از ثبات و سرعت پاسخ ) .
- خطاهای حالت پایدار از بین می‌روند .
- تنظیم کنترل آسان است .
- ترکیبات مداری ساده است .
- به علاوه سوئیچ کردن محدودیت جریان به آسانی قابل اجراست .

کنترل کننده مطرح شده با چندین توپولوژی مبدل DC-DC مورد آزمایش قرار گرفته است. به عنوان مثال : باک , بوست ، چک و سپیک. عملکرد عالی مبدل با نمایش پیشرفت قابل توجه روی تکنیک‌های کنترل حالت جاری، به دست آمد .

مهدوی و عمادی و تولیت<sup>۱</sup>(۱۹۹۷) [۲] روش جدیدی برای تحلیل و طراحی کنترلرهای مد لغزشی برای مبدل‌های PWM DC-DC ارائه کرده‌اند. مزیت اصلی این کنترل کننده غیرخطی، آنست که در آن هیچ محدودیتی در اندازه تغییرات سیگنال در اطراف نقطه کار وجود ندارد .

---

<sup>۱</sup> Toliyat

به طور کلی، مبدل‌های DC-DC الکترونیک قدرت سیستم‌های زمان مختلفاً توجه به عملکرد سوئیچینگ درونیشان تناوبی هستند. ویژگی‌های استاتیکی و دینامیکی این مبدل‌ها به طور گسترده‌ای در کتاب‌ها بحث شده است. روش‌های کنترل خطی کلاسیک اغلب برای طراحی تنظیم‌کننده‌ها برای مبدل‌های DC-DC و برای تعیین محدوده ثباتشان در سراسر نقاط عملیاتی آن‌ها مورد استفاده‌اند. با این حال، به منظور اطمینان از ثبات سیگنال بزرگشان، و همچنین برای بهبود پاسخ دینامیکی سیگنال بزرگ آن‌ها، کنترل مد لغزشی مطرح شده است. در این پژوهش، به جای استفاده از دستور کامل فیدبک حالت برای کنترل مد لغزشی، مدل‌های میانگین فضای حالت مبدل‌ها استفاده شده است. روش ارائه‌شده در یک کنترل کننده ساده‌شده نشان داده شده است. بر خلاف فرکانس متغیر کنترل کننده حالت لغزشی مورد استفاده در کتاب‌ها، سوئیچینگ فرکانس ثابت روش PWM استفاده شده است. این طراحی فیلتر مبدل را ساده می‌کند و فیلتر مبدل را به حداقل می‌رساند. تغییرات سیگنال کوچک و همچنین بزرگ در اطراف نقطه کار در نظر گرفته شده است. کنترل کننده های حالت لغزشی برای مبدل‌های باک، بوست، باک-بوست و چوک طراحی و بحث شده است. این کنترلرها بر روی یک کامپیوتر دیجیتال شبیه‌سازی شده است و عملکرد دینامیکی‌شان که رضایت‌بخش می‌باشد نشان داده شده است. در نهایت، قضیه دوم لیاپانوف به منظور بررسی پایداری کنترل کننده های حالت لغزشی طراحی شده برای مبدل Cuk استفاده شده است.

هبرت سیره-رامیرز (۱۹۹۱) [۳] در مقاله خود روش‌های گسترده خطی‌سازی را مطرح کرده است. روش زیگلر-نیکولز برای مشخصات کنترل کننده های P-I به کار گرفته شده است به گونه‌ای که برای خانواده‌ای از مدل‌های تابع انتقال پارامتری‌ریزی شده مربوط به رفتار مبدل متوسط خطی در اطراف یک نقطه تعادل ثابت عامل مربوط به مدار تحت کنترل PWM (مدولاسیون عرضی-

پالس) متوسط به کار برده شده است. مبدل های بوست و باک- بوست به طور ویژه ای بیان شده اند و کارایی تنظیم آنها از طریق آزمایش های شبیه سازی کامپیوتری نشان داده شده است.

به گفته شن<sup>۱</sup> و هوآ<sup>۲</sup> و همکاران (۱۹۹۸) [۴] از آنجایی که نیروی الکتریکی که به وسیله ی آرایه های خورشیدی منظم تأمین می شود بستگی به Insolation (ایزوله کردن)، دما و ولتاژ منظم دارد، کنترل نقاط عملکرد به منظور طراحی توان ماکزیمم مربوط به آرایه های منظم خورشیدی، امری ضروری به نظر می رسد. هدف مقاله ی پیش رو پژوهش در رابطه با الگوریتم های ردیابی توان ماکزیمم است که اغلب برای مقایسه ی بازدهی ردیابی برای عملکرد سیستم تحت کنترل های مختلف مورد استفاده قرار می گیرند. به علاوه انواع مختلف مبدل های DC/DC به منظور ارزیابی کارایی مبدل طراحی شده اند. روش ساده که یک کنترل زمانی گسسته و یک جبران ساز<sup>۳</sup> PI هم ترکیب می کند برای ردیابی نقاط توان ماکزیمم (MPP'S) مربوط به آرایه خورشیدی استفاده شده است پیاده سازی و اجرای سیستم مبدل پیشنهادی بر اساس یک پردازنده دیجیتال سیگنال (DSP) بوده و نتایج تجربی و مورد آزمایش قرار گرفته ارائه شده و در دسترس هستند.

ژاک- یو شان<sup>۴</sup> (۲۰۰۷) [۵] یک کنترل کننده غیرخطی پیشنهاد کرده است. کاربردهای آن برای تنظیم مبدل های DC-DC نوع باک و بوست مورد بررسی قرار گرفته است. کنترل کننده پیشنهادی که شکل تشریحی کنترل کننده چندحلقه ای خطی در نظر گرفته می شود، پارامتر میزان سازی اضافه ای را تهیه می کند که می تواند برای تغییر و اصلاح واکنش خروجی مورد استفاده قرار بگیرد. پایداری

---

<sup>1</sup> Chihming Shen

<sup>2</sup> Chihchiang Hua

<sup>3</sup> compensator

<sup>4</sup> Chok-You Chan



سیستم در حضور بار نامعلوم و متغیر و ولتاژ خطی همچنین رابطه بین استراتژی‌های کنترل خطی و غیرخطی مورد مطالعه قرار می‌گیرد. همچنین نتایج عددی و تجربی برای توضیح دادن ویژگی‌های استراتژی پیشنهادی ارائه می‌کند.

وحید یوسف زاده و همکاران (۲۰۰۸) [۶] روشی برای کنترل مبدل‌ها ارائه داده‌اند. این کنترل کننده در واقع ترکیبی از یک کنترلر نوسانات با فرکانس ثابت (PWM) (که در آن از یک PID خطی نزدیک نقطه مبدأ استفاده شده است) و یک کنترل کننده خطی یا غیرخطی سطحی (SSC) می‌باشد که از نقطه مبدأ فاصله داشته و بین این دو کنترل کننده یک مرز انتقالی نیز وجود دارد. خازن هیبریدی که تعیین کننده‌ی میزان جریان است امکان برآورد صفحه سوئیچ را فراهم آورده و در عین حال ما را از داشتن یک حسگر جریان نیز بی‌نیاز می‌سازد. در حالت ثابت، کنترل گر به صورت کاملاً یکسان از کنترل گر PWM با فرکانس ثابت و یک PID خطی استفاده می‌کند. شبیه‌سازی و نتیجه آزمایشات مربوط، مورد بررسی قرار داده شده است.

کاستابیر<sup>۱</sup> و متاوتلی<sup>۲</sup> و ساگینی<sup>۳</sup> (۲۰۰۸) [۷] یک روش کنترل دیجیتال برای واکنش مرحله بارگزاری زمان بهینه مربوط به مبدل‌های باک همزمان برای کاربردهای نقطه بارگذاری استفاده کننده از خازن-های خروجی ESR پایین در نظر گرفته‌اند. برخلاف روش‌های گزارش شده قبلی تکنیک مطرح شده نسبت به پارامترهای پایه توان غیرحساس هستند. به طوری که عملکرد آن بر اطلاع از دانش ظرفیت القای مغناطیسی فیلتر خروجی و ظرفیت الکتریکی خازن تکیه نمی‌کند. واکنش زمان بهینه از طریق یک عمل سوئیچینگ سیگنال روشن / خاموش به دست می‌آید که به محض اینکه یک ناپایداری بار نمایان شود عهده‌دار آن عمل می‌شود. یک مبدل A/D همزمان به کار گرفته شده است که در یک

<sup>1</sup> Costabeber

<sup>2</sup> Mattavelli

<sup>3</sup> Saggini

فرآیند CMOS استاندارد ۰/۳۵ میکرومتر تشخیص داده شده است. مبدل A/D ولتاژ خروجی را کوانتیزه می‌کند و یک کنترل‌کننده دیجیتال غیرخطی بر پایه رویداد را هنگامی که یک تغییر حالت هموار تدریجی نمایان می‌شود، رها می‌سازد. واکنش زمانی بهینه فقط مبتنی بر اندازه‌گیری‌های ولتاژ خروجی و مبتنی بر آگاهی از چرخه‌ی کار حالت یکنواخت می‌باشد. تاثیر و ویژگی‌های روش زمان‌بهینه مقاوم مطرح‌شده، هم از طریق شبیه‌سازی‌های کامپیوتری و هم تست‌های تجربی و آزمایشگاهی بر روی یک نمونه اصلی و اولیه‌ی مبدل باک همزمان (سنکرون) به اجرا در آمده است.

ماتاولی، رستو، اسپیازی، تِنْتی<sup>۱</sup> (۱۹۹۵) [۸] یک کنترل‌کننده چند منظوره (همه کاره) فازی برای مبدل‌های DC/DC مورد بررسی قرار داده‌اند. بر اساس تعریفی کیفی از سیستمی که بایستی تحت کنترل باشد کنترل‌کننده‌های فازی در اجرای عملکردهای مناسب توانا هستند حتی برای آن دسته از سیستم‌هایی که روش‌های کنترل خطی در آنها با شکست مواجه می‌شوند مانند هنگامی که یک تعریف ریاضی ممکن نباشد یا در حضور تغییرات گسترده پارامتر صورت پذیرد. روش معرفی‌شده کلی و جامع می‌باشد و می‌تواند برای هرگونه توپولوژی مبدل DC/DC به کار برده شود. راه‌اندازی کنترل‌کننده نسبتاً ساده است و می‌تواند یک واکنش سیگنال کوچک را به همان سرعت که برای دیگر تنظیم‌کننده‌های استاندارد وجود دارد و تضمین کند.

دوشان بروجویچ و سودیپ مازومدر و علی نایفه<sup>۲</sup> (۲۰۰۲) [۹] یک کنترل‌کننده مقاوم را به وسیله‌ی ترکیب مفاهیم مربوط به ساختار متغیر انتگرالی (یکپارچه) و کنترل سطح شیبدار چندگانه برای مبدل‌های باک dc-dc موازی، توسعه می‌دهند. مزیت‌های این طرح عبارتند از: سادگی آن در طراحی، واکنش دینامیک مناسب، استحکام، توانایی بی اثر کردن خطای ولتاژ- بایاس و خطای بین

<sup>1</sup> P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, P.Tenti

<sup>2</sup> Ali H. Nayfeh, Sudip K. Mazumder, Dushan Borojevic

جریان‌های بار مربوط به ماژول‌های مبدل تحت شرایط حالت تعادل، و توانایی کاهش دادن اثر دینامیک-های دارای فرکانس خیلی بالا با توجه به پارازیت‌های موجود در سیستم حلقه بسته. آنها در اینجا روشی را برای تعیین ناحیه حضور و پایداری مربوط به مانیفلدهای لغزشی (شیبدار) برای چنین مبدل‌های موازی‌ای توضیح می‌دهند. نتایج واکنش‌های دینامیک و حالت، پایداری خوبی را نشان می‌دهند .



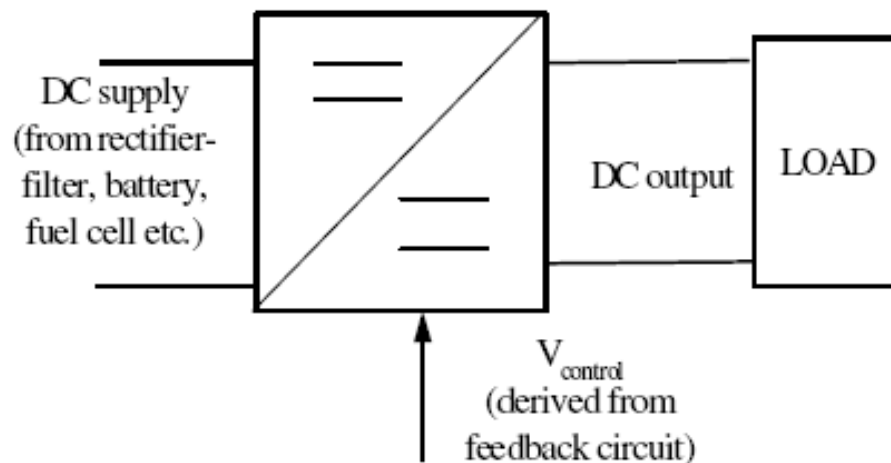
## فصل دوم:

### معرفی مبدل های DC

## ۲-۱ مقدمه

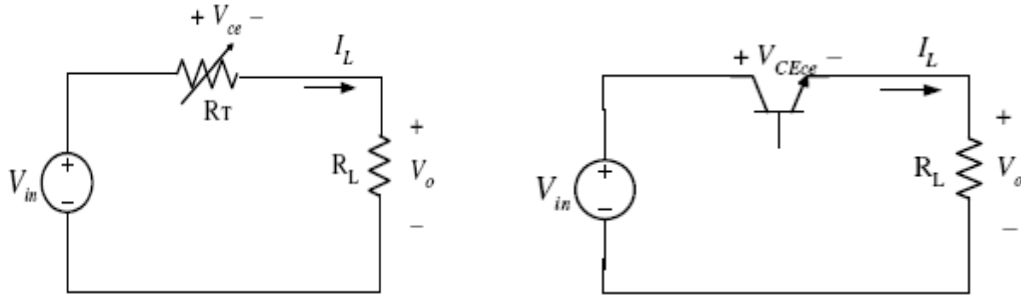
وظیفه مبدل های DC تبدیل ولتاژ تنظیم نشده به ولتاژ تنظیم شده در سطح دلخواه می باشد.

بلوک دیاگرام کلی مبدل های DC به صورت زیر است:



شکل ۲-۱ بلوک دیاگرام مبدل های DC

اساس کار مبدل های DC-DC بر مبنای سوئیچینگ می باشد. در مدار زیر در صورتی که ترانزیستور در ناحیه خطی کار کند، می توان آن را با یک مقاومت (RT) مدل کرد.



شکل ۲-۲ رگولاتور خطی

$$V_O = V_{in} - V_{CE} \quad (1-2)$$

هر چه میزان جریان عبوری از ترانزیستور بیشتر شود، توان مصرفی طبق رابطه زیر افزایش می یابد:

$$P = R_T \times I_L \times I_L, \quad P = V_{CE} \times I_L \quad (2-2)$$

اما در همین مدار اگر ترانزیستور در حالت اشباع باشد، ولتاژ ورودی به خروجی منتقل می شود و اگر ترانزیستور در حالت قطع باشد، ولتاژ خروجی برابر با صفر است. (تنظیم کننده ی سوئیچینگ)

با توجه به رابطه توان  $P = VI$ ، توان مصرفی برابر با صفر است (در صورت ایده آل بودن سوئیچ) و کل توان ورودی از منبع به بار منتقل می شود.

<sup>1</sup> Switching regulator

مدارهای تنظیم‌کننده‌ی سوئیچینگ اساس کار مبدل‌های DC هستند.

خروجی یک مبدل DC با بارمقاومتی ناپیوسته و شامل هارمونیک‌ها می‌باشد. مقدار ریپل معمولاً با استفاده از یک فیلتر LC (پایین‌گذر) کاسته می‌شود. تنظیم‌کننده‌های متغییر به صورت مدارهای مجتمع یافت می‌شوند. طراح می‌تواند فرکانس کلیدزنی را با انتخاب مقادیر R و C نوسان‌کننده فرکانسی، انتخاب نماید. به عنوان یک قانون سرانگشتی برای حداکثرکردن بازده، حداقل دوره تناوب نوسانگر باید حدود ۱۰۰ مرتبه بیشتر از زمان کلیدزنی ترانزیستور باشد. برای مثال اگر ترانزیستوری زمان کلیدزنی برابر  $0.5\mu s$  داشته باشد، دوره تناوب نوسانگر  $50\mu s$  خواهد شد که در نتیجه حداکثر فرکانس نوسانگر  $20kHz$  خواهد بود. این محدودیت ناشی از تلفات کلیدزنی ترانزیستور می‌باشد. تلفات کلیدزنی ترانزیستور با فرکانس کلیدزنی، افزایش و در نتیجه بازده کاهش می‌یابد. به علاوه تلفات هسته سلف‌ها، کارکرد با فرکانس بالا را محدود می‌سازد.

## ۲-۲- کنترل مبدل‌های DC-DC

در مبدل‌های DC-DC، متوسط ولتاژ خروجی برای برابری با یک سطح مطلوب باید کنترل شود، اگر چه ولتاژ ورودی و بار خروجی ممکن است نوسان داشته باشند. در مبدل‌های dc-dc سوئیچینگ یک یا چند سوئیچ برای تبدیل dc از یک سطح به سطح دیگر به کار می‌روند. در مبدل dc-dc با یک ولتاژ ورودی داده شده، متوسط ولتاژ خروجی با کنترل مدت زمان روشن بودن و خاموش بودن سوئیچ کنترل می‌شود ( $t_{on}, t_{off}$ ).

برای توضیح دادن مفهوم سوئیچینگ، یک مبدل dc-dc پایه در شکل ۲-۳ (a) بررسی می‌شود. متوسط مقدار  $V_o$  ولتاژ خروجی  $V_o$  که در شکل ۲-۳ (b) بستگی به  $t_{on}$  و  $t_{off}$  دارد، نشان داده شده



## فصل دوم : معرفی مبدل های DC

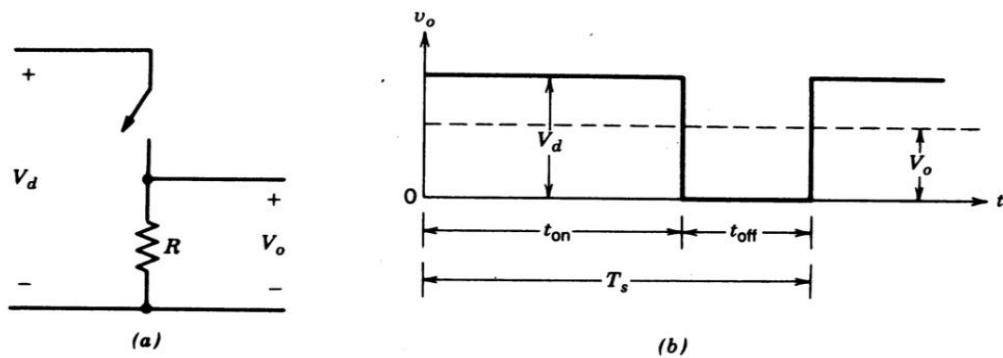
است. یکی از روش ها برای کنترل ولتاژ خروجی استفاده کردن از سوئیچینگ با یک فرکانس ثابت است

$$( \text{یک سوئیچینگ ثابت با دوره تناوب } T_s = t_{on} + t_{off} )$$

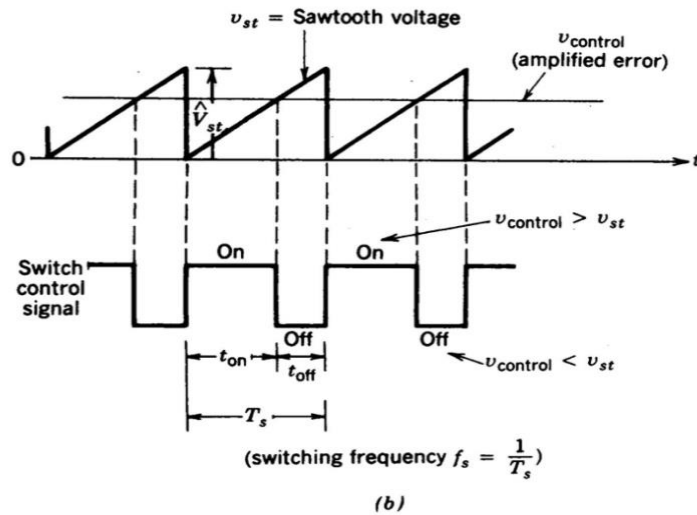
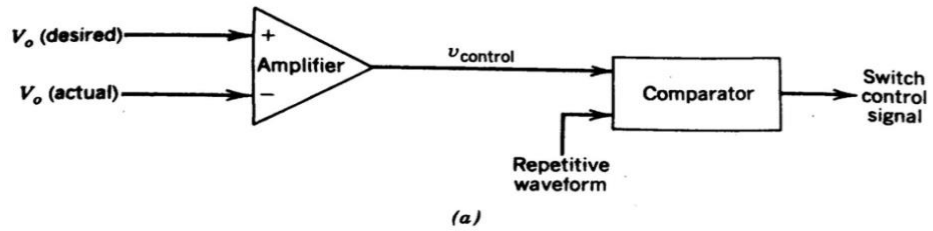
مدت زمان روشن بودن سوئیچ برای کنترل متوسط ولتاژ خروجی تنظیم می شود. این روش مدولاسیون پهنای پالس PWM خوانده می شود. درصد وظیفه سوئیچ (Duty Cycle) D است، که از نسبت

مدت زمان روشن بودن سوئیچ به دوره تناوب سوئیچ تعیین می شود، و متغیر است.

روش های دیگر کنترل بیشتر معمول اند، که در آن هم فرکانس کلیدزنی (و بنابراین دوره تناوب) و هم مدت زمان روشن بودن سوئیچ تغییر می کند. این روش تنها در مبدل های dc-dc با ترانزیستورهای جریان مداوم به کار می رود. تغییرات در فرکانس سوئیچینگ فیلتر کردن ریپل اجزا را در شکل موج خروجی و ورودی در مبدل مشکل می سازد.



شکل ۲-۳ تغییرات dc-dc سوئیچینگ



شکل ۲-۴ مدولاتور پهنای پالس، (a) بلوک دیاگرام، (b) سیگنال‌های مقایسه

در سوئیچینگ PWM با یک فرکانس کلیدزنی ثابت، ولتاژ کنترل  $v_{control}$  را می‌توان با یک ولتاژ دندانه اره‌ای مقایسه کرد تا سیگنال کنترلی PWM سوئیچ با کنترل حالت (on یا off) سوئیچ به دست آید. این عمل در شکل ۲-۴ (a) و ۲-۴ (b) نشان داده شده است. سیگنال ولتاژ کنترل معمولاً با بزرگ شدن خطا یا تفاوت بین ولتاژ خروجی مطلوب و ولتاژ خروجی واقعی بدست می‌آید.

فرکانس شکل موج متناوب با یک پیک ثابت، فرکانس کلیدزنی را ایجاد می‌کند. این فرکانس در کنترل PWM ثابت نگه داشته می‌شود و از چند کیلوهرتز تا چند صد کیلوهرتز انتخاب می‌شود. هنگامی که

## فصل دوم: معرفی مبدل های DC

سیگنال خطا بزرگ شده و با سرعت کمی نسبت به زمان برای تولید فرکانس کلیدزنی تغییر می-کند (بزرگ تر از شکل موج دنداناره ای باشد)، سیگنال کنترل سوئیچ بزرگ می شود و باعث روشن شدن سوئیچ می شود. در غیر این صورت سوئیچ خاموش است.

از نسبت  $V_{control}$  به پیک شکل موج دنداناره ای،  $\hat{V}_{st}$ ، که در شکل ۲-۴ نشان داده شده است، می توان درصد وظیفه سوئیچ را به صورت زیر تعریف کرد:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{control}}{\hat{V}_{st}} \quad (2-3)$$

مبدل های dc-dc دو حالت متمایز عملکرد می توانند داشته باشند: (۱) هدایت جریان پیوسته و (۲) هدایت جریان ناپیوسته. در عمل، یک مبدل ممکن است در هر دو حالت عمل کند، که مشخصات متفاوت قابل توجهی دارند. از این رو، یک مبدل و کنترل آن باید در هر دو حالت عملکرد طراحی شوند.

### ۲-۳- مبدل کاهنده<sup>۱</sup>

یک مبدل کاهنده یا باک یک ولتاژ متوسط کمتر از ولتاژ dc ورودی  $V_d$  تولید می کند. کاربرد اصلی آن منابع قدرت dc تنظیم شده و کنترل سرعت موتور است.

مدار پایه در شکل ۲-۳ (a) از یک مبدل کاهنده برای بار مقاومتی خالص تشکیل شده است، سوئیچ ایده آل، ولتاژ ورودی  $V_d$  و بار مقاومتی خالص و شکل موج ولتاژ خروجی در شکل ۲-۳ (b) به عنوان تابعی از موقعیت سوئیچ فرض می شود. متوسط ولتاژ خروجی را می توان بر حسب درصد وظیفه سوئیچ محاسبه کرد.

<sup>۱</sup>Buck converter

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = DV_d \quad (4-2)$$

با استفاده از رابطه (۲-۳)

$$V_o = \frac{V_d}{\hat{V}_{st}} v_{control} = k v_{control}$$

$$k = \frac{V_d}{\hat{V}_{st}} = \text{const} \tan t \quad (5-2)$$

با تغییر دادن درصد وظیفه  $\frac{t_{on}}{T_s}$  سوئیچ،  $V_o$  می‌تواند کنترل شود. متوسط ولتاژ خروجی  $v_o$  به صورت خطی با ولتاژ کنترل تغییر می‌کند. در کاربردهای واقعی، مدار قبل دو اشکال دارد: الف) در عمل بار ممکن است القایی باشد. حتی یک بار مقاومتی مطمئناً وابسته به اندوکتانس سرگردان است. این بدان معنی است که سوئیچ ممکن است انرژی القایی را جذب کند (یا پراکنده کند) و بنابراین ممکن است خراب شود. ب) ولتاژ خروجی بین مقدار صفر و  $V_d$  نوسان دارد، و این در بسیاری از کاربردها قابل قبول نیست. مسئله انرژی القایی ذخیره شده با استفاده از یک دیود همان‌گونه که در شکل ۲-۵ (a) نشان داده شده است برطرف می‌شود. نوسانات ولتاژ خروجی با کاربرد یک فیلتر پایین‌گذر، شامل یک سلف و یک خازن بسیار کاهش می‌یابد. شکل ۲-۵ (b) شکل موج ورودی  $v_{oi}$  به یک فیلتر پایین‌گذر (همانند

---

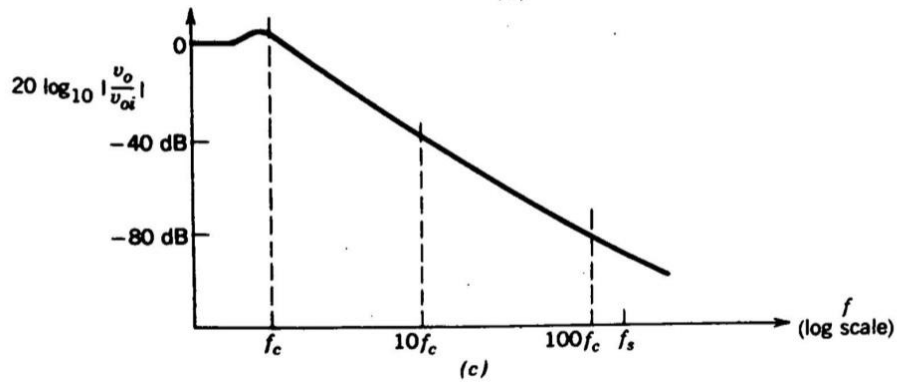
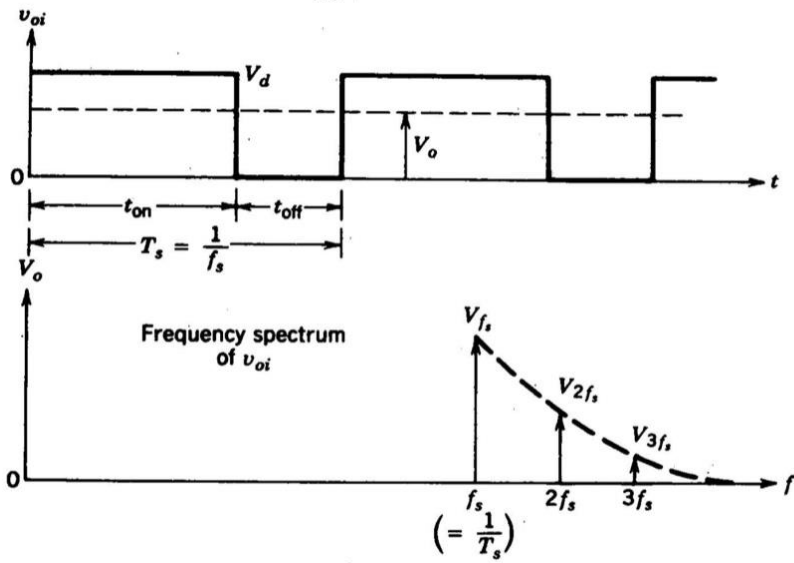
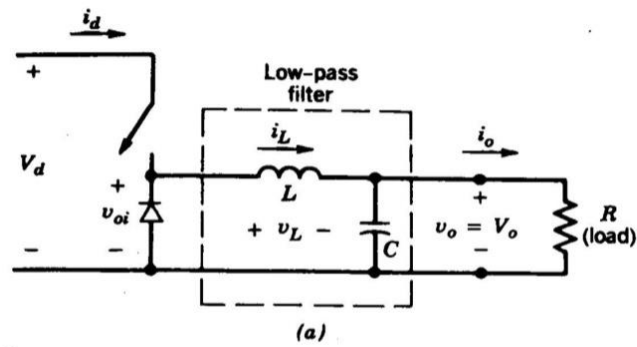
## فصل دوم : معرفی مبدل های DC

ولتاژ خروجی در شکل ۲-۳ (b) (بدون فیلتر پایین گذر) را نشان می دهد، که شامل مولفه  $V_o$  دی سی و هارمونیک های فرکانس کلیدزنی  $f_s$  است و در شکل ۲-۵ (b) نشان داده شده است.

مشخصه فیلتر پایین گذر با مقاومت بار  $R$  که در شکل ۲-۵ (c) نشان داده شده میرا می شود. فرکانس  $f_c$  از فیلتر پایین گذر کوچک تر از فرکانس سوئیچزنی انتخاب می شود، بنابراین واقعاً رپل فرکانس کلیدزنی در ولتاژ خروجی رفع می شود.

در کاربردهای معمولی که نیاز به ولتاژ خروجی لحظه ای  $V_o(t) \approx V_o$  می باشد، ظرفیت خازن در خروجی بسیار بزرگ، فرض می شود. رپل در ولتاژ خازن (ولتاژ خروجی) بعداً محاسبه می شود.

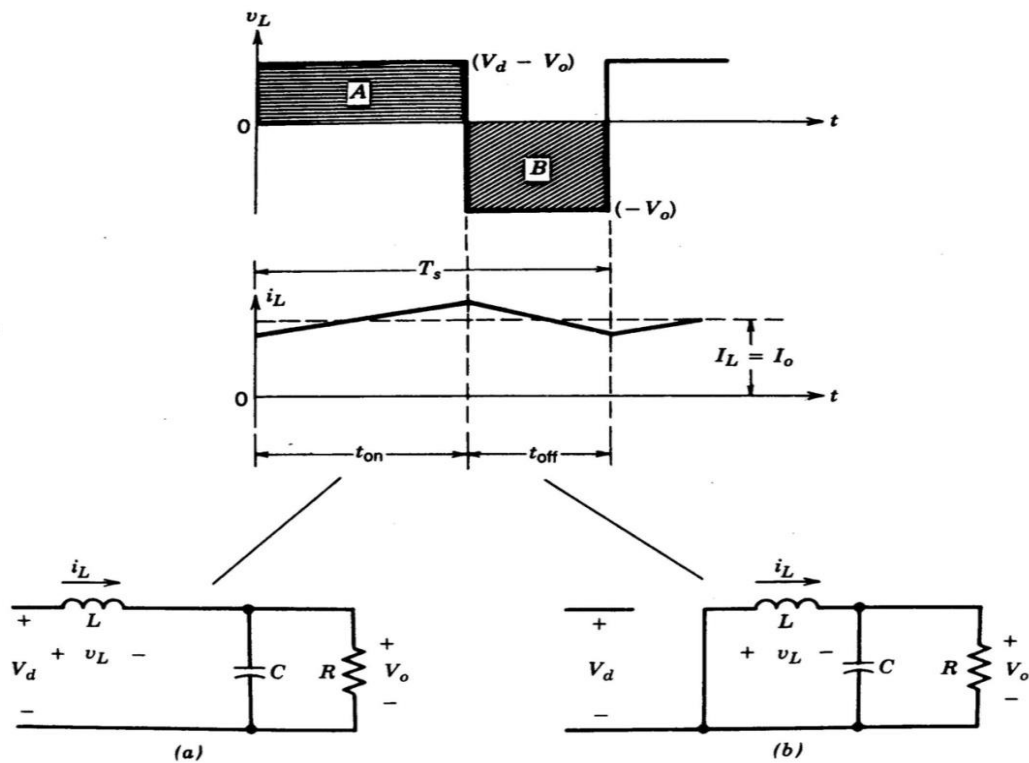
در یک مبدل کاهنده، متوسط جریان سلف برابر متوسط جریان خروجی  $I_o$  است، از این رو جریان متوسط خازن در حالت پایه صفر است.



شکل ۲-۵ مبدل  $dc-dc$  باک

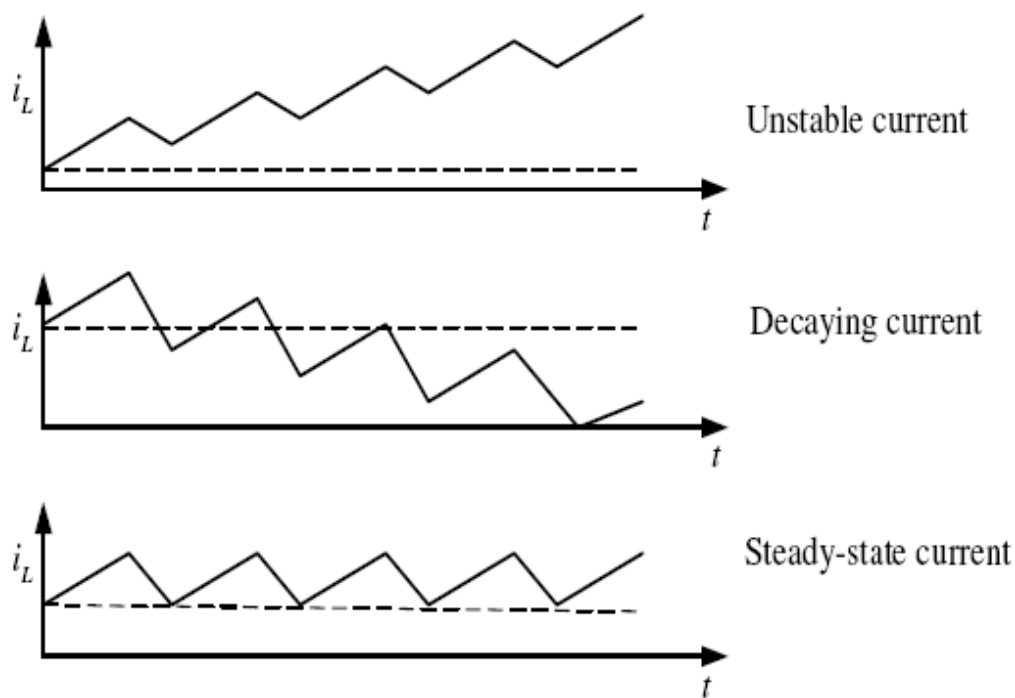
۲-۳-۱- حالت جریان پیوسته

شکل ۲-۶ شکل موج برای حالت جریان پیوسته که در آن جریان سلف پیوسته است  $[i_L(t) > 0]$  را نشان می‌دهد. هنگامی که سوئیچ روشن است برای مدت زمان  $t_{on}$ ، سوئیچ جریان سلف را هدایت می‌کند و دیود بایاس معکوس است، در نتیجه ولتاژ مثبت  $V_L = V_d - V_o$  از سلف عبور می‌کند. در شکل ۲-۶ (a) نشان داده شده است. این ولتاژ افزایش خطی در جریان سلف  $i_L$  را ایجاد می‌کند. هنگامی که سوئیچ خاموش می‌شود، به خاطر ذخیره انرژی القایی ذخیره شده در سلف،  $i_L$  همچنان در مدار برقرار است. در این حالت جریان از دیود عبور می‌کند و  $V_L = -V_o$ ، و در شکل ۲-۶ (b) نشان داده شده است.



شکل ۲-۶ حالت‌های مدار مبدل باک (بافرض  $i_L$  پیوسته): (a) سوئیچ روشن (b) سوئیچ خاموش

شرط پایدار ماندن جریان سلف این است که مقدار جریان در انتهای سیکل سوئیچ زنی برابر با مقدار جریان در ابتدای سیکل بعدی باشد، به عبارت دیگر تغییرات جریان سلف یا انتگرال ولتاژ سلف  $v_L$  در یک پریود باید برابر صفر باشد.



شکل ۲-۷ حالت‌های جریان خروجی

$$T_s = t_{on} + t_{off}$$

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0$$



## فصل دوم : معرفی مبدل های DC

یعنی مساحت A و B در شکل ۶-۲ طبق رابطه فوق باید برابر باشند:

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on})$$

یا

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (\text{درصدوظیفه}) \quad (۶-۲)$$

بنابراین در این حالت، ولتاژ خروجی به طور خطی با درصد وظیفه سوئیچ برای یک ولتاژ ورودی داده شده تغییر می کند و به پارامترهای دیگر مدار بستگی ندارد. معادله قبلی را می توان به سادگی از متوسط ولتاژ  $V_{oi}$  در شکل ۵-۲ (b) و تشخیص اینکه متوسط ولتاژ سلف در حالت عملکرد پایه صفر است اشتقاق کرد:

$$\frac{V_d t_{on} + 0 \times t_{off}}{T_s} = V_o \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$$

با صرف نظر از تلفات که وابسته به المان های مدار است، توان ورودی با توان خروجی  $P_o$  برابر است بنابراین:

$$V_d I_d = V_o I_o \quad P_d = P_o$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (۷-۲)$$

از این رو در حالت جریان پیوسته، مبدل باک معادل یک ترانسفورماتور dc است که نسبت دور در این ترانسفورماتور معادل می‌تواند به صورت پیوسته و الکتریکی در رنج صفر تا یک با کنترل درصد وظیفه سوئیچ کنترل شود.

حتی اگر متوسط جریان ورودی  $I_d$  از ترانسفورماتور عبور کند، شکل موج جریان ورودی لحظه‌ای از یک مقدار پیک به صفر در مدت زمانی که سوئیچ خاموش است پرش دارد. بنابراین یک فیلتر مناسب در ورودی برای حذف اثر غیرمطلوب از هارمونیک‌های جریان ممکن است نیاز باشد.

### ۲-۳-۲- مرز بین هدایت پیوسته و ناپیوسته

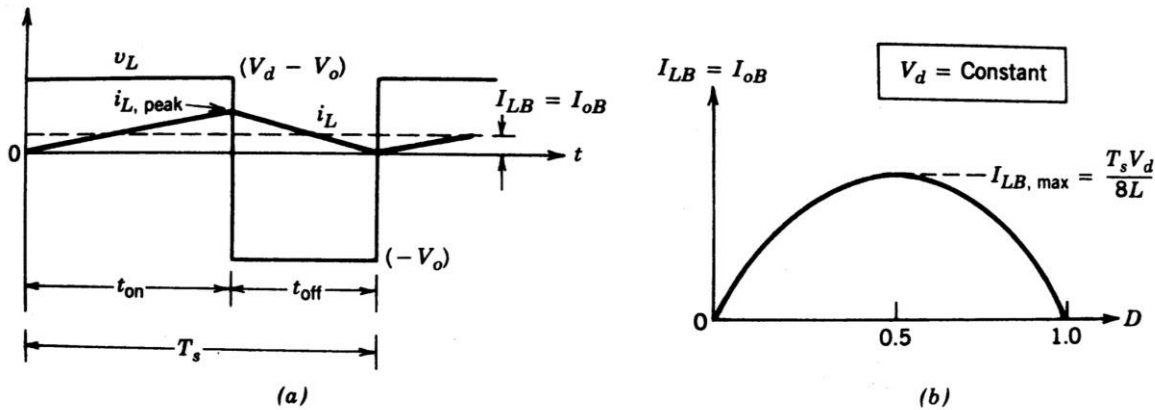
در این قسمت معادلات را توسعه خواهیم داد و اثر پارامترهای گوناگون مدار را بر حالت هدایت جریان سلف (پیوسته یا ناپیوسته) نشان می‌دهیم. شکل ۸-۲ (a) شکل موج  $v_L$  و  $i_L$ ، نشان می‌دهد. آغاز مرز بین حالت پیوسته و ناپیوسته جایی است که جریان سلف در انتهای مدت زمان خاموش بودن سوئیچ صفر می‌شود.

در این مرز متوسط جریان سلف، با زیرنویس  $B$  نشان داده شده است.

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oB} \quad (8-2)$$

---

<sup>1</sup> boundary



شکل ۲-۸ جریان در مرز هدایت پیوسته-ناپیوسته

(a) شکل موج جریان (b)  $I_{LB}$  بر حسب  $D$  با ثابت نگه داشتن  $V_d$

بنابراین در این حالت (با قرار دادن مقدار برای  $T_s$ ،  $V_d$ ،  $V_o$  و  $L$  و  $D$ )، اگر متوسط جریان خروجی (و از این رو متوسط جریان سلف) کمتر از  $I_{LB}$  که با معادله ۲-۸ مشخص شده، کمتر شود،  $i_L$  ناپیوسته خواهد شد.

### ۲-۳-۳- حالت هدایت ناپیوسته

بسته به کاربرد این مبدل ها، هر یک از دو ولتاژ، ولتاژ ورودی  $V_d$  یا ولتاژ خروجی  $V_o$  در مدت زمان عمل کردن مبدل ثابت باقی می ماند. هر دو نوع از عملکرد در زیر بحث می شود.

#### ۲-۳-۳-۱- حالت هدایت ناپیوسته با $V_d$ ثابت

در یک کاربرد مثل کنترل سرعت موتور dc،  $V_d$  واقعاً ثابت باقی می ماند و  $V_o$  با تنظیم درصد وظیفه  $D$  مبدل کنترل می شود.

از این رو  $V_o = DV_d$  و متوسط جریان سلف در لبه حالت هدایت پیوسته از معادله ۲-۸ برابر است با:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1-D) \quad (9-2)$$

با استفاده از این معادله، شکل ۲-۸ (b)،  $I_{LB}$  را به عنوان تابعی از درصد وظیفه  $D$ ، با ثابت نگه داشتن  $V_d$  و پارامترهای دیگر نشان می‌دهد.

همچنین نشان می‌دهد جریان خروجی ماکزیمم در مد هدایت پیوسته در حالت  $D = 0.5$  است.

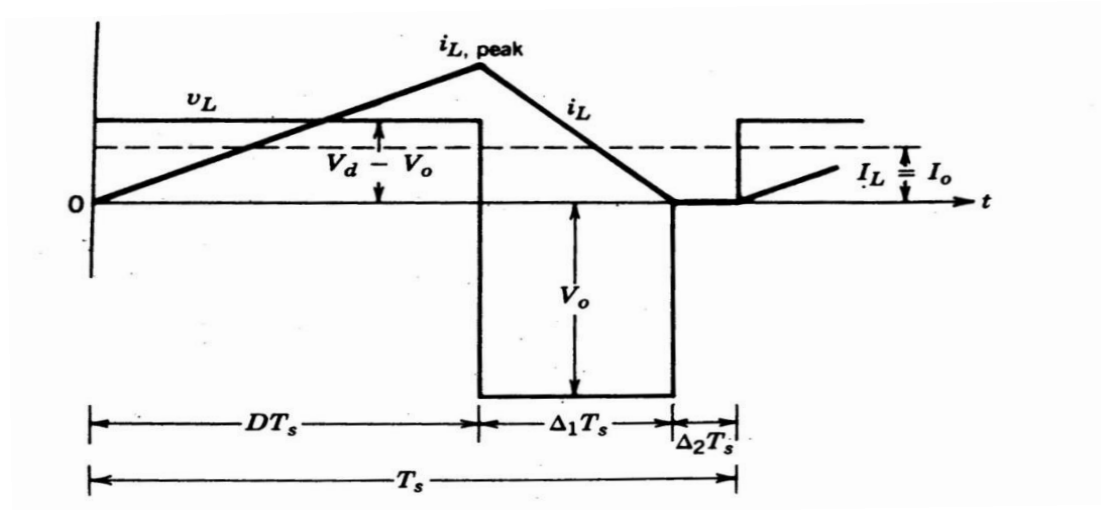
$$I_{LB, \max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (10-2)$$

از معادلات (۲-۹) و (۲-۱۰)

$$I_{LB} = 4I_{LB, \max} D(1-D) \quad (11-2)$$

سپس نسبت ولتاژ  $\frac{V_o}{V_d}$  در حالت ناپیوسته محاسبه خواهد شد. در ابتدا فرض کنیم مبدل در مرز

هدایت پیوسته عمل می‌کند، همان‌گونه که در شکل ۲-۸ (a) برای مقادیر  $T$ ،  $L$ ،  $D$  و  $V_d$  داده شده است. اگر پارامترها ثابت نگه داشته شوند و توان بار خروجی کاهش یابد (به عنوان مثال مقاومت بار بالا رود)، متوسط جریان سلف کاهش خواهد یافت. همان‌گونه که در شکل ۲-۹، این عمل مقدار  $V_o$  را بیشتر از قبل می‌کند و در نتیجه جریان سلف ناپیوسته می‌شود.



شکل ۹-۲ مبدل باک در هدایت ناپیوسته

در مدت  $\Delta_2 T_s$  که جریان سلف صفر است، توان مقاومت بار توسط خازن فیلتر به تنهایی تأمین می شود. ولتاژ سلف  $v_L$  در این مدت صفر است. دوباره، محاسبه انتگرال ولتاژ سلف از یک دوره تناوب تا صفر نتیجه می دهد:

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \quad (12-2)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (13-2)$$

اگر در شکل ۹-۲،  $D + \Delta_1 < 1.0$  باشد:

$$i_{L, peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \quad (14-2)$$

$$I_o = i_{L,peak} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (15-2)$$

(با استفاده از معادله ۱۴-۲)

$$I_o = \frac{V_o T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (16-2)$$

(با استفاده از معادله ۱۳-۲)

$$I_o = \frac{V_d T_s}{2L} D \Delta_1 \quad (17-2)$$

(با استفاده از معادله ۱۰-۲)

$$I_o = 4I_{LB,max} D \Delta_1 \quad (18-2)$$

$$\Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{LB,max} D} \quad (19-2)$$

(از معادلات ۱۳-۲ و ۱۹-۲)

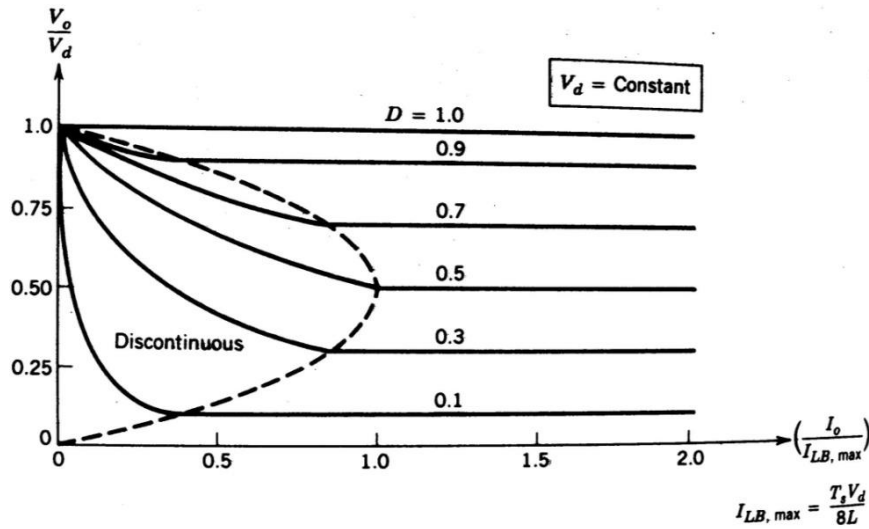
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left( \frac{I_o}{I_{LB,max}} \right)} \quad (20-2)$$

شکل ۱۰-۲ مشخصات مبدل باک را در دو حالت عملکرد، برای مقدار ثابت  $V_d$  را نشان می‌دهد. درصد

وظیفه  $(\frac{V_o}{V_d})$  به عنوان تابعی از  $I_o/I_{LB,max}$  برای مقادیر مختلف درصد وظیفه با استفاده از معادلات

۶-۲ و ۲۰-۲ نشان داده شده است. مرز بین مد پیوسته و ناپیوسته، به وسیله خط چین نشان داده شده

است، و از معادلات ۶-۲ و ۱۱-۲ به دست آمده است.



شکل ۲-۱۰ مشخصات مبدل باک با ثابت نگه داشتن  $V_d$

۲-۳-۳-۲- حالت هدایت ناپیوسته با مقدار ثابت  $V_o$

در کاربردهایی از جمله منابع قدرت dc تنظیم شده،  $V_d$  ممکن است نوسان داشته باشد اما  $V_o$  با

تنظیم درصد وظیفه  $D$  ثابت نگه داشته می شود. از این رو  $V_d = V_o / D$ ، متوسط جریان سلف در لبه

حالت پیوسته از معادله ۲-۸ به صورت زیر می باشد:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (2-21)$$

معادله ۲-۲۱ نشان می دهد اگر  $V_o$  ثابت نگه داشته شود، ماکزیمم مقدار در  $I_{LB}$  در  $D=0$  رخ

می دهد:

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2-22)$$

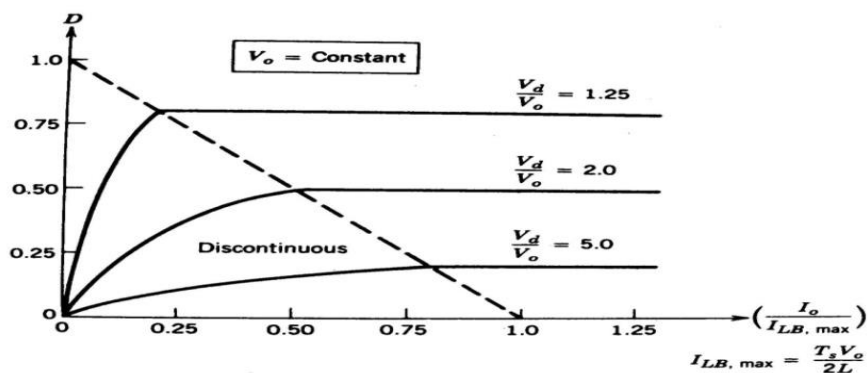
عملکرد مترادف با  $D=0$  و مقدار محدود  $V_o$ ، فرضی است زیرا  $V_d$  باید نامحدود باشد. از معادلات ۲-۲۱ و ۲۲-۲ داریم:

$$I_{LB} = (1-D)I_{LB,max} \quad (23-2)$$

برای عملکرد این مبدل‌ها که  $V_o$  ثابت نگه داشته می‌شود، بهتر است که درصد وظیفه  $D$  را به عنوان تابعی از  $I_o/I_{LB,max}$  به دست آوریم. با استفاده از معادلات ۲-۱۳ و ۲-۱۶ (که در صورتی که  $V_o$  یا  $V_d$  ثابت نگه داشته شوند) با استفاده از معادله ۲-۲۲ برای این حالت که  $V_o$  ثابت نگه داشته می‌شود حاصل به صورت زیر می‌باشد.

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left( \frac{I_o/I_{LB,max}}{1 - V_o/V_d} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (24-2)$$

درصد وظیفه  $D$  به عنوان تابعی از  $I_o/I_{LB,max}$  در شکل ۲-۱۱ با مقادیر متفاوت  $V_d/V_o$ ، و ثابت نگه داشتن  $V_o$  رسم شده است. مرز بین مد پیوسته و ناپیوسته از عملکرد با استفاده از معادله ۲-۲۳ به دست می‌آید.





شکل ۲-۱۱ مشخصات مبدل باک با ثابت نگه داشتن  $V_o$

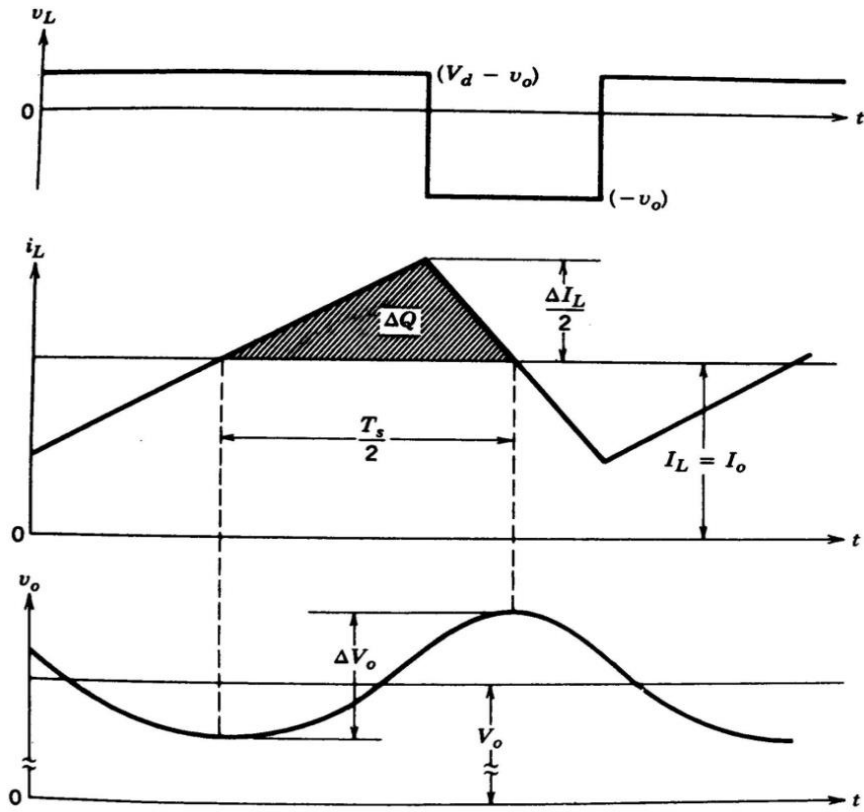
### ۲-۳-۴- ریپل ولتاژ خروجی

در تجزیه و تحلیل های گذشته، خازن خروجی به اندازه کافی بزرگ فرض می شود در نتیجه  $v_o(t) = V_o$ . هر چند ریپل در ولتاژ خروجی با یک مقدار کاربردی از ظرفیت الکتریکی می تواند با توجه به شکل موج های نشان داده شده در شکل ۲-۱۲ برای حالت هدایت پیوسته از عملکرد محاسبه شود. فرض می کنیم همه ریپل در  $i_L$  از خازن و متوسط آن از مقاومت عبور کند، مساحت سایه دار در شکل ۲-۱۲ شارژ اضافی  $\Delta Q$  را نشان می دهد. بنابراین ریپل ولتاژ پیک تو پیک  $\Delta V_o$  می تواند توسط رابطه زیر به دست آید:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} T_s$$

از شکل ۲-۶ در مدت زمان  $t_{off}$ :

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1 - D) T_s \quad (2-25)$$



شکل ۲-۱۲ ریپل ولتاژ خروجی در مبدل باک

از این رو با جانشین کردن  $\Delta I_L$  از معادله ۲-۲۵ در معادله قبلی به دست می‌آید:

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8c} \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (26-2)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2 \quad (27-2)$$

اینجا فرکانس کلیدزنی  $f_s = 1/T_s$  و

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (28-2)$$

## فصل دوم : معرفی مبدل های DC

معادله ۲-۲۷ نشان می دهد که ریپل ولتاژ می تواند با انتخاب فرکانس  $f_c$  از فیلتر پایین گذر در خروجی که  $f_c \ll f_s$  است به حداقل رسانید. همچنین، ریپل وابسته به توان بار خروجی می باشد، تا وقتی که مبدل در حالت هدایت پیوسته عمل می کند یک تجزیه و تحلیل مشابه می توان برای حالت هدایت ناپیوسته انجام داد.

باید توجه کنیم که در منابع قدرت dc سوئیچینگ، درصد ریپل در ولتاژ خروجی معمولاً کمتر از یک درصد تعیین می شود. بنابراین این تجزیه و تحلیل در قسمت های قبلی با فرض  $v_o(t) = V_o$  حاصل شده است. باید توجه کنیم که ریپل خروجی در معادله (۲-۲۵) با بحث مشخصات فیلتر پایین گذر سازگار است.

### مشخصات قطعات

برای دیود:

$$V_{RRM} \geq V_{in \max}$$

$$I_{F(avr)} \geq I_{out} (1 - D)$$

برای ترانزیستور:

$$V_{ce} \text{ or } V_{DSS} > V_{in \max}$$

$$I_{c \max} \text{ or } I_{D \max} > I_{L \max}$$



## فصل سوم:

# کنترل حالت لغزشی

### ۳-۱- مقدمه

مشکلات زیادی در پیاده‌سازی کنترل کننده‌های طراحی شده بر روی سیستم‌های حقیقی وجود دارد. یکی از مهم‌ترین منشأ این مشکلات، عدم توانایی در مدل‌سازی دقیق سیستم‌های حقیقی است. [۱-۲] به علاوه اگر هم این توانایی تا حد زیادی وجود داشته باشد، مدل به دست آمده آنقدر پیچیده می‌گردد که طراحی کنترل کننده مناسب را برای آن دشوار می‌کند. عدم دقت مدل، ناشی از دو مسأله است؛ یکی عدم قطعیت در پارامترهای مدل<sup>۱</sup> و دیگری دینامیک‌های مدل نشده سیستم<sup>۲</sup>. [۲] به علاوه وجود نویز نیز از مسائلی است که می‌تواند به همراه دو عامل ذکر شده، پیاده‌سازی کنترل کننده‌های طراحی شده را بر روی سیستم‌های حقیقی ناکام سازد.

کنترل مقاوم و کنترل تطبیقی دو روش مهم و مکملی هستند که برای غلبه بر این مشکل پیشنهاد شده‌اند. در ساختار یک کنترل کننده مقاوم دو مقوله مشاهده می‌شود: در یکی از آن‌ها هدف کنترل سیستم است (مانند کنترل معکوس و یا کنترل خطی‌ساز) و در دیگری مقابله با عدم دقت در مدل دنبال می‌شود. ساختار یک کنترل کننده تطبیقی، که نوعی کنترل کننده مقاوم است نیز به همین گونه می‌باشد جز این که در آن، مدل بر اساس اطلاعات به دست آمده به طور پیوسته به روز می‌شود. [۳-۴] یکی از ساده‌ترین رویکردها در طراحی یک کنترل کننده مقاوم، کنترل حالت لغزشی<sup>۳</sup> است. واضح است که کنترل یک سیستم توصیف شده توسط یک معادله دیفرانسیل درجه یک، بسیار ساده‌تر از کنترل سیستمی است که توسط یک معادله دیفرانسیل درجه  $n$  بیان می‌شود. در کنترل حالت لغزشی از این خصوصیت استفاده می‌شود و به کمک یک تبدیل (سطح لغزشی) نشان داده می‌شود که می‌توان به یک کنترل مقاوم دست یافت.

<sup>1</sup> Structured or Parametric Uncertainties

<sup>2</sup> Unstructured Uncertainties or Unmodeled Dynamics

<sup>3</sup> Sliding Mode Control (SMC)

## فصل سوم: کنترل حالت لغزشی

یکی از مهم‌ترین معایب این روش استفاده از کنترل‌کننده‌ای با ساختار متغیر<sup>۱</sup> است که به کمک سویچینگ فرکانس بالای سیگنال ورودی کنترل محقق می‌شود. [۶] این سویچینگ فرکانس بالا می‌تواند باعث تحریک دینامیک‌های مدل‌نشده سیستم (سنسورها، محرک‌ها و دینامیک صرف‌نظر شده خود سیستم در اثر تقریب) شود که چون این سویچینگ ادامه می‌یابد فرکانس‌های بالای مدل‌نشده سیستم نیز به نوسان خود ادامه می‌دهند که نوعی ناپایداری داخلی است. این پدیده همان وزوز<sup>۲</sup> است که می‌تواند باعث تلفات حرارتی و از بین رفتن قطعات مکانیکی شود. [۵] برای غلبه بر این مشکل اصلاحاتی در کنترلر اولیه پیشنهاد شده است. [۲]

مهم‌ترین مسأله‌ای که در این جا مورد بررسی قرار می‌گیرد، وزوز می‌باشد.

در این بخش پس از ارائه مثالی ساده در مورد کنترل ساختارمتغیر، کنترل حالت لغزشی که حالتی خاص از کنترل ساختارمتغیر است، بررسی می‌شود. مهم‌ترین مشکلی که مورد تأکید است موضوع وزوز می‌باشد، روش‌های کاهش و یا حذف آن بیان شده و معایب و مزایای آن‌ها مورد بررسی قرار می‌گیرد.

### ۲-۳- کنترل ساختار متغیر

برای آشنایی با کنترل ساختار متغیر، ابتدا به مثال زیر توجه کنید. مساله دو انتگرالی زیر را در نظر بگیرید [۷]:

$$\ddot{x}(t) = u(t) \quad (1-3)$$

فرض کنید که یک قانون پسخور<sup>۳</sup> به صورت زیر به آن اعمال شود:

<sup>1</sup> Variable Structure Control (VSC)

<sup>2</sup> Chattering

<sup>3</sup> Feedback

$$u(t) = -ky(t) \quad (2-3)$$

که  $k$  یک پارامتر اکیداً مثبت است. با جایگذاری (۲-۳) در (۱-۳) و ضرب دو طرف معادله در  $x(t)$ ، معادله زیر به دست می‌آید:

$$\frac{d}{dt} x^2 = -kxy \xrightarrow{\int} x^2 + ky^2 = C \quad (3-3)$$

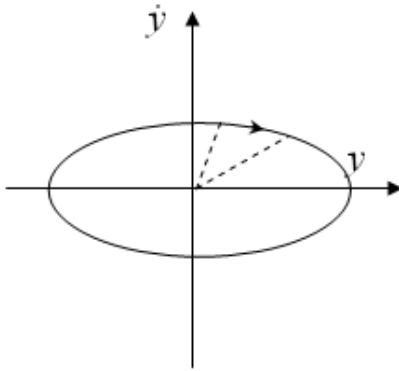
که  $C$  ثابت انتگرال‌گیری است و به شرایط اولیه بستگی دارد. نمودار صفحه فاز معادله (۳-۳) در حالت کلی یک بیضی است که ابعاد آن به شرایط اولیه بستگی دارد. در شکل (۱-۳) نمودار صفحه فاز، به ازای دو مقدار  $k$  ( $0 < k_1 < 1 < k_2$ ) رسم شده است.

همان‌طور که از شکل پیداست، اگر هدف تنظیم<sup>۱</sup> باشد؛ منحنی فاز هیچ‌گاه به سمت مبدأ نخواهد رفت بلکه در هر کدام از چهار ناحیه به طور منظم فاصله منحنی فاز تا مبدأ کم و زیاد می‌شود. مثلاً در شکل (۱-۳-الف) در ناحیه اول، فاصله از مبدأ در حال کاهش بوده و در ناحیه دوم در حال افزایش است. در شکل (۱-۳-ب) عکس این حالت رخ می‌دهد.

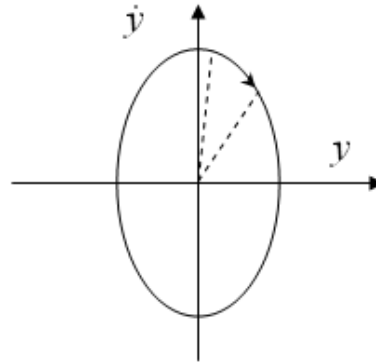
---

<sup>۱</sup> Regulation





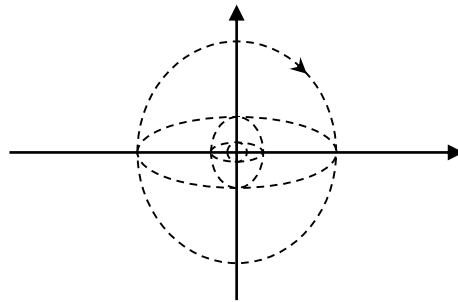
(ب):  $u = -k_1 y(t)$



(الف):  $u = -k_2 y(t)$

شکل 3-1-3 منحنی فاز به ازای  $k_1$  و  $k_2$  با شرط  $0 < k_1 < 1 < k_2$

اگر شروع حرکت از ناحیه اول باشد، در این صورت  $u = -k_2 y(t)$  بوده و طبق شکل (3-1-الف) فاصله از مبدأ در حال کاهش است؛ هنگامی که وارد ناحیه چهارم شویم  $u = -k_1 y(t)$  به سیستم اعمال می شود و طبق شکل (3-1-ب) باز هم فاصله از مبدأ کاهش می یابد. اگر همین روند تغییر سیگنال کنترل ادامه یابد، منحنی فاز مطابق شکل (3-2) به سمت مبدأ میل خواهد نمود. این تغییر سیگنال ورودی سیستم، همان کنترل ساختار متغیر است.



شکل 3-2-2-منحنی فاز با سیگنال کنترل دو وضعیتی

<sup>1</sup> Variable Structure Control

برای اینکه نشان دهیم فاصله منحنی شکل (۳-۲) از مبدأ مختصات، به طور مداوم در حال کاهش است، رابطه زیر را در نظر بگیرید:

$$V(y, x) = y^2 + x^2 \quad (۴-۳)$$

طبق قضیه فیثاغورث،  $V(y, x)$  بیانگر فاصله نقطه از مبدأ است. بنابراین:

$$V_x = 2xy + 2x^2 = 2xy(y+u) = \begin{cases} 2xy(1-k_1) & \text{if } yx < 0 \\ 2xy(1-k_2) & \text{if } yx > 0 \end{cases} \quad (۵-۳)$$

یعنی  $V_x(y, x)$  همواره منفی است؛ یعنی فاصله از مبدأ به طور مداوم در حال کاهش می‌باشد.

اگر از دیدگاه پایداری لیاپانوف این مسأله بررسی شود،  $V(y, x)$  همان تابع لیاپانوفی است که پایداری سیستم را تضمین می‌نماید.

۳-۳- کنترل حالت لغزشی

سیستم غیرخطی چندورودی چندخروجی<sup>۱</sup> زیر را در نظر بگیرید [۸]

$$x_i^{(k_i)} = f_i(X) + \sum_{j=1}^m b_{ij} u_j, \quad i=1,2,K,p, \quad \sum_{i=1}^p k_i = n \quad (۶-۳)$$

که  $m$  تعداد ورودی‌های سیستم بوده و  $x_i^{(k_i)}$  نشان دهنده مشتق  $k_i$  ام  $x_i$  است و:

$$X = [x_1 \ \& \ \Lambda \ x_1^{(k_1-1)} \ \Lambda \ x_p \ \& \ \Lambda \ x_p^{(k_p-1)}]^T \quad (۷-۳)$$

با تعریف بردار ورودی به صورت زیر:

$$U = [u_1 \ \Lambda \ u_m]^T \quad (۸-۳)$$

می‌توان معادله سیستم بالا را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{X}(t) = F(X) + BU(t) \quad (۹-۳)$$

که  $B$  یک ماتریس  $(n \times m)$  می‌باشد. چنین سیستمی یک سیستم مربعی<sup>۲</sup> نامیده می‌شود [۲]. هدف

از طراحی کنترل‌کننده حالت لغزشی برای چنین سیستمی این است که بردار حالت  $X$  بردار مرجع

$X_d$  را تعقیب نماید. بدین منظور سطح لغزشی به صورت زیر تعریف می‌شود: [۹]

$$s(X, t) = G(X(t) - X_d(t)) \quad (۱۰-۳)$$

<sup>۱</sup>Multi Input Multi Output (MIMO)

<sup>۲</sup> Square System

در این معادله عملگر<sup>۱</sup>  $G$ ، ماتریس شیب سطح و با بُعد  $(m \times n)$  بوده و  $s$  برداری  $(m \times 1)$  است. درایه‌های این ماتریس طوری تعیین می‌شوند که معادله هر یک از سطوح لغزشی به صورت زیر باشد:

$$s_i = \left( \frac{d}{dt} + \lambda_i \right)^{k_i-1} e_i = 0, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3-11)$$

که  $e_i = x_i - x_{id}$  بوده و به علاوه  $\lambda_i$  یک مقدار ثابت مثبت است؛ در این صورت  $e_i$  به صورت مجانبی به سمت صفر میل خواهد نمود. به عبارت دیگر در کنترل حالت لغزشی پایداری سیستم از نوع مجانبی است [۹]. واضح است که عمده تلاش کنترلی<sup>۲</sup> برای بردن حالت‌های خطا به سمت سطح و محدود کردن دینامیک خطا روی سطح می‌باشد. چون دینامیک خطا روی سطح پایدار است، بنابراین روی سطح لغزیده و به صورت مجانبی به سمت مبدأ حرکت خواهد کرد. برای محدود کردن دینامیک خطا بر روی سطح، از کنترلی با ساختار متغیر (VSC) استفاده می‌شود که در حالت ایده‌آل می‌توان فرض نمود قابلیت سوییچ با سرعت بی‌نهایت را دارد [۱۰]. بنابراین کنترل حالت لغزشی از دو مرحله تشکیل شده است:

۱. مرحله رسیدن<sup>۳</sup> به سطح

۲. مرحله لغزش<sup>۴</sup> بر روی سطح

در ادامه، خصوصیات هر یک از این دو مرحله بررسی می‌شود.

### ۳-۳-۱- مرحله رسیدن

در این مرحله سیگنال ورودی کنترل چنان طراحی می‌شود که در بدترین شرایط ممکن مسیر حالت خطا به سطح برسد که به معنی مقاوم<sup>۵</sup> بودن سیستم است. از معایب عمده این مرحله این است که

---

<sup>۱</sup> Operator  
<sup>۲</sup> Control Effort  
<sup>۳</sup> Reaching Phase  
<sup>۴</sup> Sliding Phase  
<sup>۵</sup> Robust

سیستم نسبت به نویز و اغتشاش، تغییرناپذیر<sup>۱</sup> نمی‌باشد [۱۰]. به عبارت دیگر سیستم تحت تأثیر اغتشاش، نویز و... قرار می‌گیرد و به همین دلیل دینامیک‌های سیستم در این مرحله نامشخص و کنترل-ناپذیرند [۱۰]. یعنی درست است که رسیدن مسیر حالت خطا به سطح تضمین می‌شود ولی اینکه چگونه و از چه مسیری به سطح می‌رسد به‌طور کامل نامشخص است. بر همین اساس تلاش‌های زیادی صورت گرفته‌است تا این مرحله حذف شود [۱۱-۱۳]. مبنای این روش‌ها تعریف سطحی متغیر با زمان است به طوری که حالت‌های سیستم از ابتدا بر روی سطح قرار گیرند. مشکل همه این روش‌ها وجود عدم قطعیت در شرایط اولیه حالت‌های سیستم است.

### ۳-۳-۲- مرحله لغزش

در این مرحله سیستم نسبت به اغتشاش سازگار<sup>۲</sup> تغییرناپذیر<sup>۳</sup> می‌باشد [۱۰] و این مهم‌ترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی است [۱]. اغتشاش سازگار، اغتشاشی است که در راستاهای اثرگذاری سیگنال ورودی کنترل، به سیستم تحمیل می‌شود. به عنوان مثال همان سیستم (۳-۹) را که اغتشاش  $W_2$  در آن وجود دارد، به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\dot{X}(t) = F(X) + BU(t) + W_2 \quad (۱۲-۳)$$

اغتشاش  $W_2$  در صورتی سازگار است که بتوان آن را به صورت زیر نیز بیان کرد:

$$W_2 = BW_1 \quad (۱۳-۳)$$

<sup>۱</sup> Invariant

<sup>۲</sup> Matched Disturbance

<sup>۳</sup> Invariance

تغییرناپذیری نیز خصوصیت و معیاری بهتر از مقاوم بودن است [۱۰]. می‌توان گفت که تغییرناپذیری معادل است با مقاوم بودن به همراه عملکرد مناسب. با توجه به تعریف سطح لغزشی در معادله (۱۱-۳) واضح است که این سطح مستقل از هر نوع اغتشاشی (اعم از نویز، عدم قطعیت و دینامیک مدل نشده) می‌باشد و چنانچه حالت‌های خطا روی این سطح باشند، دینامیک‌های سیستم کاملاً مشخص بوده و به راحتی قابل کنترل هستند. به علاوه توجه کنید که چون سطح تعریف شده پایدار مجانبی است این مرحله همچنان ادامه می‌یابد.

ذکر این نکته ضروری به نظر می‌رسد که چنانچه زمان مرحله رسیدن محدود نباشد به عبارت دیگر چنانچه همگرایی به سمت سطح، مجانبی باشد؛ چون مسیر حالت خطا هیچگاه به سطح نمی‌رسد، لغزشی روی سطح اتفاق نخواهد افتاد و فاز لغزش به کلی از بین می‌رود و مسیر حالت خطا همواره در فاز رسیدن خواهد بود و چون این فاز مهم‌ترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی، یعنی خاصیت تغییر-ناپذیری را ندارد، ایده SMC از بین خواهد رفت [۱]. به همین دلیل، برای اینکه رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین شود از قانون رسیدن استفاده می‌شود [۱۰]. بر این مبنا، سیگنال ورودی کنترل از معادله‌ای به دست می‌آید که رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین شود؛ این معادله به صورت زیر است:

$$\dot{s} = -k \operatorname{sign}(s) \quad (3-14)$$

بر این مبنا سیگنال ورودی کنترل از مجموع دو جمله تشکیل شده است [۱۰-۲، ۵-۱]:  
 قسمتی که از معادله  $\dot{s} = 0$  به دست می‌آید و کنترل معادل<sup>۲</sup> نام دارد و نقش آن همانند یک کنترل-کننده معکوس است و هنگامی وارد عمل می‌شود که حالت‌های سیستم روی سطح باشند. روش‌هایی

<sup>1</sup>Performance

<sup>2</sup>Equivalent Control

## فصل سوم: کنترل حالت لغزشی

که فقط از این جمله استفاده می‌کنند، اطلاعات و دانش زیادی از سیستم نیاز خواهند داشت [۲،۹]. معمولاً در روش‌های هوشمند به منظور حذف وزوز فقط از این جمله استفاده شده و روش آموزشی در پیش گرفته می‌شود که رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین شود [۱۴-۱۸].

قسمتی که از معادله  $\dot{s} = -k \operatorname{sign}(s)$  به دست می‌آید و کنترل تصحیح‌کننده نام دارد و هنگامی وارد عمل می‌شود که حالت‌های سیستم از سطح جدا شوند.

بنابراین با توجه به توضیحاتی که داده شد در کنترل حالت لغزشی به منظور حفظ خاصیت تغییرناپذیری استفاده از تابع علامت<sup>۲</sup> ضروری است. به علاوه بهره سویچینگ یعنی  $k$  باید طوری انتخاب شود که رسیدن به سطح را در زمان محدود تضمین نماید؛ به عبارت دیگر برای تابع لیاپانوف تعریف شده لازم است که رابطه زیر همواره برقرار باشد [۱۰-۱۲، ۵]:

$$|\dot{s}| < -\varepsilon \quad \text{for } s \neq 0 \quad (15-3)$$

که در این معادله  $\varepsilon$  یک عدد مثبت است.

<sup>1</sup> Corrective Control

<sup>2</sup> Sign Function

### ۳-۳-۳- مزایا و معایب کنترل حالت لغزشی

مزایای این روش کنترلی عبارتند از [۲،۱]:

۱. عملکرد خوب کنترلی در حالت تعقیب<sup>۱</sup> حتی برای سیستم‌های غیرخطی
۲. قابلیت اعمال به سیستم‌های متغیر با زمان
۳. سادگی پیاده‌سازی بر روی سیستم‌های چندورودی چندخروجی (MIMO)
۴. تغییرناپذیری و عدم حساسیت به نویز و اغتشاش سازگار پس از گذشت زمان محدود
۵. کاهش مرتبه سیستم و در نتیجه آسان‌تر کردن طراحی کنترل‌کننده
۶. خطی‌سازی سیستم غیرخطی و در نتیجه آسان‌تر کردن طراحی کنترل‌کننده

و معایب آن عبارتند از [۲،۱]:

۱. وزوز (که در قسمت بعدی مورد بررسی قرار می‌گیرد)
۲. آسیب‌پذیری بسیار زیاد در مقابل نویز به دلیل استفاده از تابع  $\text{sign}$  که باید عددی بسیار کوچک و نزدیک صفر را اندازه‌گیری نماید (همین عامل سبب می‌شود که وزوز نرسیده به سطح و در نزدیکی آن شروع شود).
۳. برای محاسبه قسمت کنترل معادل به دانش زیادی در مورد سیستم نیاز است (این مشکل با استفاده از قسمت کنترل تصحیح‌کننده حل شده است) [۱۰].
۴. هنگامی که حالت‌های سیستم از سطح لغزشی دور هستند ممکن است زمان رسیدن به سطح (فاز رسیدن) طولانی باشد.
۵. مقدار اولیه سیگنال ورودی کنترل بزرگ می‌باشد [۱۰].

---

<sup>1</sup> Tracking

<sup>2</sup> Vulnerability



۳-۴- بررسی اثر تأخیر

یکی از مهم‌ترین مشکلاتی که در هنگام پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های طراحی شده بر روی سیستم‌های حقیقی بوجود می‌آید مسأله تأخیر در سیگنال ورودی کنترل است. به عنوان مثال فرض کنید که با یک روش مناسب، کنترل‌کننده حلقه بسته‌ای<sup>۱</sup> به صورت زیر، برای سیستم توصیف‌شده در معادله (۳-۳) (۹) طراحی شده‌است:

$$U(t) = H(X(t), t) \quad (۱۶-۳)$$

اگر بین زمان اندازه‌گیری حالت‌های  $X(t)$  و اعمال ورودی  $U(t)$  به هردلیل ممکن (مثلاً برای ساختن تابع  $H$ )، تأخیری به مقدار  $t$  ثانیه بوجود آید، آن‌گاه به جای  $U(t)$  ورودی  $U(t - \tau) = H(X(t - \tau), t - \tau)$  به سیستم اعمال شده و معادله سیستم به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{X}(t) = F(X) + BU(t - \tau) \quad (۱۷-۳)$$

تأخیر موجب کاهش پایداری نسبی و یا عملکرد نامطلوب در سیستم است. تأخیر حتی می‌تواند باعث ناپایداری سیستم شود [۲۰-۲۲]. بررسی مسأله تأخیر وقتی مشکل و پیچیده می‌شود که هدف، طراحی یک کنترل‌کننده مقاوم باشد [۲۰]. یکی از بهترین روش‌هایی که برای بررسی تأخیر وجود دارد، به صورت زیر است [۲۰]:

<sup>1</sup> Closed Loop  
<sup>2</sup> Performance

۱. فرض می‌شود سیستم بدون تأخیر پایدار باشد (در حقیقت تأخیرهای موجود را در نظر نگرفته و کنترلی طراحی می‌شود که سیستم بدون تأخیر را پایدار سازد).
  ۲. معادله سیستم تأخیردار به صورتی بیان می‌شود که تأخیرهای موجود به صورت پارامترهای سیستمی بدون تأخیر ظاهر شوند (به عنوان مثال به صورت کران‌های یک انتگرال‌گیر).
  ۳. برای سیستم به دست آمده تابع لیاپانوف مناسبی تعریف می‌شود.
  ۴. با فرض کوچک بودن مقدار تأخیر و پایداری سیستم بدون تأخیر و با استفاده از قضیه لیاپانوف، کران بالایی برای تأخیر محاسبه خواهد شد.
  ۵. توجه شود که کران به دست آمده وابسته به نحوه تعریف تابع لیاپانوف است. به عبارت دیگر کران به دست آمده، شرطی کافی برای پایداری سیستم تأخیردار می‌باشد و ممکن است سیستم برای تأخیرهایی بیش از کران به دست آمده نیز پایدار باشد.
- متأسفانه انجام مرحله دوم این روش بسیار مشکل است؛ به همین دلیل مسأله تأخیر در کنترل حالت لغزشی تاکنون به صورت کلی مورد بررسی قرار نگرفته است. اما برای سیستم‌های خطی کارهای زیادی انجام شده است. به عنوان مثال با استفاده از روش ذکرشده، برای یک سیستم خطی با کنترل حالت لغزشی دو کران متفاوت برای تأخیر در سیگنال ورودی کنترل به دست آمده است و همانطور که گفته شد اگر این کران‌ها  $\tau_1$  و  $\tau_2$  باشند؛ شرط کافی برای پایداری سیستم تأخیردار، به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\tau \leq \max(\tau_1, \tau_2) \quad (۱۸-۳)$$

### ۳-۵- بررسی وزوز

نوسانات فرکانس بالا اما محدود با دامنه کوچک را که موجب از بین رفتن سیستم و سوختن المان‌های داخلی آن نمی‌شود؛ [۵،۱۹] ولی باعث تلفات گرمایی زیاد در مدارهای قدرت الکتریکی و یا فرسودگی اجزای متحرک مکانیکی می‌شود، وزوز می‌نامند که نوعی ناپایداری داخلی است [۵]. برای حذف و یا کاهش وزوز ابتدا باید منشأ شفافی برای آن ارائه شود. اگر هر نوع نوسان در دینامیک‌های سیستم وزوز شناخته شود، حذف آن بسیار مشکل و حتی غیرممکن است. به عنوان مثال در [۲۳] با استفاده از توابع توصیف‌نشان داده شده‌است که در کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا<sup>۲</sup> امکان بروز وزوز وجود دارد. اگر منشأ بروز پدیده وزوز، تحریک دینامیک‌های فرکانس بالای مدل نشده سیستم باشد (دینامیک‌های صرفنظر شده سنسورها و محرک‌ها و یا خود سیستم به منظور طراحی ساده‌تر کنترل‌کننده)، چون در عمل همواره دینامیک مدل نشده وجود دارد باز هم حذف وزوز ممکن نخواهد بود [۱۹].

امروزه در اکثر روش‌های ارائه شده حذف وزوز را معادل با حذف سویچینگ سیگنال ورودی کنترل می‌دانند، و در بعضی از روش‌ها برای صاف کردن سیگنال ورودی کنترل به ناچار از بهره‌های بزرگی استفاده می‌کنند. اما همان‌طور که در [۱۹] نشان داده شده‌است حتی با وجود صاف بودن سیگنال ورودی کنترل، در صورت استفاده از بهره بزرگ در سیستم حلقه بسته امکان بروز وزوز وجود دارد.

بنابراین به طور وضوح دو عامل زیر باعث تحریک و نوسانی شدن دینامیک‌های سیستم و بروز وزوز می‌شوند:

۱. سویچینگ فرکانس بالای سیگنال ورودی کنترل

۲. بهره بالای موجود در حلقه کنترل

<sup>1</sup> Describing Functions

<sup>2</sup> Higher Order Sliding Mode Control

بنابراین وزوز را می‌توان با در نظر گرفتن دو عامل زیر کاهش داد:

۱. سیگنال ورودی کنترل تا حد ممکن صاف بوده و سوییچینگ در آن وجود نداشته باشد.

۲. بهره سوییچینگ (یعنی  $k$  در معادله (۳-۱۴)) تا حد ممکن کوچک باشد.

پنج روش عمده غلبه بر وزوز که به منظور کاهش و یا حذف آن ارائه شده اند عبارتند از:

۱. روش لایه مرزی<sup>۱</sup>

۲. روش لایه مرزی تطبیقی<sup>۲</sup>

۳. روش مبتنی بر رؤیتگر<sup>۳</sup>

۴. کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا<sup>۴</sup>

۵. روش‌های هوشمند<sup>۵</sup>

در ادامه هر یک از این روش‌ها توضیح داده شده و معایب و مزیت‌های آن‌ها بررسی می‌شوند.

### ۳-۵-۱- روش لایه مرزی

در این روش در اطراف سطح سوییچینگ یک لایه تعریف کرده و سیگنال ورودی کنترل را چنان تعریف می‌کنیم که همواره حالت‌های خارج این لایه را به درون این لایه سوق دهد. در این روش وزوز به طور کامل حذف نمی‌شود و همواره باید بین خطای تعقیب و وزوز مصالحه مناسبی برقرار شود [۲، ۱]. به عبارت دیگر برای کاهش وزوز، ضخامت این لایه را باید بزرگ در نظر گرفت که باعث افزایش خطای تعقیب می‌شود و چنان‌چه ضخامت این لایه کوچک باشد وزوز زیاد خواهد شد. توجه کنید اگرچه در این روش تغییرناپذیری از بین می‌رود ولی اکثر محققان این روش را پذیرفته‌اند [۱۹]. ولی برای حفظ

<sup>1</sup> Boundary Layer Method

<sup>2</sup> Adaptive Boundary Layer Method

<sup>3</sup> Observer Based Method

<sup>4</sup> Higher Order Sliding Mode Control

<sup>5</sup> Intelligent Methods

## فصل سوم: کنترل حالت لغزشی

خاصیت تغییرناپذیری سیستم حلقه‌بسته، ضخامت این لایه را نمی‌توان بیش از حد بزرگ انتخاب نمود و همین عامل منجر به استفاده از بهره بزرگ در داخل لایه مرزی می‌شود. در این روش از معادله زیر استفاده می‌شود [۲، ۱]:

$$\ddot{e} = -k \operatorname{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} -\frac{k}{\phi} s & : |s| < \phi \\ -k \operatorname{sign}(s) & : |s| > \phi \end{cases} \quad (۱۹-۳)$$

که در آن  $\phi$  ضخامت لایه مرزی است. واضح است که چنانچه  $\phi$  مقدار کوچکی باشد بهره موجود در داخل لایه مرزی (یعنی  $\frac{k}{\phi}$ ) بزرگ خواهد بود که می‌تواند باعث ناپایداری در داخل این لایه شود و این ناپایداری همان وزوز است. بنابراین گرچه این روش یکی از عوامل ایجادکننده وزوز را کاهش می‌دهد ولی عامل دیگر را بوجود می‌آورد.

### ۳-۵-۲- روش لایه مرزی تطبیقی

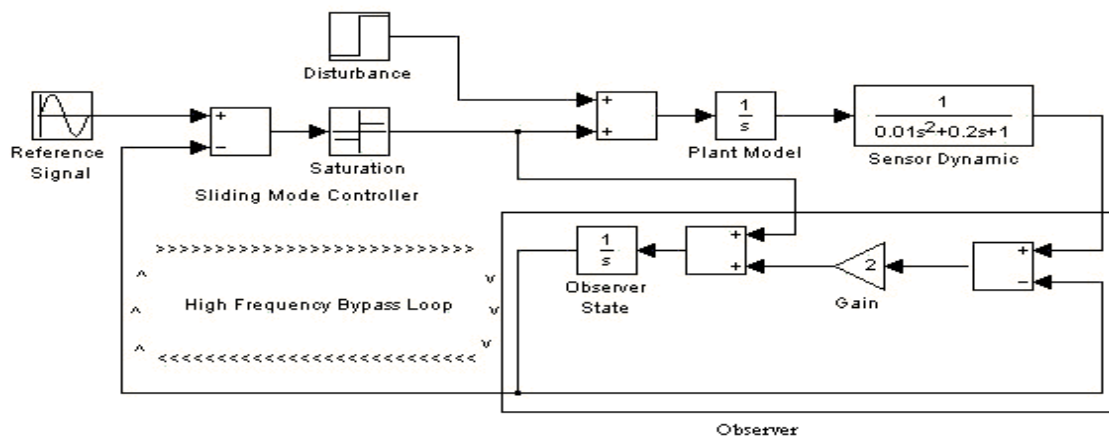
ایده این روش بر این مبنا است که ضخامت لایه مرزی یعنی  $\phi(t)$  متغیر بوده و مطابق با یک الگوی منظم و روشی مدون<sup>۱</sup> تطبیقی تغییر نماید که وزوز به طور کامل حذف شود. در نگاه اول ممکن است این چنین به نظر برسد که این روش، وزوز را به طور کامل حذف می‌نماید؛ ولی در این روش نیز به ناچار در داخل لایه مرزی از بهره‌ای بزرگ استفاده می‌شود. به عبارت دیگر گرچه این روش یکی از عوامل ایجادکننده وزوز را به طور کامل حذف می‌کند ولی موجب بروز ناپایداری در داخل لایه مرزی می‌شود. به عنوان مثال در [۲۴] روشی پیشنهاد شده است که ضخامت لایه را بر مبنای حالت‌های سیستم

<sup>۱</sup> Systematic

تغییر می‌دهد. هرگاه حالت‌های سیستم از سطح دور شوند ضخامت این لایه بزرگ می‌شود و چنانچه حالت‌های سیستم به سطح نزدیک شوند ضخامت این لایه کاهش می‌یابد. روش ارائه شده در مقاله فقط بر روی سیستم‌های خطی اعمال شده‌است و اعمال آن بر روی سیستم‌های غیرخطی از جمله کارهایی است که می‌تواند در آینده انجام شود. در [۲] روش دیگری پیشنهاد شده که بر روی سیستم‌های غیر-خطی نیز اعمال شده‌است. مبنای این روش استفاده از یک فیلتر درجه اول پایین‌گذر است که از عبور نوسانات فرکانس بالا و تأثیر آن‌ها بر دینامیک سطح یعنی  $s(t)$  جلوگیری می‌کند، بر این مبنا وزوز ناشی از سویچینگ سیگنال ورودی کنترل حذف خواهد شد.

### ۳-۵-۳- روش مبتنی بر رؤیتگر

در این روش همان‌طور که از نام آن پیدا است، از یک رؤیتگر برای تخمین حالت‌های سیستم استفاده می‌شود. درحقیقت دلیل عمده استفاده از این رؤیتگر ایجاد یک حلقه محلی است به طوری که عدم قطعیت و دینامیک مدل نشده‌ای در این حلقه وجود نداشته باشد [۱۹]. این روش در شکل (۳-۳) نشان داده شده‌است [۱].



شکل ۳-۳ - پیاده‌سازی SMC براساس رؤیتگر به منظور حذف وزوز

## فصل سوم: کنترل حالت لغزشی

همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود دینامیک سیستم اصلی، سنسورها و محرک‌ها (که عدم قطعیت‌ها و دینامیک‌های مدل‌نشده را شامل می‌شوند) در حلقه‌ای که SMC در آن پیاده‌سازی شده است وجود ندارند. دلایلی که به عنوان عوامل حذف وزوز بیان می‌شوند عبارتند از [۱۹]:

۱. در رؤیتگر عدم قطعیتی وجود ندارد و در عین حال دینامیک‌های مدل‌نشده‌ای که در حلقه اصلی وجود دارند (سنسورها و محرک‌ها) در حلقه محلی فرکانس بالای ایجاد شده دیده نمی‌شوند.

۲. ناپیوستگی موجود در سیگنال ورودی کنترل، مربوط به حالت‌های تخمین‌زده‌شده می‌باشد نه حالت‌های سیستم اصلی (زیرا کنترل‌کننده از حالت‌های تخمین‌زده‌شده توسط رؤیتگر استفاده می‌کند). این دو دلیل سبب بی‌تاثیر شدن یکی از عوامل ایجادکننده وزوز (یعنی ناپیوستگی موجود در سیگنال ورودی کنترل) می‌شوند.

۳. با توجه به دو دلیل ذکر شده لزومی به استفاده از کنترل‌کننده‌ای با بهره بالا (کنترل‌کننده لایه مرزی) وجود ندارد (که عامل دوم به‌وجود آورنده وزوز را نیز حذف می‌نماید).

اما اشکالات عمده‌ای که در این روش وجود دارند عبارتند از:

۱. طراحی یک رؤیتگر مقاوم برای سیستم‌های غیرخطی متغیر با زمان چندورودی چندخروجی بسیار مشکل است.

۲. به دلیل اینکه سطح لغزشی بر پایه حالت‌های تخمین‌زده‌شده توسط رؤیتگر تعریف می‌شود؛ چنان‌چه رؤیتگر پایدار مجانبی باشد ایده اصلی SMC یعنی تغییرناپذیری، از بین خواهد رفت زیرا در این صورت حالت‌های رؤیتگر بر روی سطح قرار می‌گیرند نه حالت‌های سیستم اصلی.

۳. استفاده از رؤیتگر حالت مجانبی نه تنها تغییرناپذیری سیستم حلقه‌بسته را از بین می‌برد بلکه ممکن است مقاوم بودن سیستم را نیز کاهش دهد.

### ۳-۵-۴- کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا

در کنترل حالت لغزشی معمولی سطحی پایدار تعریف می‌شود و هدف آن است که سیگنال ورودی کنترل طوری تعیین شود که حتی در حضور اغتشاش سازگار و نویز، دینامیک‌های سیستم روی این سطح قرار گیرند. برای غلبه بر اغتشاشات مذکور، استفاده از سویچینگ روی سطح  $s$  ضروری می‌باشد. اما در کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا این سویچینگ به مشتقات بالاتر سطح منتقل می‌شود بنابراین خود سطح صاف و هموار بوده و سویچینگ در آن مشاهده نمی‌شود [۲۶، ۲۷]. فرض کنید که هدف صفر کردن خروجی  $s(X, t)$  است، که بردار حالت سیستم بوده و  $t$  متغیر با زمان است. به علاوه فرض کنید عدد طبیعی  $r$  بیانگر مرتبه لغزش سیستم باشد، یعنی تعداد دفعاتی که باید از  $s$  نسبت به زمان مشتق گرفت تا سیگنال ورودی کنترل در آن ظاهر شود [۲۷]. به عنوان مثال سیستمی با معادله زیر را در نظر بگیرید [۲۷]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, t) + g(x, t)u \\ y &= s(x, t) \end{aligned} \quad (۲۰-۳)$$

فرض کنید مرتبه لغزش این سیستم  $r$  باشد، آن‌گاه خواهیم داشت:

$$s^{(r)} = \varphi(\cdot) + \gamma(\cdot)u, \quad \varphi = L_g L_f^{r-1} s, \gamma = L_f^r s \quad (۲۱-۳)$$

که  $L$  عملگر مشتق لی است [۲].

اکنون هدف از طراحی کنترل کننده، صفر کردن  $s$  در معادله (۳-۲۱) با استفاده از سیگنال  $u$  می‌باشد.

<sup>1</sup> Sliding Order

<sup>2</sup> Lie Derivative



یکی از مهم‌ترین مشکلات این روش این است که به علت استفاده از مشتق برای رسیدن به معادله (۳-۲۱)، به دانش و اطلاعات زیادی از سیستم نیاز است. به عنوان مثال در حالت مرتبه  $r=2$ ، مشتق معادله سطح لغزشی باید با کمک یک الگوریتم مناسب تخمین زده شود [۲۸]. به علاوه در [۲۳] با استفاده از توابع توصیفی نشان داده شده است که در این روش نیز امکان بروز وزوز وجود دارد. همچنین اگر تعریف وزوز، به صورتی که ارائه شد پذیرفته شود، چون در این روش نیز در سیگنال ورودی کنترل  $u$  از تابع علامت استفاده می‌شود وزوز حذف نخواهد شد.

### ۳-۵-۵- روش‌های هوشمند

همان‌طور که می‌دانیم اغلب، در برخورد با سیستم‌های حقیقی با عدم قطعیت و خطای زیادی روبرو هستیم و در صورت استفاده از روش‌های سیستماتیک غیرخطی، برای افزایش دقت ملزم به پرداخت هزینه زیادی می‌باشیم. برای مواجهه با این پدیده، پروفیسور لطفی زاده رویکرد متفاوتی از هوش ماشین را ارائه کرده است. او بین محاسبات سخت و هوش محاسباتی مصنوعی مبتنی بر محاسبات نرم تفاوت قائل شده است [۸]. جهت‌گیری محاسبات سخت به سوی تحلیل و طراحی پروسه‌ها و سیستم‌های فیزیکی است و از خصوصیات آن‌ها این است که دقیق می‌باشند. این محاسبات شامل موارد زیر می‌شوند: منطق دو ارزشی، سیستم‌های غیرمبهم، آنالیز عددی، تئوری احتمال، معادلات دیفرانسیل، تحلیل تابع‌ها، تئوری تقریب. از طرف دیگر جهت‌گیری محاسبات نرم به سمتی است که مصداق هوش برای آن‌ها مناسب‌تر است و به طور عمده شامل منطق فازی، شبکه‌های عصبی مصنوعی و الگوریتم‌های ژنتیک می‌شوند. از خواص این روش‌ها تقریبی بودن آن‌ها می‌باشد. اگرچه در محاسبات سخت، عدم

<sup>1</sup> 2-Order Sliding Mode Controller

<sup>2</sup> Describing Functions

<sup>3</sup> Sign Function

<sup>4</sup> Hard Computing

<sup>5</sup> Soft Computing

<sup>6</sup> Functional

دقت و عدم قطعیت مشکلات زیادی را به وجود می‌آورند، در محاسبات نرم از خطاها و عدم قطعیت‌ها برای رسیدن به راه‌حلی مناسب‌تر و با هزینه کمتر بهره‌برداری می‌شود. پروفیسور لطفی‌زاده نشان داد که به جای محاسبات سخت، محاسبات نرم را باید به‌عنوان پایه هوش مصنوعی در نظر گرفت [۸].

مهم‌ترین روش‌های محاسبات نرم (هوش مصنوعی) عبارتند از:

۱. منطق فازی
  ۲. شبکه‌های عصبی مصنوعی
  ۳. استدلال‌های مبتنی بر احتمالات، شامل الگوریتم‌های ژنتیک و تئوری آشوب
- در جدول (۱-۳) توانایی این روش‌ها در کاربردهای مختلف با هم مقایسه شده‌است. همان‌طور که دیده می‌شود این روش‌ها مکمل یکدیگر بوده و با استفاده از روش‌های ترکیبی می‌توان از مزایای آن‌ها به‌طور همزمان استفاده کرد.

	Mathematical Model	Learning Data	Operator Knowledge	Real Time	Knowledge Representation	Non-linearity	Optimization
Control Theory	Good or Suitable	Unsuitable	Needs other methods	Good or Suitable	Unsuitable	Unsuitable	Unsuitable
Neural Network	Unsuitable	Good or Suitable	Unsuitable	Good or Suitable	Unsuitable	Good or Suitable	Fair
Fuzzy Logic	Fair	Unsuitable	Good or Suitable	Good or Suitable	Needs other methods	Good or Suitable	Unsuitable
Artificial Intelligence	Needs other methods	Unsuitable	Good or Suitable	Unsuitable	Good or Suitable	Needs other methods	Unsuitable
Genetic Algorithms	Unsuitable	Good or Suitable	Unsuitable	Needs other methods	Unsuitable	Good or Suitable	Good or Suitable

جدول ۳-۱- مقایسه قابلیت‌های سیستم‌های هوشمند در کاربردهای مختلف.

مشکل عمده روش‌های فازی عدم قطعیت‌های فراوان آن‌هاست که ناشی از عدم قطعیت‌های گفتاری انسان (که این روش از آن سرچشمه می‌گیرد [۲۹]) می‌باشد. شبکه‌های عصبی نیز بار محاسباتی بالایی دارند [۳۰]. سرعت همگرایی الگوریتم‌های ژنتیکی نیز کم می‌باشد [۳۱]. به همین دلیل در اکثر کاربردها از روش‌های ترکیبی استفاده می‌شود. در ادامه کاربردهای محاسبات نرم و یا همان هوش مصنوعی در کنترل ساختار متغیر و به خصوص کنترل حالت لغزشی بررسی می‌شوند.

استفاده از محاسبات نرم در کنترل ساختار متغیر با هدف کاهش پیچیدگی پیاده‌سازی عملی این نوع کنترل کننده‌ها می‌باشد و برعکس استفاده از تئوری ساختار متغیر در محاسبات نرم؛ به منظور تحلیل ساده‌تر پایداری ساختارهای هوشمند و یا مقاوم کردن آن‌ها است. به عنوان مثال در هنگام آموزش یک شبکه عصبی، استفاده از SMC می‌تواند همگرایی و پایداری الگوریتم آموزشی را تضمین نماید..

می‌دانیم روش‌های هوشمند به هیچ‌وجه مدون نبوده و نمی‌توان دسته‌بندی مشخصی از این روش‌ها را ارائه کرد.

### ۳-۶- نتیجه گیری

با توجه به توضیحات داده شده واضح است که برای حذف وزوز باید بر دو عامل به وجودآورنده آن غلبه شود. به علاوه هر یک از روش‌هایی که تاکنون پیشنهاد شده‌اند معایبی دارند و هیچکدام نمی‌توانند وزوز را به طور کامل حذف نمایند. تنها روش‌هایی که توانایی غلبه بر این مشکل را دارند روش‌های هوشمند هستند. به‌هرحال توانایی‌های روش‌های هوشمند بر هیچ محقق پوشیده نیست ولی این روش‌ها نیز نمی‌توانند بر طرف‌کننده نیاز به یک روش تحلیلی مدون مبتنی بر روش‌های غیرخطی باشند.

## فصل چهارم:

### شبیه سازی مبدل باک

#### ۴-۱- شبیه‌سازی مبدل باک در نرم‌افزار متلب

اکنون مبدل باک را با توجه به پیوست ۱ در نرم‌افزار **matlab** مطابق شکل ۴-۱ شبیه‌سازی می‌کنیم:

در این مدار قصد داریم به ولتاژ خروجی **15v** و جریان **1.5A** برسیم، اما در حالت ماندگار ولتاژ خروجی کمتر از این مقدار است، این افت ولتاژ توسط مدار فیدبک جبران می‌شود که مدار فیدبک در انتهای این فصل طراحی شده است.

عناصری که در این شبیه‌سازی مورد استفاده قرار گرفته عبارتند از:

۲. منبع تولید پالس

۱. منبع ولتاژ DC

۴. دیود

۳. GTO

۶. خازن

۵. سلف

۷. مقاومت بار

داده های شبیه سازی

$$V_s = 20\text{v}$$

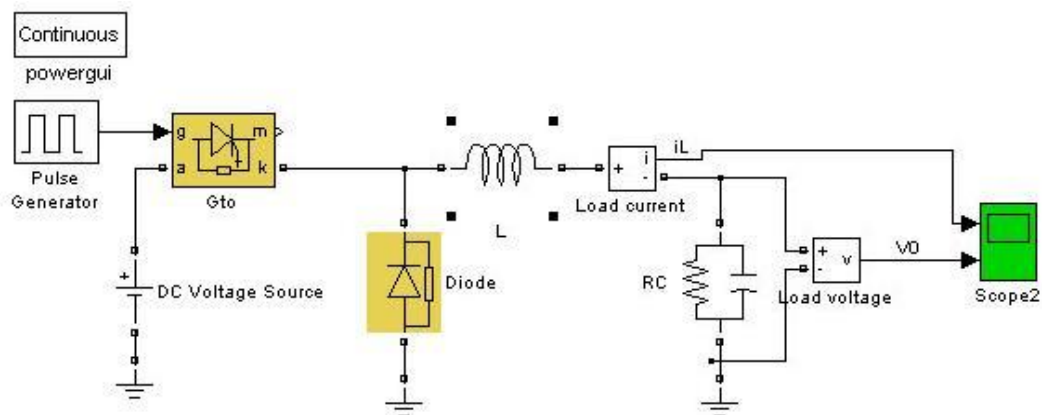
$$V_o = 15\text{ v}$$

$$L = 270\ \mu\text{H}$$

$$R_{\text{Load}} = 10\Omega$$

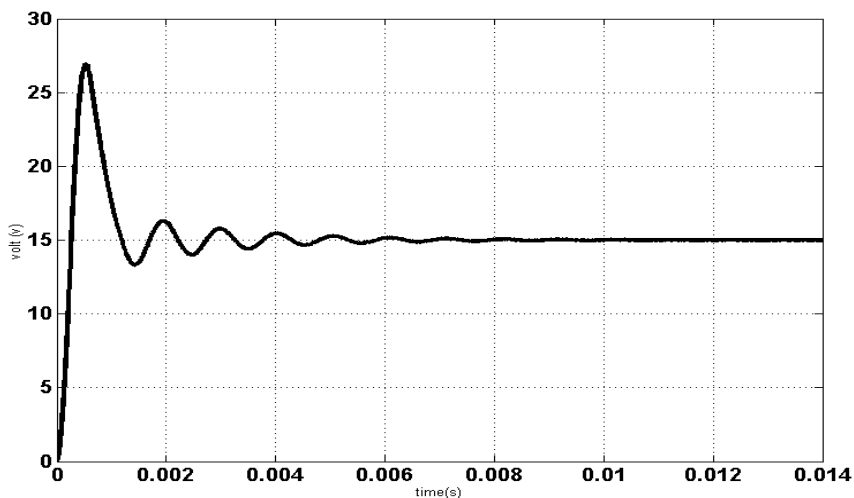
$$f = 20\ \text{kHz}$$

$$C = 100\ \mu\text{F}$$

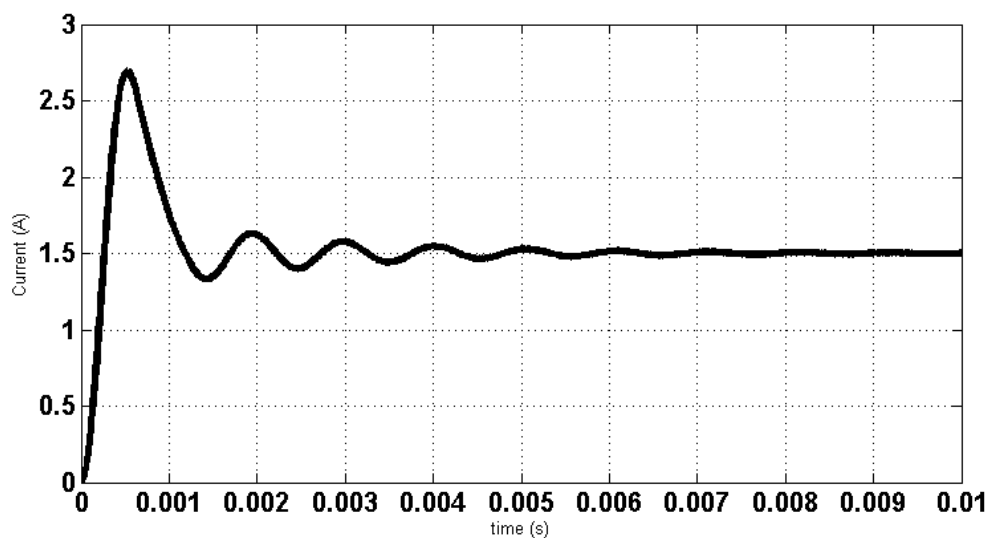


شکل ۴-۱ شبیه سازی مبدل باک در متلب

نتایج بدست آمده از اشکال تفاوت اندکی نسبت به محاسبات تئوری دارند که این امر ناشی از آن است که در محاسبات تئوری از اثرات غیر ایده آل کلید و سلف صرف نظر شده است. همچنین اثرات غیر ایده آل باعث افزایش  $D$  می شوند که این امر در مقادیر بالای  $D$  عامل بسیار مهمی در ناپایداری می باشد.

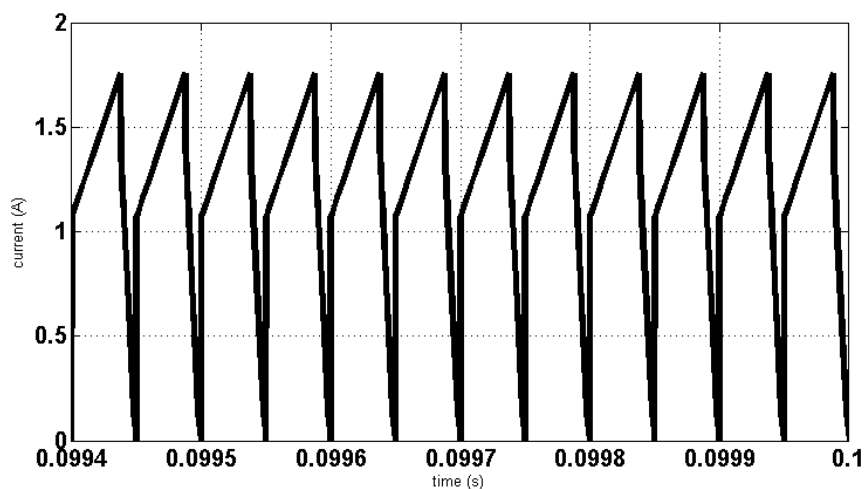


شکل ۴-۲ شکل موج ولتاژ خروجی در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu H$



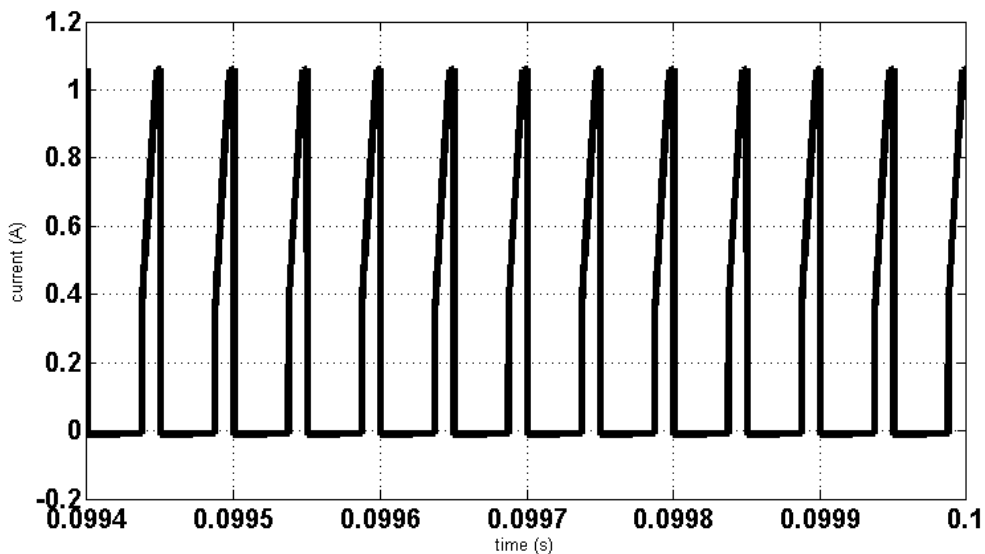
شکل ۳-۴ موج جریان بار در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu\text{H}$

در شکل ۱-۴ چون درصد وظیفه را  $0.75$  قرار داده‌ایم و ولتاژ ورودی  $20$  ولت است، ولتاژ نهایی به سمت  $15$  میل کرده است.

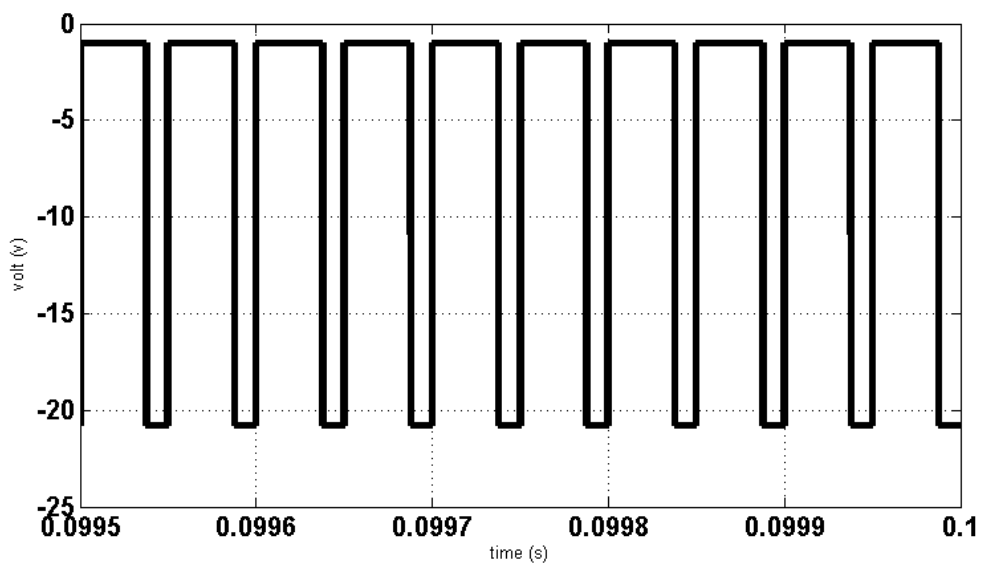


شکل ۴-۴ موج جریان منبع در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu\text{H}$

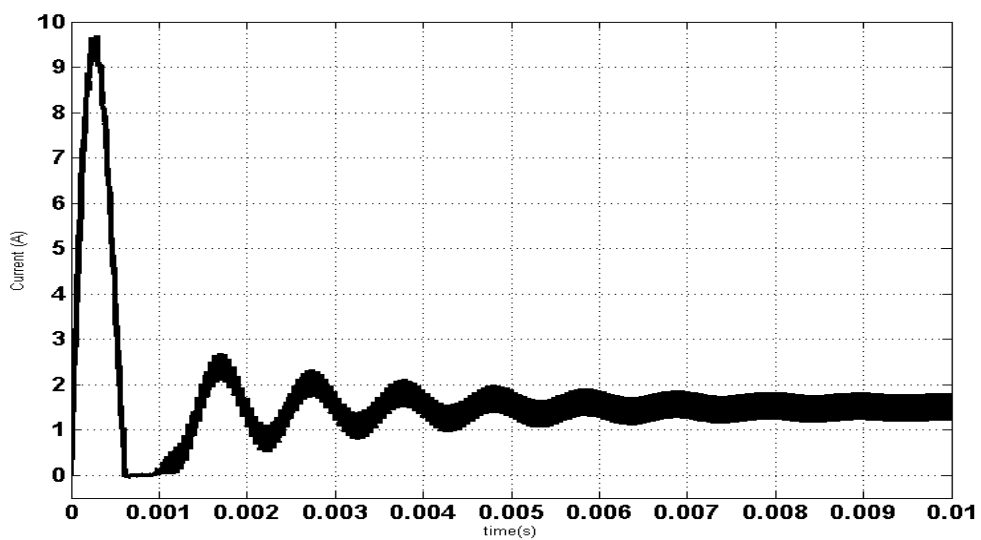




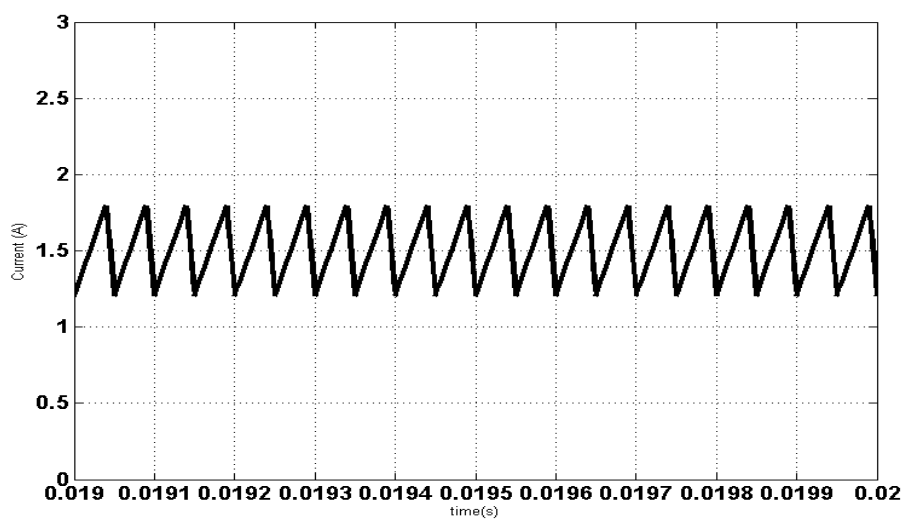
شکل ۴-۵ موج جریان دیود در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu H$



شکل ۴-۶ موج ولتاژ دو سر سویچ در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu H$

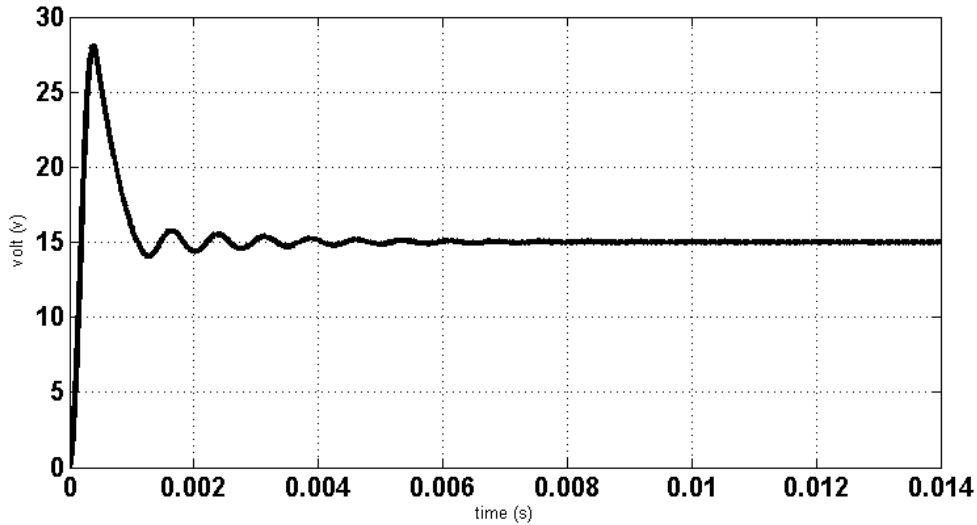


شکل ۴-۷ موج جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu H$

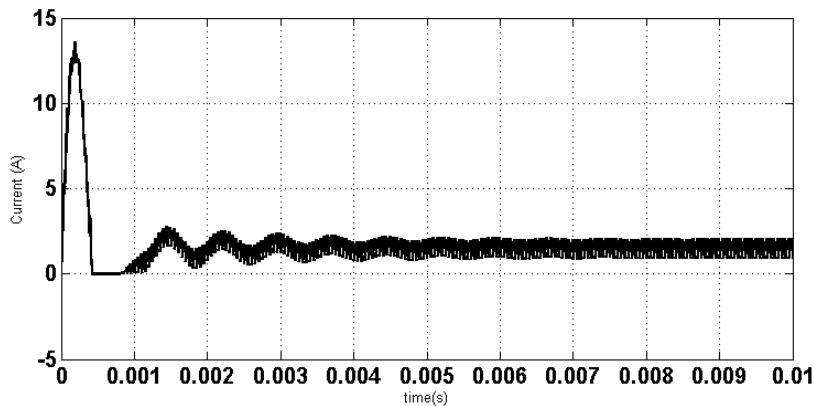


شکل ۴-۸ موج تغییرات جزئی در جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=270 \mu H$

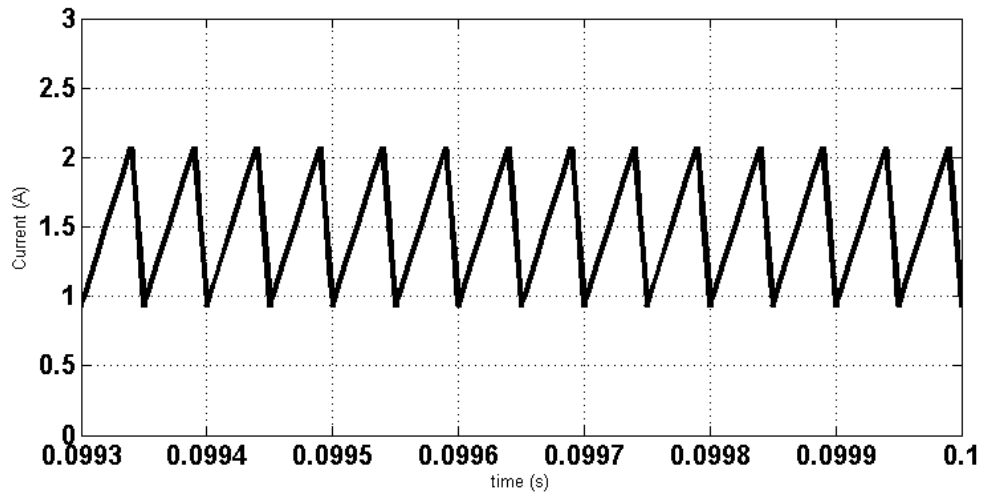
با توجه به اینکه مقدار سلف را بزرگ در نظر گرفتیم جریان سلف به صورت خطی و پیوسته تغییر می کند. اثرات غیر ایده آل باعث افزایش **D** می شود که آن نیز به نوبه خود باعث افزایش جریان سلف می شود. و همانطور که گفته شد اختلاف اندک بین نتایج را می توان با در نظر گرفتن اثرات غیر ایده آل توجیه کرد.



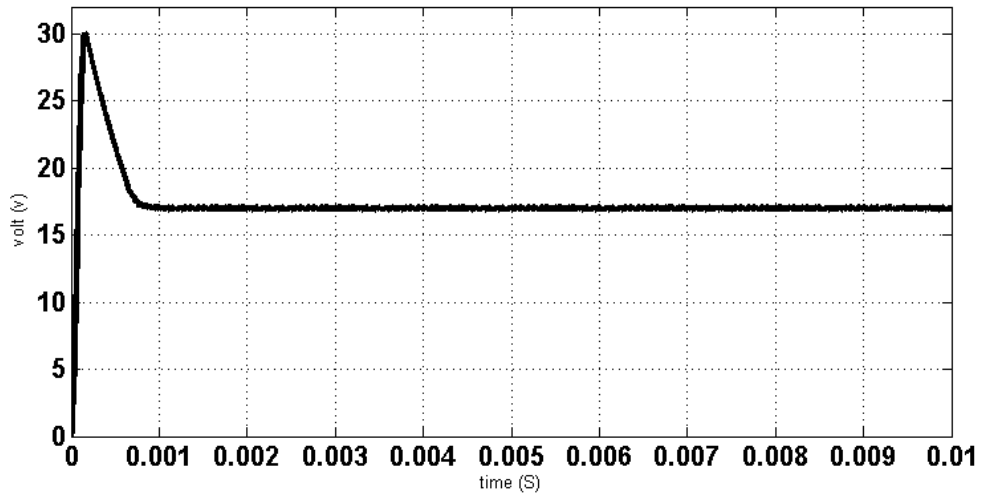
شکل ۴-۹ شکل موج ولتاژ خروجی در مبدل باک به ازای  $L=140\mu H$



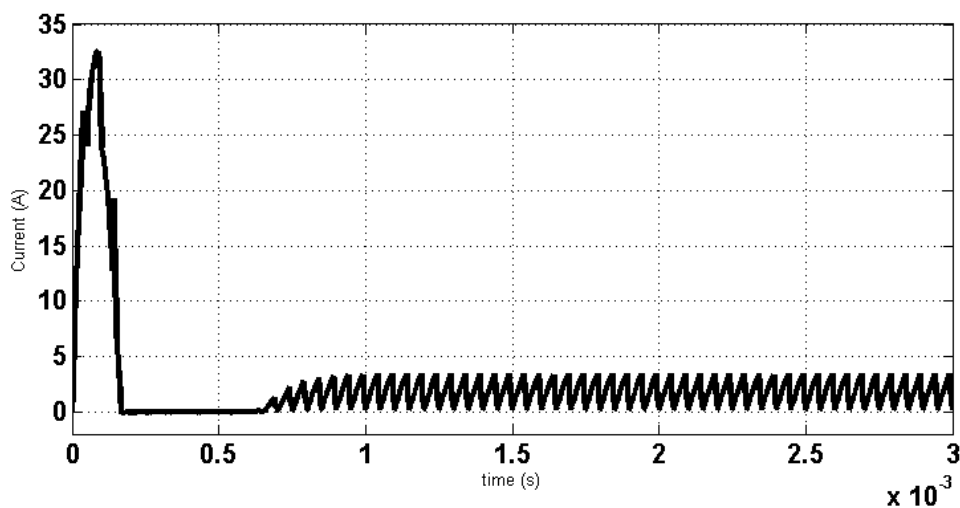
شکل ۴-۱۰ شکل موج جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=140\mu H$



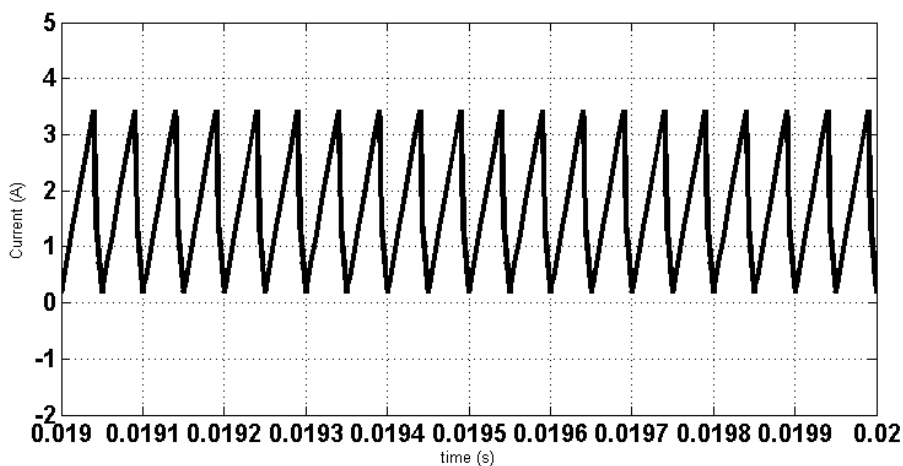
شکل ۴-۱۱ شکل موج تغییرات جزیی در جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=140\mu H$



شکل ۴-۱۲ شکل موج ولتاژ خروجی در مبدل باک به ازای  $L=25\mu H$



شکل ۴-۱۳ موج جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=25 \mu H$

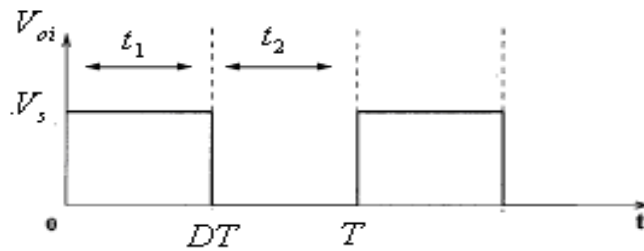


شکل ۴-۱۴ موج تغییرات جزئی جریان سلف در مبدل باک به ازای  $L=25 \mu H$

همان گونه که بیان شد با کاهش مقدار سلف جریان سلف از حالت پیوسته به حالت ناپیوسته تبدیل خواهد شد و به ازای یک مقدار، سلف در مرز پیوستگی و ناپیوستگی قرار می گیرد.

#### ۴-۱-۱- نقش مدار LC در فیلتر کردن هارمونیک ها

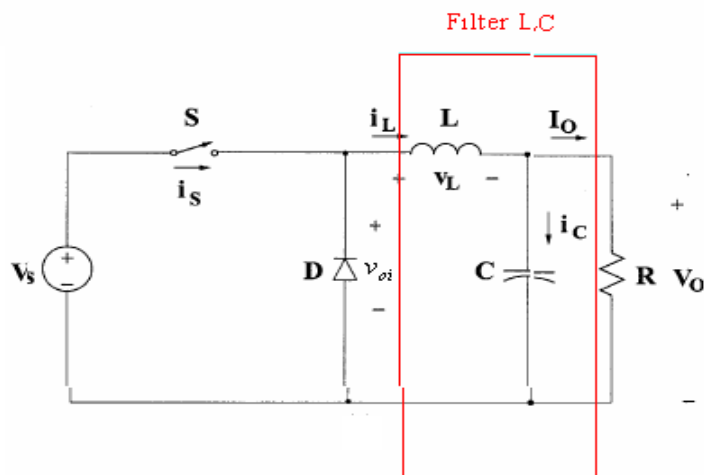
ولتاژ دو سر دیود که در شکل زیر قابل مشاهده می باشد، یک ولتاژ پالسی است و لذا بر حسب سری فوریه به صورت زیر قابل بیان است.



شکل ۴-۱۵ ولتاژ دو سر دیود در مدار باک

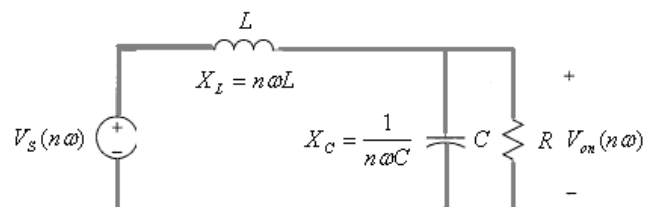
$$v_{oi}(t) = DV_s + \frac{V_s}{n\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \sin 2n\pi D \cdot \cos 2n\pi ft + \frac{V_s}{n\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} (1 - \cos 2n\pi D) \cdot \sin 2n\pi ft \quad (۴-۱)$$

با توجه به معادله بالا مشخص می شود که ولتاژ دو سر دیود دارای هارمونیک های زیادی است. لذا به منظور کاهش هارمونیک های خروجی از فیلترهای  $L$ ،  $C$  و  $LC$  استفاده می شود. با توجه به ساختار مدار باک مدار  $LC$  که در مبدل باک وجود دارد نقش یک فیلتر پایین گذر را برعهده دارد.



شکل ۴-۱۶ فیلتر LC در مدار باک

مدار معادل برای هارمونیک‌ها در شکل زیر نشان داده شده است.



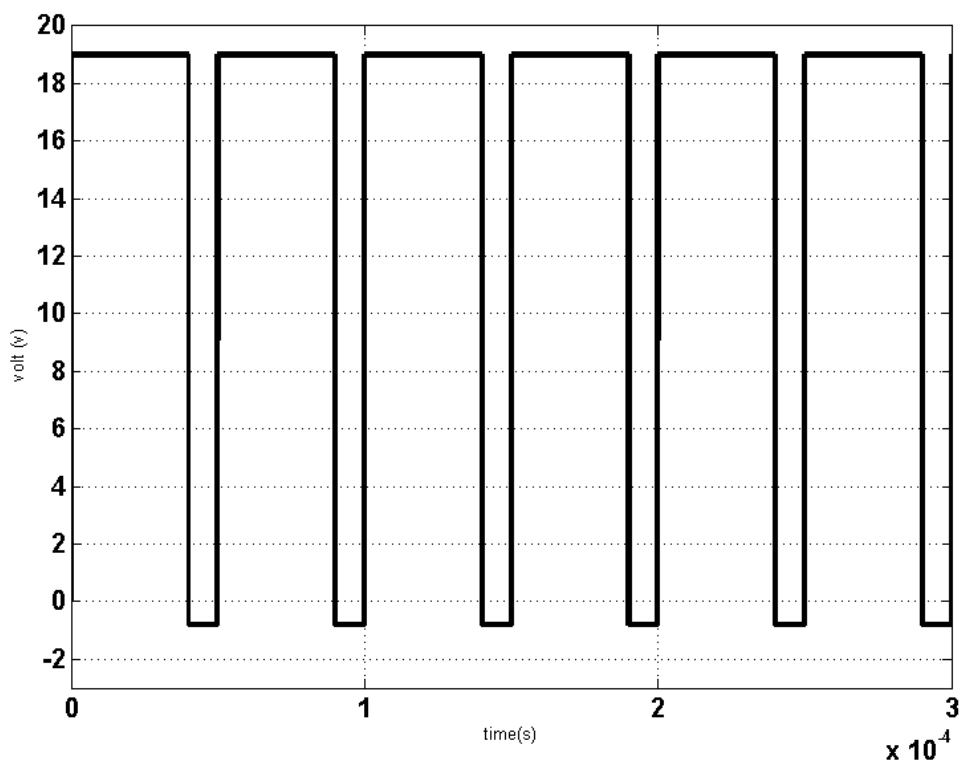
شکل ۴-۱۷ مدار معادل برای هارمونیک‌ها در فیلتر LC

مولفه هارمونیک  $n$ م که در خروجی ظاهر می شود از قاعده تقسیم ولتاژ به صورت زیر به دست می آید:

$$V_{on}(n\omega) = \frac{1/(n\omega C)}{(n\omega L) - 1/(n\omega C)} V_{Sn} \quad (4-2)$$

$$V_{on}(n\omega) = \frac{1}{(n\omega)^2 LC - 1} V_{Sn}$$

با توجه به معادله بالا مشاهده می شود با افزایش مقدار  $n$  مخرج کسر افزایش می یابد و دامنه ولتاژ خروجی کاهش می یابد یعنی مدار LC فرکانس های بالا را فیلتر می کند.



شکل ۴-۱۸ موج ولتاژ دو سر دیود در مدار باک به ازای  $L=270\mu H$



#### ۴-۲- مدار باک با حلقه فیدبک

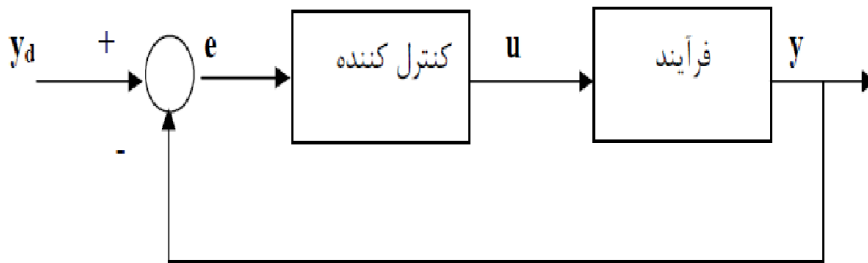
همان طور که بیان شد از تغییر درصد وظیفه در موج PWM می توان برای کنترل سطح ولتاژ خروجی استفاده کرد. اما وقتی که از حلقه فیدبک استفاده کنیم این درصد وظیفه کارکرد مهم دیگری دارد. و آن متغیر بودنش در زمان های مختلفی است که ولتاژ خروجی در حال بالا و پایین شدن برای رسیدن به مقدار ولتاژ مرجع است.

بدین ترتیب حلقه فیدبک کارکرد مهمی پیدا می کند، که آن تنظیم دلخواه شکل ولتاژ خروجی است. بدین صورت که اگر قبلا با یک سری المان طراحی شده و با یک درصد وظیفه ثابت، مقدار فراجهدش و زمان صعود و ولتاژ غیرقابل تغییری داشتیم، اکنون با تنظیم حلقه فیدبک، می توانیم روی این موارد کنترل صورت دهیم.

#### ۴-۲-۱ شبیه سازی مبدل باک با کنترلر PI :

تعاریف و مفاهیم کنترلر PI :

فرآیند کنترل شده مطابق مدار حلقه بسته زیر را در نظر بگیرید.



شکل ۴-۱۹ دیاگرام بلوکی کنترل فرایند با حلقه فیدبک

در بسیاری از فرآیندهای صنعتی از کنترل کننده تناسبی P یا تناسبی مشتق گیر PD، تناسبی انتگرال گیر PI و یا کنترل کننده تناسبی - مشتق گیر - انتگرال گیر PID، به عنوان ساختار اصلی کنترل کننده استفاده می شود فرم عمومی یک کنترل کننده PID به صورت زیر است:

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (5-1)$$

که در آن u فرمان کنترل و e خطای فرآیند ( $e = y_d - y$ ) می باشد کنترل کننده PID از جمع سه ترم تشکیل شده است .

ترم تناسبی P : که فرمان کنترل متناسب با میزان خطا و با بهره K تقویت می شود.

ترم مشتق گیر D : که فرمان کنترل متناسب با نرخ تغییرات خطا می باشد.

ترم انتگرال گیر I : فرمان کنترل متناسب با جمع تابع خطا از زمان صفر تا به حال صورت انتگرال این تابع تغییر می کند.

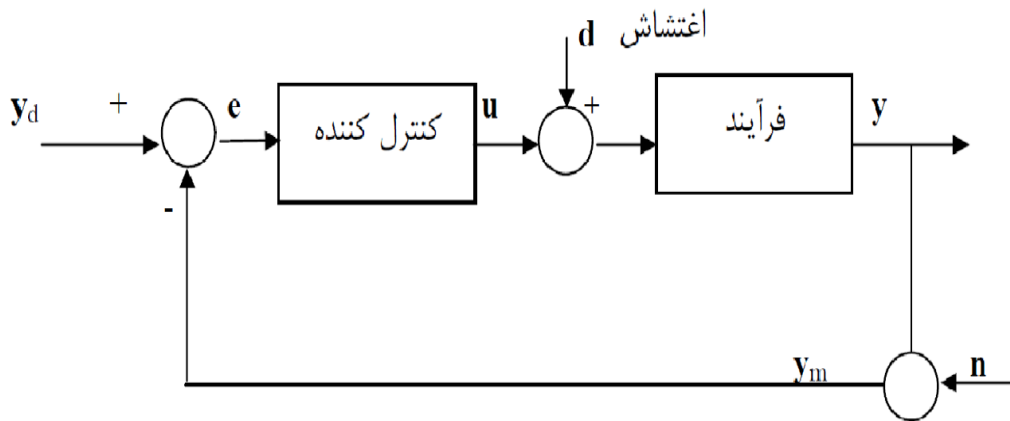
پارامترهای کنترل کننده PID عبارتند از :  $K$ ،  $T_i$  و  $T_d$ ، که بهره تناسبی،  $T_i$  ثابت زمانی انتگرال

گیری و  $T_d$  ثابت زمانی مشتق گیری نامیده می شوند. حال اجازه دهید هر یک از این سه عنصر را

توضیح داده و دلیل وجود آن را در حلقه فیدبک بیان نماییم.

۴-۲-۱-۱- ترم تناسبی کنترل کننده PID

اگر تنها ترم تناسبی کنترل کننده PID را در نظر بگیریم در این صورت  $u(t) = Ke(t)$ . مسائل بسیار مهمی را می توان با توجه به بررسی استاتیکی (حالت ماندگار) سیستم روشن نمود. فرض نمایید به فرآیند کنترل شده در حالت واقعی اغتشاشات محیط و نویز را به شکل زیر بیافزاییم.



شکل ۴-۲۰-۴ دیاگرام بلوکی کنترل فرآیند باحلقه فیدبک و حضور نویز و اغتشاش

که در آن  $d$  مقدار اغتشاش و  $n$  نویز محیط، اعمال شده به سیستم می باشد. اگر تابع تبدیل مدار بسته را تعیین نماییم خواهیم داشت :

$$y = \frac{G(s)K}{1+G(s)K} y_d + \frac{G(s)}{1+G(s)K} d - \frac{G(s)K}{1+G(s)K} n \quad (۵-۲)$$

مقدار بهره سیستم در مدار پیشرو را که مقدار  $G(s) \cdot K$  می باشد به نام بهره حلقه یا (Loop Gain) معرفی می کنیم و با نماد  $L(s)$  نمایش می دهیم. دقت کنید که هدف اصلی از ایجاد حلقه کنترلی عبارت است از تنظیم خروجی  $y$  و  $y_d$ ، که نزدیک عدد واحد گردد:

$$\frac{y}{y_d} = \frac{G(s)K}{1+G(s)K} = \frac{L(s)}{1+L(s)} \quad (5-3)$$

با افزایش بهره کنترل کننده تناسبی  $K$  مقدار بهره حلقه  $L(s)$  افزایش می یابد و نسبت  $L = \frac{L}{1+L}$  به عدد واحد نزدیک می گردد. لذا بهره تناسبی در جهت تنظیم خروجی بسیار موثر است. از طرف دیگر می خواهیم تاثیر اغتشاش  $d$  را بر روی خروجی تضعیف نماییم:

$$\frac{y}{d} = \frac{G(s)}{1+G(s)K} = \frac{G(s)}{1+L(s)} \quad (5-4)$$

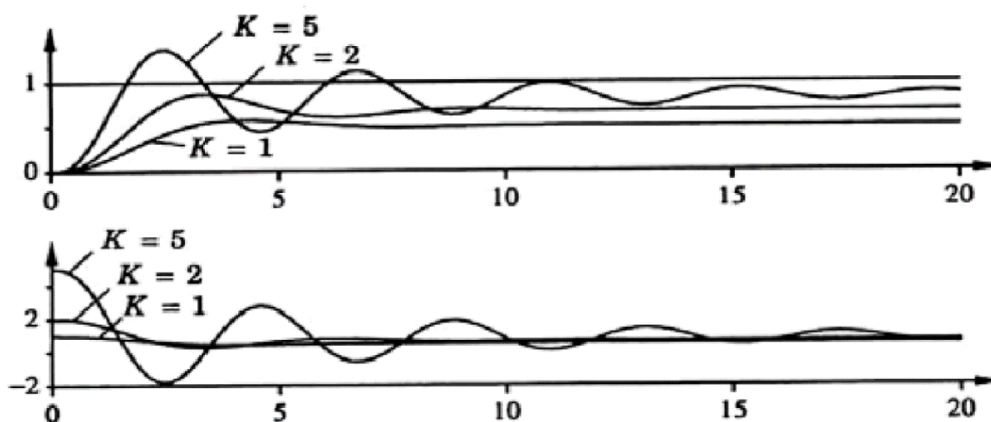
این بدان معناست که این تابع تبدیل بایستی به نزدیکی صفر میل کند. مجدداً وجود بهره  $K$  در مخرج کسر باعث خواهد شد که با افزایش بهره حلقه  $K$ ، مخرج کسر  $L(s)$ ، بزرگ شده و این تابع تبدیل را تا حد دلخواه به صفر نزدیک نماید. بنابراین با افزایش بهره کنترل تناسبی  $K$  دقت بیشتری در تنظیم خروجی و تضعیف بیشتری در تاثیر اغتشاش خواهیم داشت. اما بهره حلقه کنترلی را نمی توانیم بدون توجه به مسائل دیگر افزایش دهیم.

به عنوان مثال تاثیر نویز اندازه گیری  $n$  را در خروجی مطالعه کنید:

$$\frac{y}{n} = \frac{L(s)}{1+L(s)} \quad (5-5)$$

با افزایش بی رویه  $K$  و بهره حلقه  $L(s)$  این تابع تبدیل نیز به عدد واحد نزدیک می گردد. که معنی آن این است که اثر به صورت ۱۰۰٪ در خروجی فرآیند مشاهده می شود و توانایی تضعیف تاثیر نویز را بر روی خروجی وجود ندارد. از طرف دیگر با افزایش بهره کنترلی  $K$  پایداری سیستم حلقه بسته کاهش می یابد. به این دو علت، معمولاً مقدار بهینه ای را بایستی برای بهره کنترل کننده تناسبی  $K$  تعیین نماییم تا به حاشیه پایداری دلخواه برسیم.

یک مثال از تاثیر کنترل کننده تناسبی  $K$  را روی یک فرآیند در شکل زیر مشاهده می نمایید. با افزایش بهره کنترلی، خطای ماندگار سیستم کاهش یافته، اما پاسخ ناپایدارتر و نوسانی تر می شود.

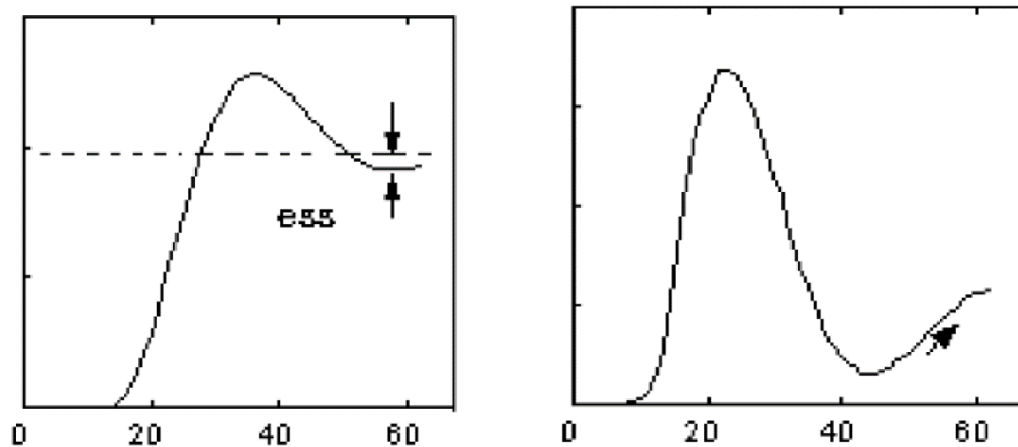


شکل ۴-۲۰ تاثیر افزایش بهره کنترل در پایداری و پاسخ سیستم

#### ۴-۱-۲- ترم انتگرال گیر

تاثیر اصلی ترم انتگرال گیر در کنترل فرآیند های صنعتی، کاهش خطای ماندگار (steady-state) می باشد. این بدان معناست که پس از گذشت زمان گذرا، پاسخ سیستم را در نظر بگیرید که خروجی سیستم آن را به صورت کامل تبعیت نکرده و مطابق شکل زیر پس از گذشت زمان، میزان خطای اندکی باقی بماند. کنترل کننده تناسبی به واسطه کوچک بودن خطا تنها مقدار کمی تاثیر در خروجی خواهد داشت. در حالی که در انتگرال گیر این خطای کوچک را به مرور تشدید می کند.

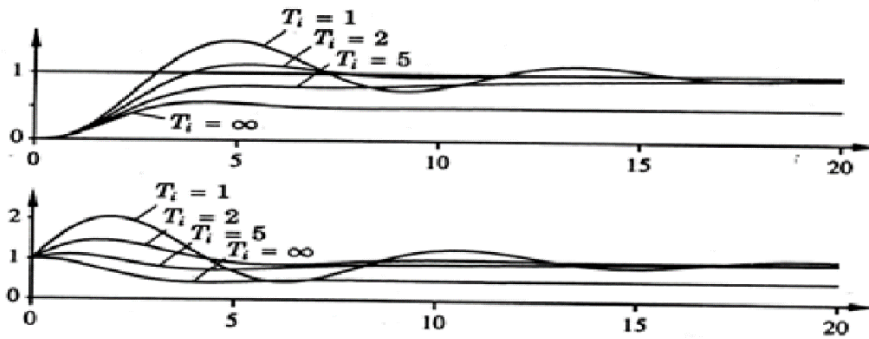
بدین ترتیب با افزودن ترم انتگرال گیر به کنترل کننده تناسبی، کنترل کننده PI خواهیم داشت که در آن خطای حالت ماندگار سیستم به شدت کاهش می یابد.



شکل ۴-۲۱ تاثیر ترم انتگرالگیر در کاهش خطای ماندگار کنترل کننده PI

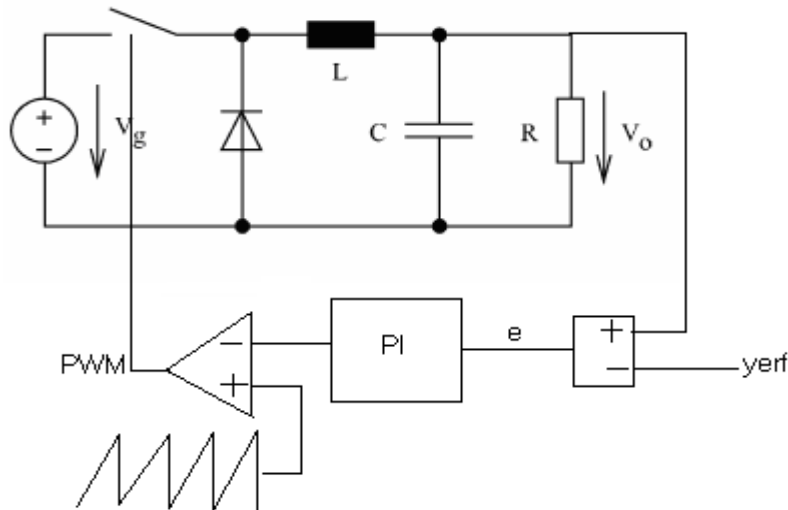
در مثال زیر نشان داده شده است که در صورت عدم وجود کنترل کننده انتگرال گیر ( $T_i = \infty$ ) خطای ماندگار حدود ۵۰٪ است اما با افزایش بهره کنترل انتگرال گیر (کاهش  $T_i$ ) این خطا به تدریج کاهش یافته و یا کاملاً از بین می رود البته کاهش خطا با هزینه ای همراه است و آن کاهش سرعت پاسخ سیستم

می باشد. افزایش ترم انتگرال گیر در فرآیند های صنعتی باعث کند شدن پاسخ سیستم می گردد. در شکل تاثیرات  $T_i$  را بر خروجی سیستم می بینیم .



شکل ۴-۲۲ تاثیر ترم انتگرال گیر در کاهش خطای ماندگار

شکل مدار باک با حلقه فیدبک کنترلر PI بدین صورت است:

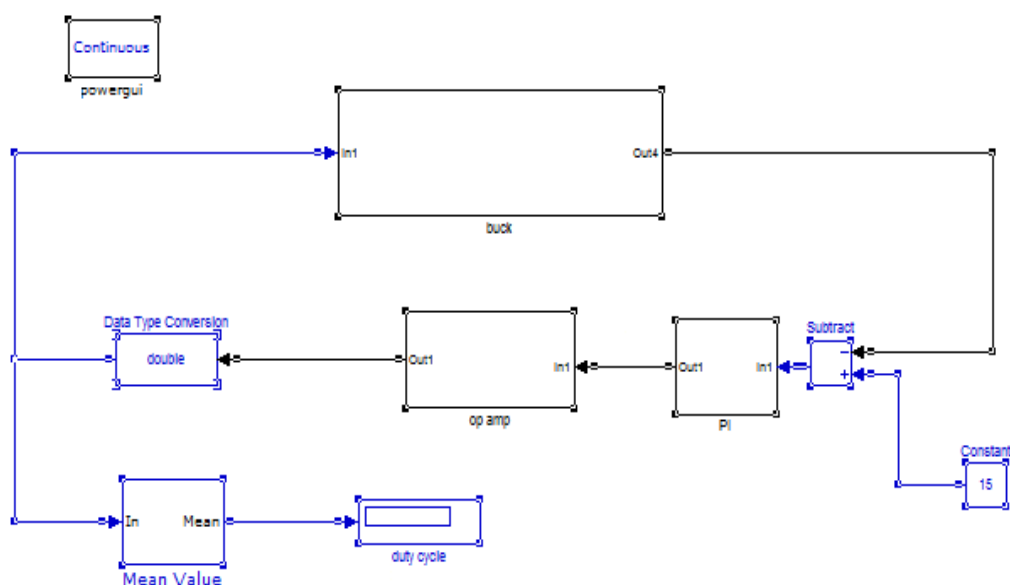


شکل ۴-۲۳ مدار باک با حلقه فیدبک کنترلر PI

مدار فیدبک به طور مرتب و پیوسته از ولتاژ خروجی در حال نمونه گرفتن است. تفریق کننده ولتاژ خروجی را از ولتاژ مرجع (**ref**) کم می کند. در حقیقت خطای آن را حساب می کند (**e**).

ما ولتاژ ورودی را ۲۰ ولت و ولتاژ مرجع (**ref**) را ۱۵ ولت در نظر می گیریم. اکنون این مقدار خطا وارد کنترل کننده تناسبی انتگرالی (**PI**) می کنیم.

کنترل کننده **PI** به صورت  $kp + ki / s$  می باشد. که در آن **kp** ضریب تناسبی و **ki** ضریب انتگرالی است. خروجی **PI** را توسط یک آپ امپ با یک موج دنداناره اری مقایسه می کنیم. بدین ترتیب موج **PWM** تولید شده را به کلیدمان اعمال می کنیم. با تغییر ضرایب می توانیم روی پاسخ شکل موج خروجی کنترل داشته باشیم. شبیه سازی مبدل باک با کنترلر **PI** در متلب به صورت زیر می باشد.

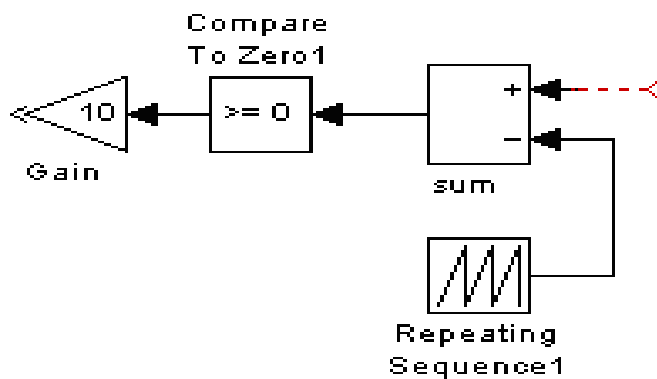


شکل ۴-۲۴ شبیه سازی مبدل باک با کنترلر **PI** در متلب

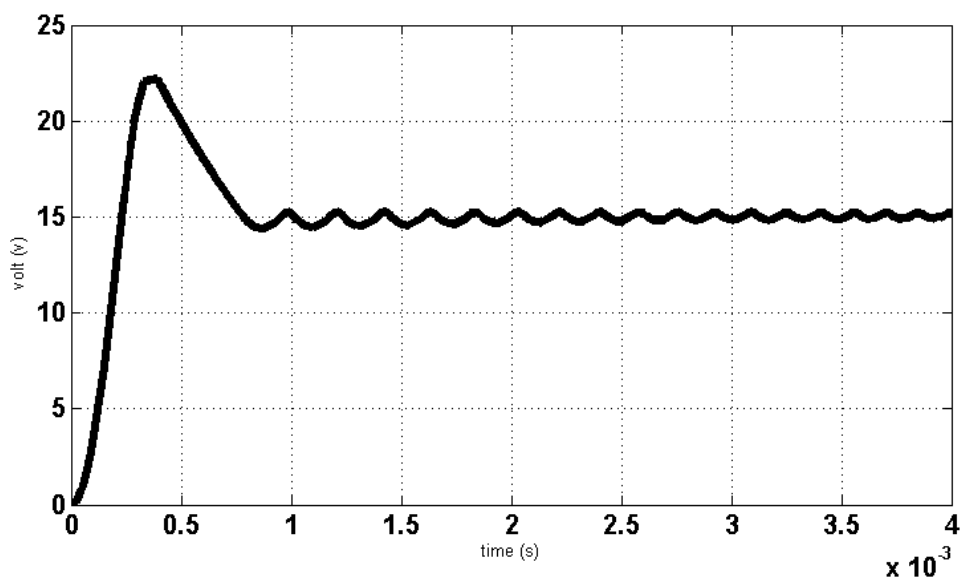


چون در برنامه **Matlab** آپ امپ به صورت یک قطعه مستقل وجود ندارد آن را به صورت شکل ۴-۴-

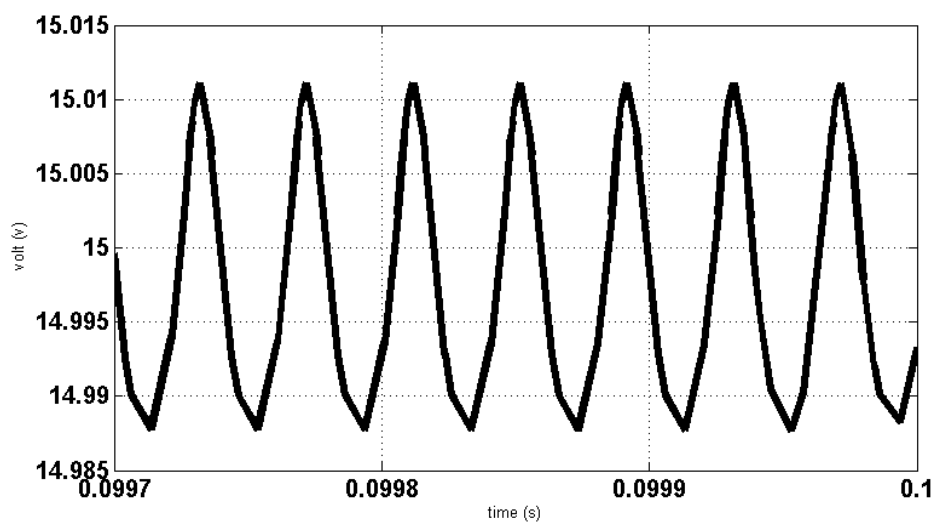
۲۵ مدل کرده ایم:



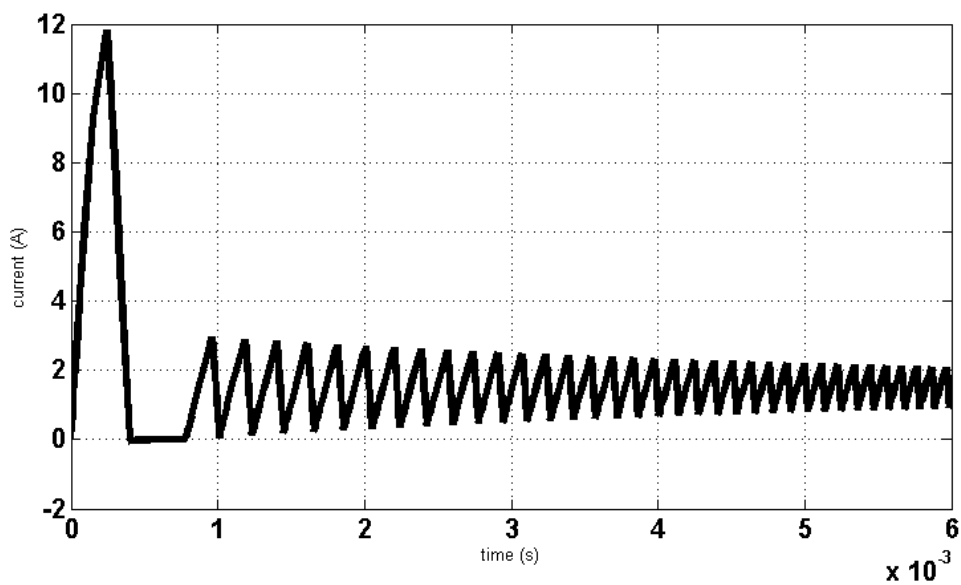
شکل ۴-۲۵ شبیه سازی *op amp* در متلب



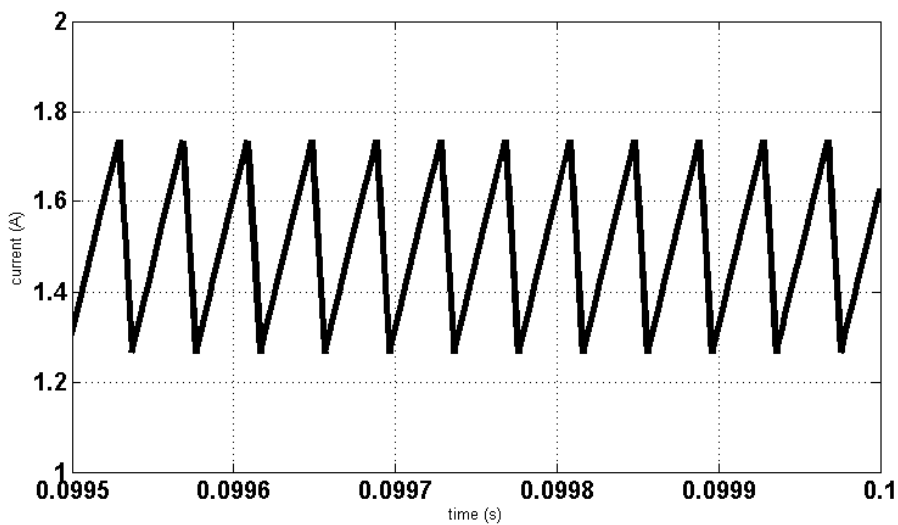
شکل ۴-۲۶ شکل موج ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر *PI*



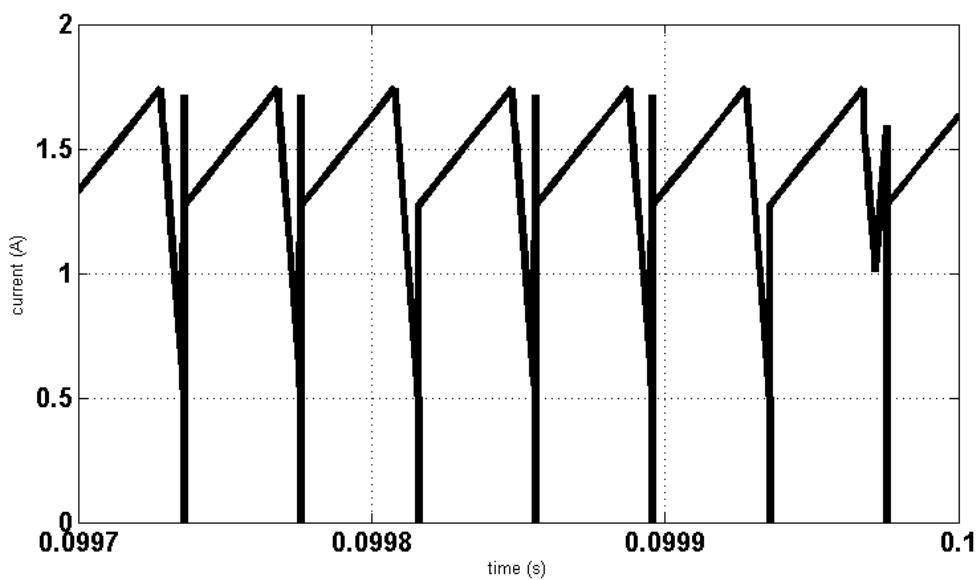
شکل ۲۷-۴ شکل موج ریپل ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر PI



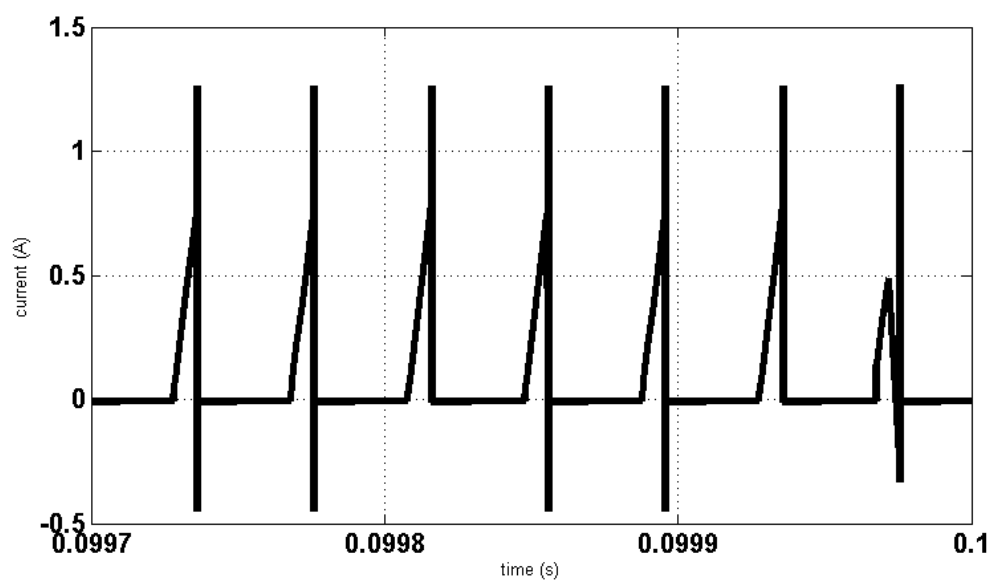
شکل ۲۸-۴ شکل موج جریان سلف مبدل باک با کنترلر PI



شکل ۴-۲۹ موج ریپل جریان سلف مبدل باک با کنترلر PI



شکل ۴-۳۰ موج جریان ورودی مبدل باک با کنترلر PI



شکل ۳۱-۴ موج جریان دیود مبدل باک با کنترلر PI

۴-۲-۲- شبیه سازی مبدل باک با کنترلر SMC

۴-۲-۲-۱- مدل سازی مبدل باک :

اگر رفتار مبدل در حالت **CCM** در نظر گرفته شود در این حالت با نوشتن روابط ولتاژ و جریان کیرشهف

برای حلقه های ورودی و خروجی، مدل مبدل در فضای نامتقارن حالت بدست می آید.

با در نظر گرفتن جریان سلف و ولتاژ خازن به عنوان متغیرهای حالت خواهیم داشت :

$$\begin{aligned} X_1 &= V_0 - V_{ref} \\ X_2 &= \frac{dx_1}{dt} \approx \frac{dv}{dt} \approx \frac{ic}{c} \end{aligned} \quad (4-3)$$

که در آن  $V_{ref}$  ولتاژ مرجع و  $V_0$  ولتاژ خروجی و  $ic$  جریان خازن می باشد. در نتیجه خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} X_1 &= X_2 \\ X_2 &= -\frac{X_1}{LC} - \frac{X_2}{R_L C} + \frac{V_{in}}{LC} - \frac{V_{ref}}{LC} \end{aligned} \quad (4-4)$$

که به فرم ماتریس داریم :

$$X = Ax + Bu + D \quad (4-5)$$

که در آن  $u$  یک ورودی ناپیوسته بین مقادیر ۰ و ۱ می باشد. در رابطه (۴-۵) خواهیم داشت :

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{in}}{LC} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{V_{ref}}{LC} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-6)$$

مسیر فاز سیستم مطابق با زیر ساختار  $U=0,1$  برای مقادیر متفاوت از وضعیت ابتدایی در شکل (۴-۳۴) نشان داده شده اند که به ما امکان ترسیم و انتخاب دینامیک سیستم را می دهد. بنابراین خواهیم داشت

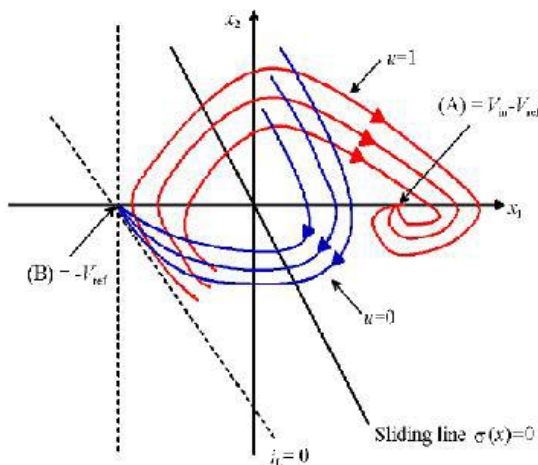
$$\sigma(x) = c_1 x_1 + x_2 \approx Cx \approx 0 \quad (۴-۷)$$

که در آن  $C$  بردار ضریب سطح لغزش است که برای مطابقت  $G$  در معادله (۴-۸) می باشد. ضریب  $C2$  نیز برابر ۱ در نظر گرفته می شود.

$$\sigma(x,t) = \frac{d\sigma}{dt} \cong \sum_{i=1}^n \frac{\partial \sigma}{\partial x_i} \frac{dx_i}{dt} \cong \nabla \sigma x \cong Gx \quad (۴-۸)$$

$$Gx = Gf(x,t) + GB(x,t) \cong 0 \quad (۴-۹)$$

$$x = [I - B(GB)G] f(x,t)$$



شکل (4-34) مسیرهای سیستم و خط لغزش یک مبدل باک در فضای صفحه فاز

همانطور که در شکل (۴-۳۴) مشاهده می گردد نقطه  $A$  انتهای مسیر سیستم موقعی که سوئیچ مدل روشن است را نشان می دهد.

در صورتی که نقطه **B** انتهای مسیر سیستم در حالتی که سوئیچ خاموش است را مشخص می کند با

توجه به رابطه (۴-۳) می توان گفت  $x_1 = V_0 - V_{ref}$  در حالیکه  $x_2 = \frac{i_c}{C}$  می باشد با استفاده از روابط

(۴-۴) و (۴-۷) خواهیم داشت :

$$\sigma(x) = c_1 x_1 + x_2 \cong 0 \quad (4-11)$$

با انتخاب قانون کنترل به فرم ماتریسی خواهیم داشت :

$$u = \begin{cases} 0 & \text{for } \sigma(x) \phi C \\ 1 & \text{for } \sigma(x) \pi 0 \end{cases} \quad (4-12)$$

این قانون کنترل به آسانی با توجه به شکل (۴-۳۴) قابل استخراج است در نتیجه می توان گفت :

$$X_2 = -\frac{1}{R_L C} x_1 - \frac{V_{ref}}{R_L C} \quad (4-13)$$

۴-۲-۲-۲-۲-مدل فضای حالت مبدل باک :

برای طراحی کنترلر بر مبنای حالت لغزشی ابتدا باید معادلات حالت را به فرم متعارفی داشته باشیم.

در این مبدل متغیرهای حالت  $x_1$  و  $x_2$  به ترتیب خطای ولتاژ خروجی و دینامیک این خطا می باشند.

بنابراین می توان نوشت :

$$\begin{aligned} x_1 &= V_{ref} - \beta V_0 \\ x_2 &= x_1 = -\beta \frac{dV_0}{dt} = -\frac{\beta}{C} i_c = -\frac{\beta}{C} (i_L - i_R) \end{aligned} \quad (14-2)$$

$$\frac{\beta}{C} \left[ \frac{V_0}{R} - \int \frac{u V_t - V_0}{L} dt \right]$$

این معادلات به ترتیب عبارتند از ولتاژ سنسور شده توسط تقسیم ولتاژ و ولتاژ مرجع و ولتاژ ورودی. با مشتق گرفتن از معادله مربوط به  $\dot{y}$  خواهیم داشت :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\beta V_i}{LC} \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{ref}}{LC} \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

پارامتر  $U$  تعیین کننده وضعیت سویچ می باشد ، به گونه ای که  $U=1$  متناسب با روشن بودن سویچ و بالعکس  $U=0$  متناسب با وضعیتی است که سویچ خاموش می باشد.

۴-۲-۳- کنترل مد لغزشی مبدل باک (Sliding mode control) :

کنترل مد لغزشی یکی از انواع کنترل های غیرخطی است و به همین جهت برای کنترل با سیستم های متغیر ( $VSSs$ ) به کار می رود. به همین دلیل برای اجرا و مقایسه با انواع دیگر از جمله کنترل غیرخطی و کلاسیک، بیشترین استفاده را دارد.

یکی از کاربردهای مهم کنترل حالت لغزشی ( $SMC$ ) کنترل مبدلهای قدرت است. از سال ۱۹۸۳ کنترل حالت لغزشی در مبدلهای  $DC/DC$  مورد توجه بوده است. کنترل کننده های حالت لغزشی دارای دو حالت کاری می باشند. حالت کاری اول مدل نزدیک شونده نامیده شده و در آن حالات سیستم به یک سطح از پیش تعیین شده ( $S$ ) می رسد. حالت کاری دوم حالت لغزشی نامیده می شود که در آن حالات سیستم بر روی سطح لغزش قرار گرفته و به سمت مبدا هدایت می شوند.

بنابراین سیگنال کنترل حالت لغزشی از دو بخش تشکیل شده است (یکی برای رساندن حالات به سطح لغزش و دیگری برای نگه داشتن حالات بر روی سطح لغزش). سیگنال کنترلی موردنیاز جهت نگه داشتن حالات سیستم، روی سطح لغزش را سیگنال کنترل معادل می نامند.



۴-۲-۲-۴- تئوری کنترل لغزشی :

فرض کنید سیستم کنترل موردنظر به وسیله معادلات دیفرانسیل غیرخطی به فرم ۱۸ توصیف گردد :

$$\dot{x} = f(x, t, u) \quad (4-16)$$

که در آن  $x$  بردار حالت و  $u$  کنترل ورودی و  $f$  بردار تابع است. با در نظر گرفتن  $f$  بصورت ناپیوسته بر روی سطح  $\sigma(x, t) = 0$  خواهیم داشت :

$$f(x, t, u) = \begin{cases} f^+(x, t, u^+) & \text{for } \sigma \rightarrow 0^+ \\ f^-(x, t, u^-) & \text{for } \sigma \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (4-17)$$

بنابراین سیستم در حالت لغزشی خواهد بود اگر داشته باشیم :

$$\sigma(x, t) \approx 0 \Rightarrow \lim_{\sigma \rightarrow 0^+} \frac{d\sigma}{dt} < 0, \lim_{\sigma \rightarrow 0^-} \frac{d\sigma}{dt} > 0 \quad (4-18)$$

۴-۲-۲-۴- طراحی کنترلر حالت لغزشی (SMC) :

**SMC** (کنترل مد لغزشی) یک روش کنترل غیرخطی است که با مشخصه های غیرخطی مبدل باک تطابق دارد. چنین روش کنترلی، روش مقاومی است که حتی در مقابل تغییرات پارامتر یک واحد نیز مقاومت می کند و می تواند مدل سازی تقریبی را جبران کند. همچنین توسط یک پاسخ، دینامیکی خوب و مشخص شده ای را می دهد. علاوه بر این **SMC** برای کاربردهای ساده تر نیز به کار می رود. اولین گام برای طراحی یک کنترلر حالت لغزشی تعیین سطح لغزشی با دینامیک های مطلوب حرکت لغزشی متناظر است. به عنوان مثال ، سطح لغزشی **S** زیر را در نظر بگیریم :

$$S = K_1(i_L - i_L^*) + K_2(v_0 - v_L^*) \quad (19-4)$$

که  $k_1$  و  $k_2$  ضرایب لغزشی و  $v_L^*$  ولتاژ خروجی مطلوب و  $i_L^*$  جریان خروجی مطلوب است. سیگنال کنترل حالت لغزشی  $d$  از دو جزء (یک جزء غیرخطی  $d_n$  و یک جزء معادل  $d_{eq}$ ) تشکیل شده است.

$$d = d_{eq} + d_n \quad (۲۰-۴)$$

کنترل معادل موقعی بدست می آید، که  $s = s^* = 0$  باشد و این مطلب به صورت زیر بیان می گردد :

$$d_{eq} = \frac{K_1 RC v_0 + K_2 LR i_L + K_2 L v_0}{K_w LR i_L + K_1 RC (v_{in} - v_0)} \quad (۲۱-۴)$$

گام بعدی طراحی ورودی کنترل است بطوری که مدار حالت به سمت سطح لغزش رانده یا جذب شود و سپس لغزش در آن برای همه زمان متوالی باقی بماند. حال طبق تعریف ثابت مثبت لیاپانف  $V$  را به صورت زیر تعریف می کنیم :

$$v = \frac{1}{2} s^2 \quad (۲۲-۴)$$

برای مطمئن شدن از پایداری سیستم باید مشتق  $V$  منفی باشد و سطح جذب  $S$  ایجاد گردد. چنین شرایطی به نابرابری زیر منجر می گردد :

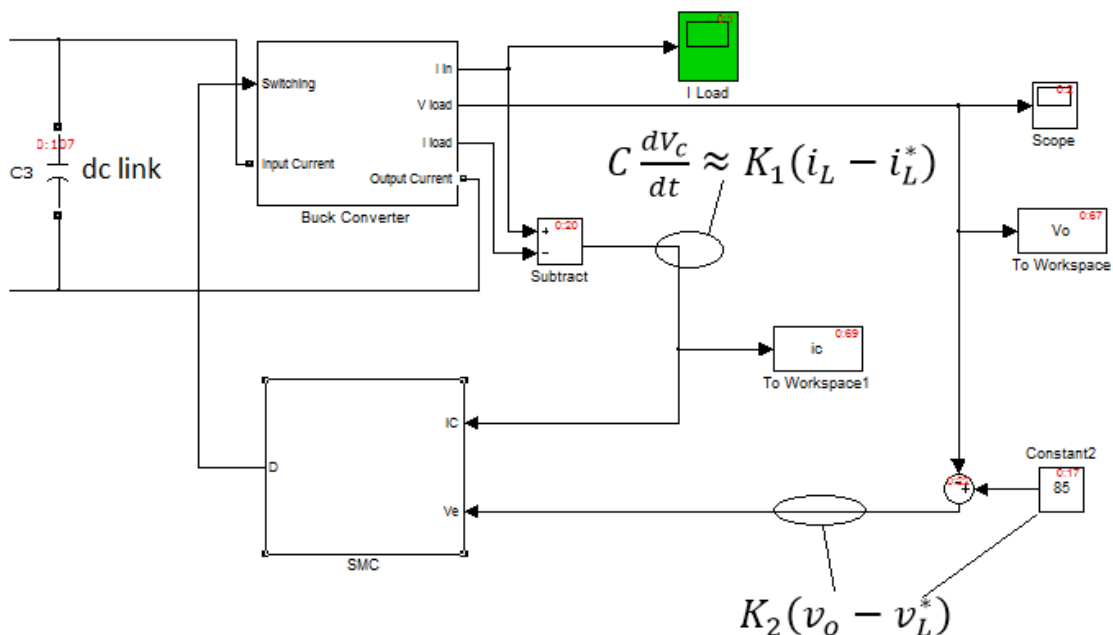
$$V_1^* = SS^* < 1 \quad (۲۳-۴)$$

برای برآورده کردن شرایط داده شده توسط نامعادله بالا مولفه کنترل غیرخطی می تواند طبق رابطه زیر تعریف شود :

$$d_n = K_3 sig(S) \quad (۲۴-۴)$$

که در این رابطه  $K_3$  منفی است و  $K_1, K_2$  مثبت انتخاب شده اند.

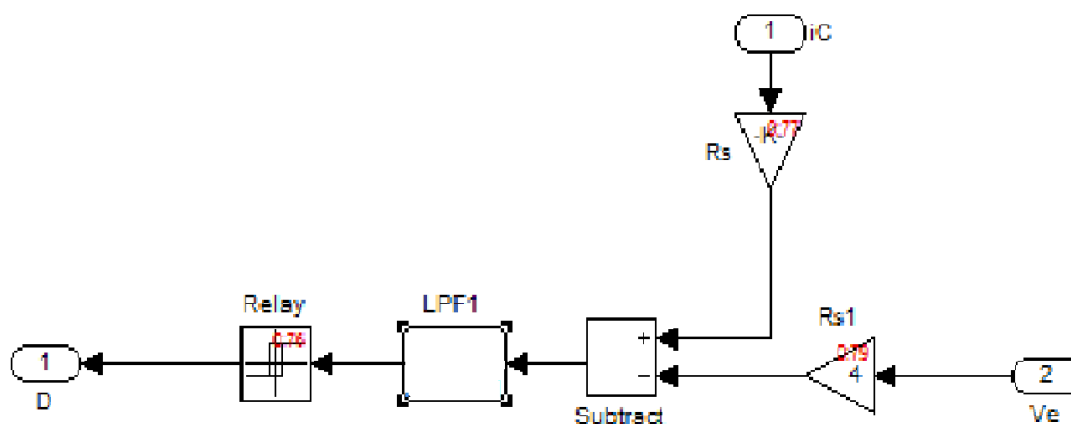
۴-۲-۲-۵- توضیح فایل شبیه سازی



شکل (۳۵-۴). مدار شبیه سازی دربرگیرنده بخش کنترلی SMC

در این شبیه سازی از سطح لغزشی  $S = K_1(i_L - i_L^*) + K_2(v_o - v_L^*)$  برای کنترل مبدل باک استفاده شده است. در رابطه سطح لغزشی  $i_L^*$  و  $v_L^*$  به ترتیب جریان و ولتاژ مطلوب برای بار هستند. ضرایب  $K$  نیز ضرایب لغزشی می باشند. در شکل (۳۵-۴) قسمتی از مدار شبیه سازی که بلوک کنترلی را شامل می شود را مشاهده می کنیم. در این بخش اختلاف بین جریان بار و جریان مطلوب و همچنین اختلاف بین ولتاژ بار و ولتاژ مطلوب به صورتی که مشاهده می شود، ایجاد شده اند. از آن جا که جریان خازن جزء متغیرهای حالت نیست برای تولید آن جریان بار را از جریان ورودی کم می کنیم. جمله  $K_2(v_o - v_L^*)$  با کم کردن ولتاژ بار از مقدار ثابتی که در یک بلوک ثابت وارد می شود، تولید می شود. جریان خازن برابر است با  $i_c = C \frac{dv_c}{dt} \approx K_1(i_L - i_L^*)$ . زمانی این جریان به صفر می رسد

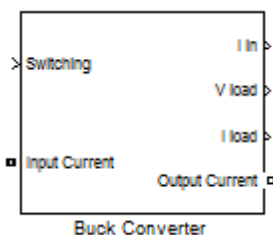
که تغییرات ولتاژ خازن یا بار صفر شود. بنابراین این حالت در زمانی به وقوع می‌پیوندد که به حالت ماندگار رسیده باشیم. در این حالت است که با رسیدن به ولتاژ ماندگار تغییرات در جریان بار نیز صفر می‌شود. در نتیجه صفر شدن این کمیت معادل جمله  $K_1(i_L - i_L^*)$  است.



شکل (۳۶-۴). بلوک کنترلی SMC

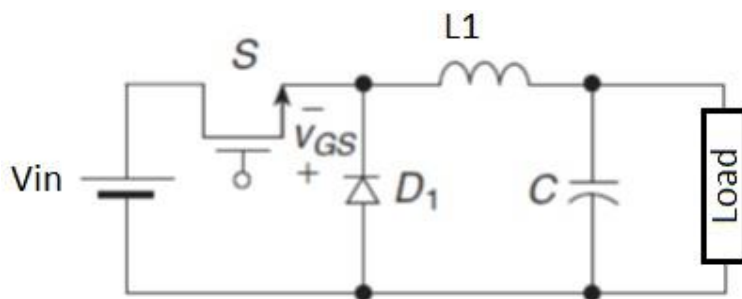
در شکل (۳۶-۴) محتویات بلوک کنترلی SMC مشاهده می‌شود. سیگنال‌های مذکور بعد از اعمال ضرایبی، با هم جمع شده و وارد یک کنترل کننده می‌شوند. این کنترل کننده در واقع یک بلوک ایجاد کننده تأخیر است. انتخاب ضرایب این کنترل کننده و همچنین  $K_1$  و  $K_2$  با سعی و خطا به دست می‌آیند. آخرین عنصری که به توضیح آن می‌پردازیم رله خروجی است. این عنصر کار تبدیل سیگنال پیوسته خروجی کنترل کننده به سیگنال‌های گسسته را انجام می‌دهد. رله همانند یک کنترل کننده هسیتریزس عمل می‌کند. در این جا به ازای رسیدن خروجی کنترل کننده به مقدار  $0.0001$  خروجی صفر شده و به هنگام رسیدن به مقدار  $-0.0001$  خروجی یک می‌شود. این سیگنال به عنوان سیگنال آتش ماسفت ورودی مبدل باک استفاده می‌شود.

بلوک مبدل Buck:

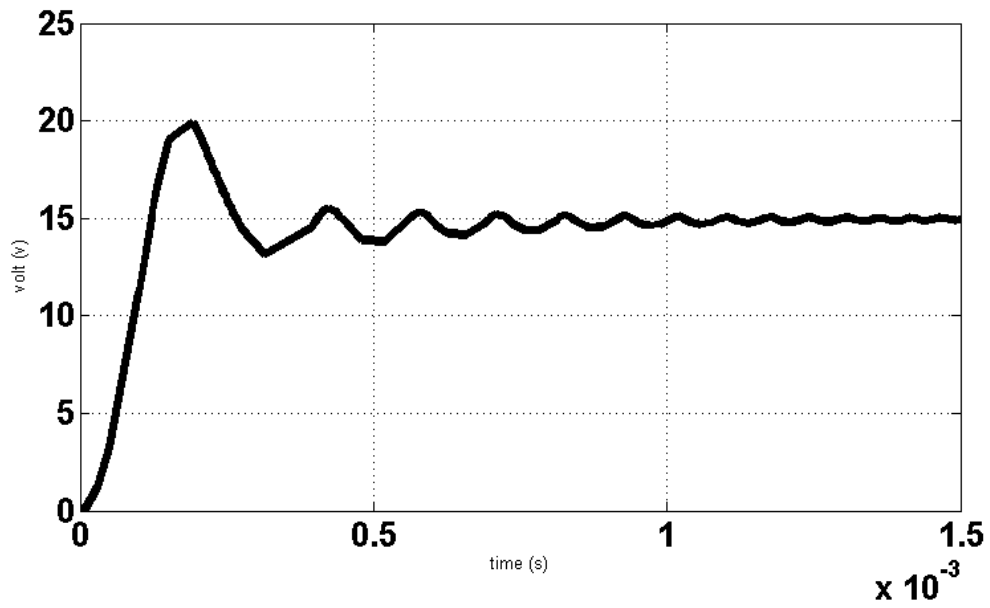


شکل (۴-۳۷). بلوک مبدل باک.

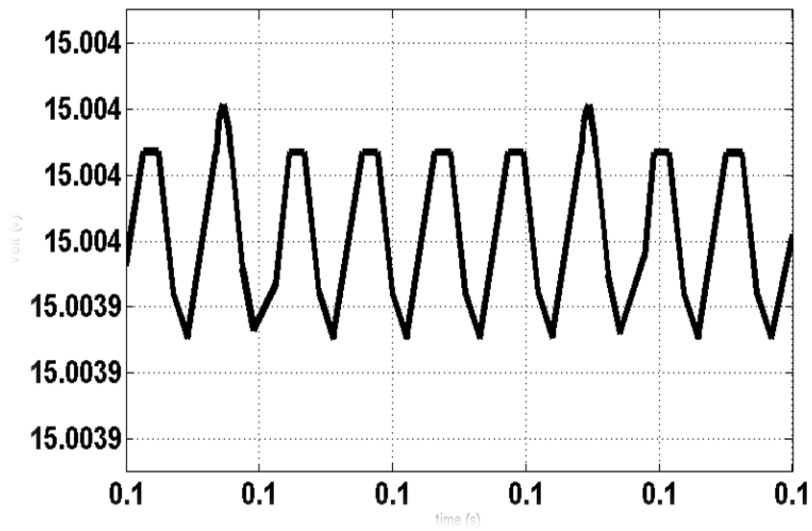
این بلوک کار شبیه سازی مبدل باک را انجام می دهد. همان طور که از شکل (۴-۳۷) مشخص است، دو ورودی این بلوک جریان ورودی و **Switching** هستند که به ترتیب ورودی جریان و سیگنال های کلیدزنی را نشان می دهند. خروجی بلوک **SMC** به ورودی **Switching** وارد می شود. سه خروجی بلوک نیز عبارتند از خروجی جریان، و سه متغیر حالتی که در مبدل باک وجود دارد. برای شناخت بهتر این سه متغیر حالت به شکل (۴-۳۸) توجه می کنیم.



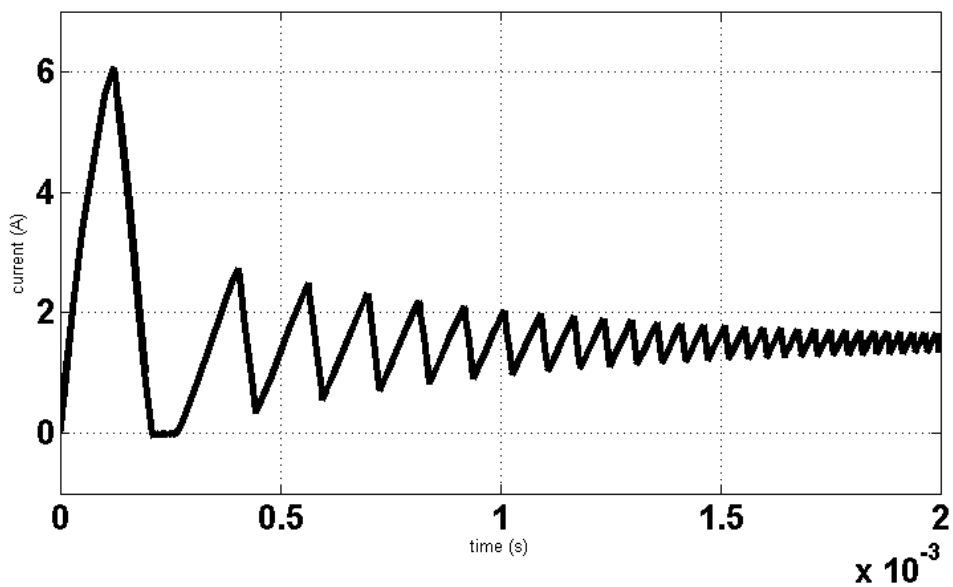
شکل (۴-۳۸). شماتیک مداری مبدل Buck.



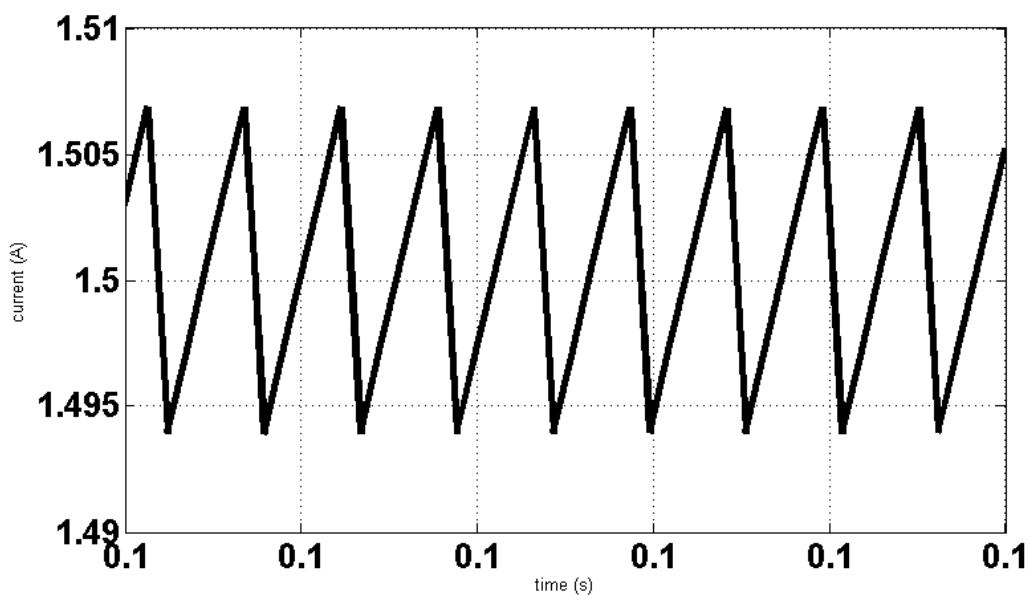
شکل (۴-۳۹). شکل موج ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر SMC



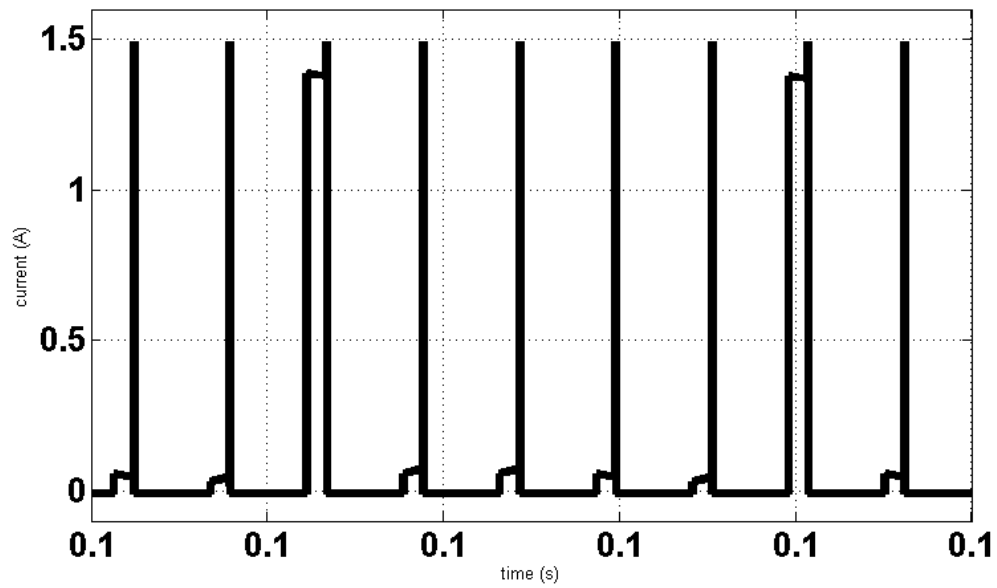
شکل (۴-۴۰). شکل موج ریپل ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر SMC



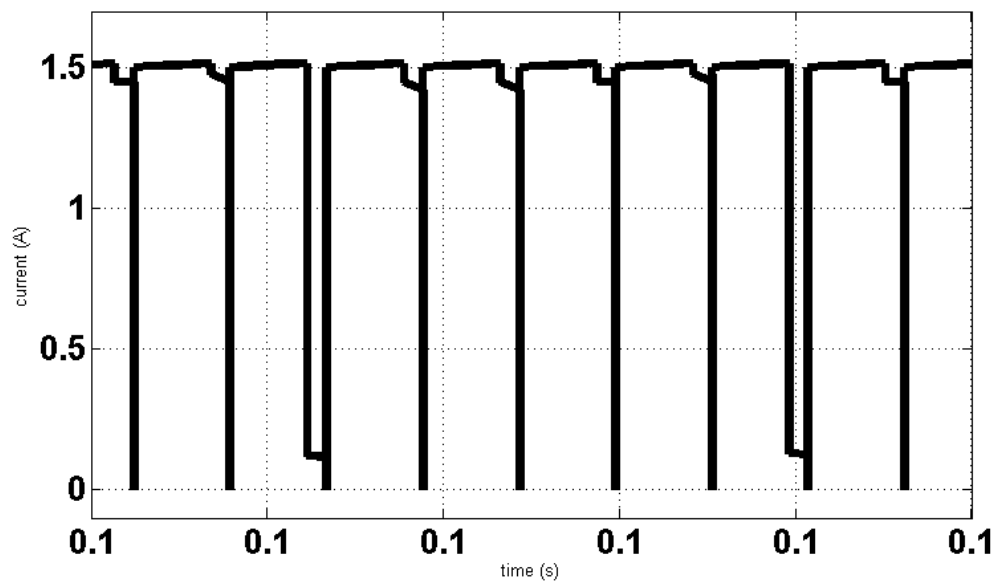
شکل (۴-۴۱). شکل موج جریان سلف مبدل باک با کنترلر SMC



شکل (۴-۴۲). شکل موج ریپل جریان سلف مبدل باک با کنترلر SMC

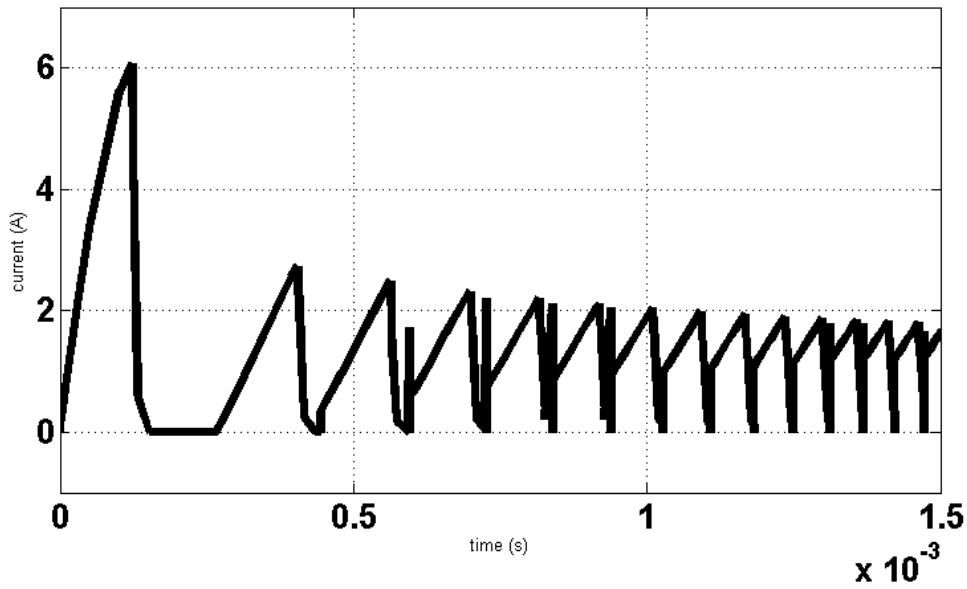


شکل (۴-۴۳). شکل موج جریان دیود در مبدل باک با کنترلر SMC

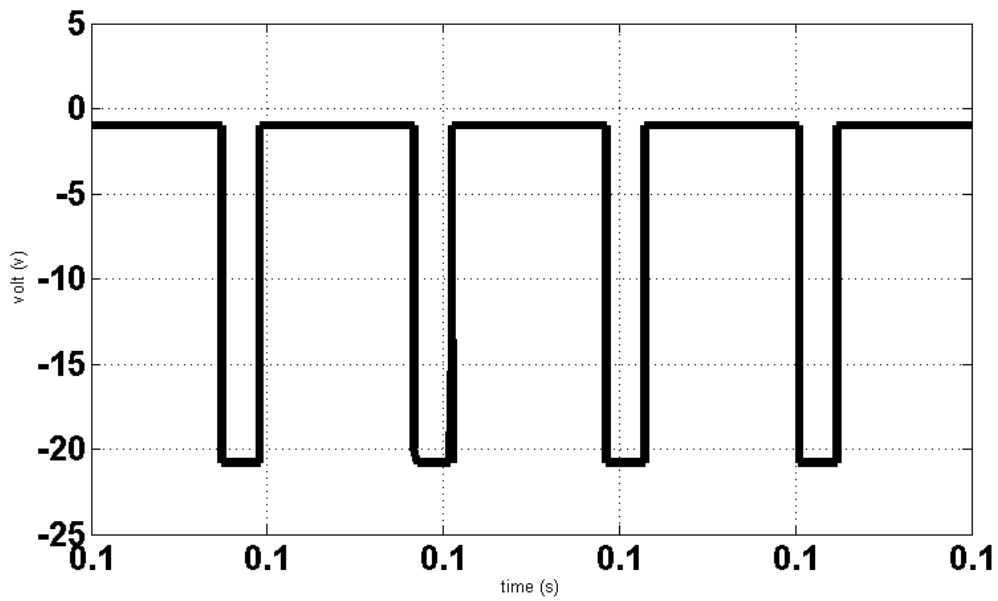


شکل (۴-۴۴). شکل موج ریپل جریان ورودی در مبدل باک با کنترلر SMC

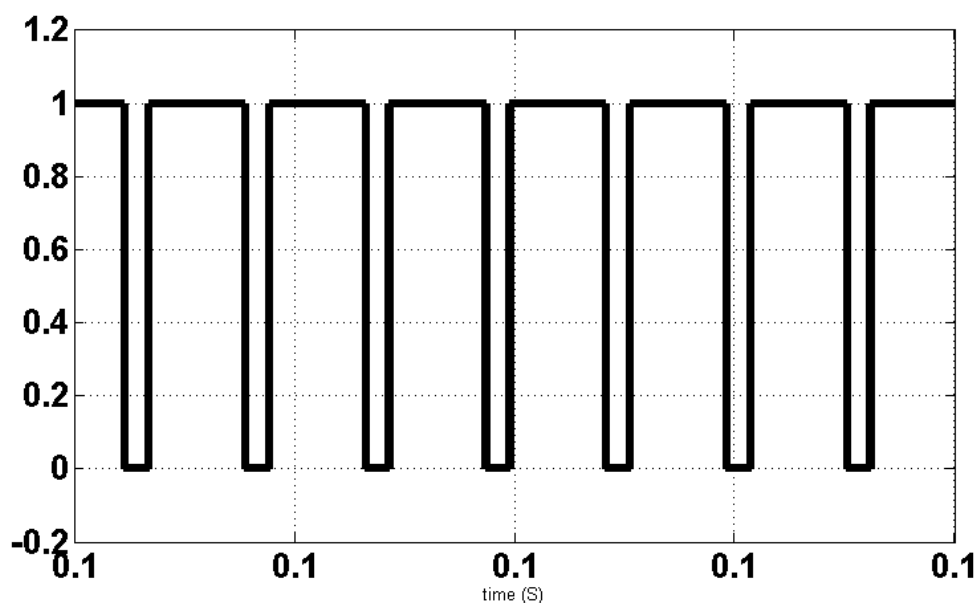




شکل (۴-۴۵). شکل موج جریان ورودی در مبدل باک با کنترلر SMC



شکل (۴-۴۶). شکل موج ولتاژ دو سر سویچ در مبدل باک با کنترلر SMC



شکل (۴۷-۴). شکل موج خروجی حلقه SMC

۴-۲-۲-۷ نکات :

۱- دو قدم مهم در کنترل حالت لغزشی وجود دارد : اول طراحی یک سطح لغزش در فضای حالت و دوم تهیه یک قانون کنترلی برای هدایت مسیر حالت سیستم با شروع هر حالت اولیه خودسرانه برای رسیدن به سطح لغزش در زمان محدود. باید توجه داشت که رسیدن به یک نقطه که در آن حالت تعادل سیستم وجود دارد که در مبدا نقطه سطح صاف است.

۲- همواره در مبدل های **DC-DC** داشتن یک ولتاژ خروجی با کمترین زمان جهش و یا پاسخ دینامیکی مناسب که به ترتیب مربوط به پاسخ حالت گذرا و ماندگار می باشد، از جمله پارامترهای اصلی به حساب می آید. این مبدل ها به خاطر سویچ شدن بین دو وضعیت خطی، نوع خاصی از سیستم های غیرخطی را ارائه می دهند که برای داشتن پاسخ حالت ماندگار مناسب، می توان توسط روش های کنترل غیرخطی، مخصوصا کنترل حالت لغزشی به کنترل آن ها پرداخت.

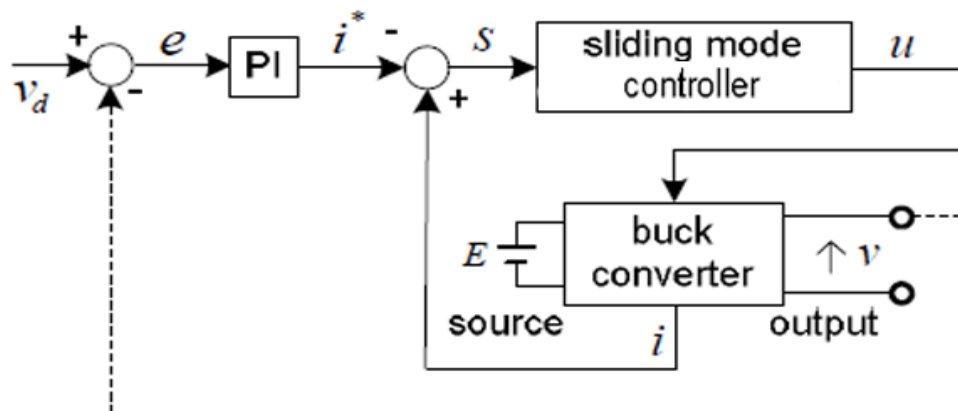
۳- پایداری سیگنال بزرگ، پاسخ دینامیکی خوب، مقاوم بودن در برابر تغییرات بار و منبع و ساخت عملی ساده این نوع کنترل کننده ها از جمله نکاتی است که استفاده از آن ها را برای مبدل های **DC-DC** روز افزون کرده است.

۴- از طرفی این نوع کنترل کننده ها خود به دو نوع مستقیم و غیرمستقیم تقسیم بندی می شوند. در نوع مستقیم از مدولاسیون هیستریزس و در نوع دوم از مدولاسیون پهنای باند برای اعمال قانون کنترل استفاده شده است. نوع مستقیم پیاده سازی عملی ساده و پاسخ دینامیکی مناسب تری نسبت به نوع دوم دارد. نوع غیرمستقیم بیشتر برای مبدل هایی که با فرکانس سوئیچینگ ثابت کار می کند، استفاده شده و ساخت عملی آن پیچیده تر از نوع دوم است.

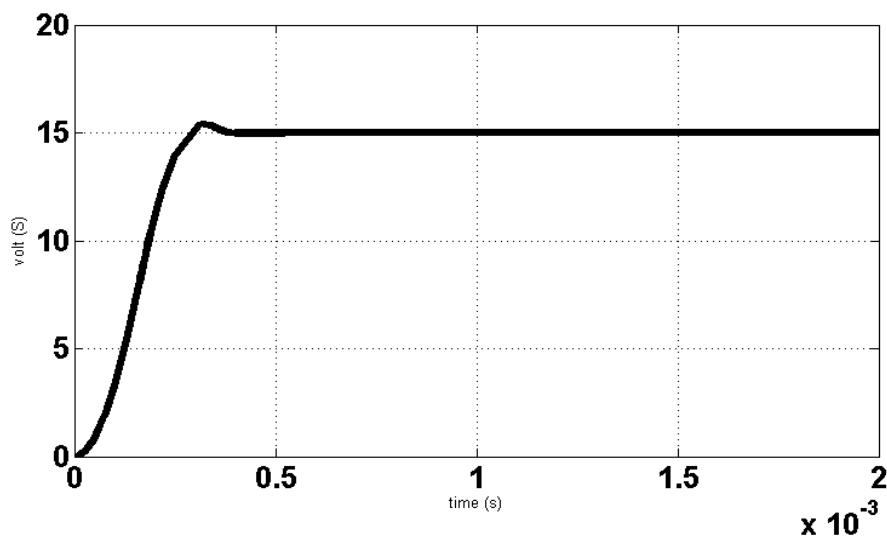
۵- از منظر پاسخ گذرا، کاهش زمان فراجهدش در ولتاژ خروجی و محدود کردن فرکانس سوئیچینگ برای این نوع مبدل ها از اهمیت خاصی برخوردار است. در سال های اخیر با معرفی روش هایی چون باند هیستریزس، فرکانس نمونه بردار ثابت، فرکانس سوئیچینگ ثابت و حداکثر فرکانس سوئیچینگ محدود به منظور محدود کردن فرکانس سوئیچینگ، پیشنهاد شده است. همزمان یک روش جایگزین از طریق تلفیق تابع شیب ثابت با کنترل کننده ها برای تعیین سوئیچینگ مبدل ها بیان شده است.

### ۳-۴- نتایج شبیه سازی PISMC

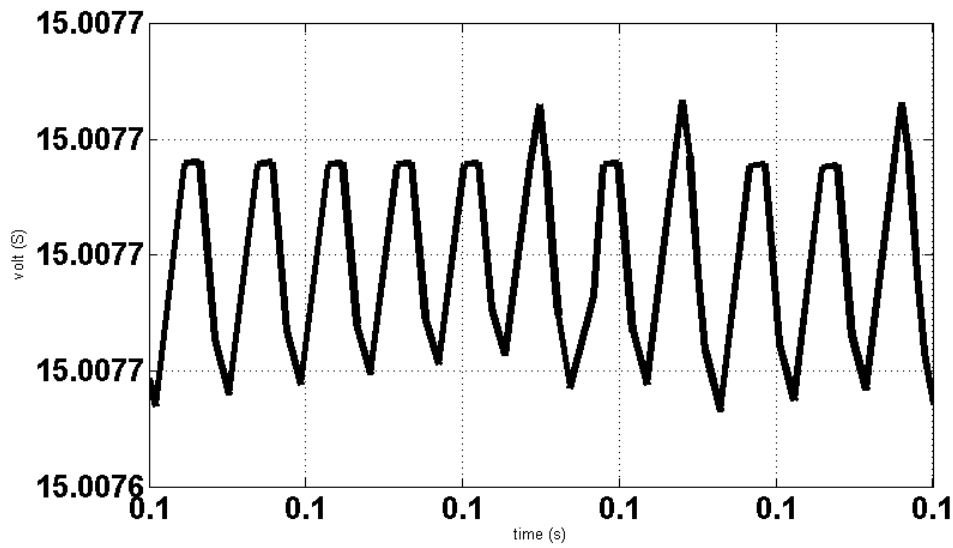
شبیه سازی مدار مطابق شکل زیر می باشد:



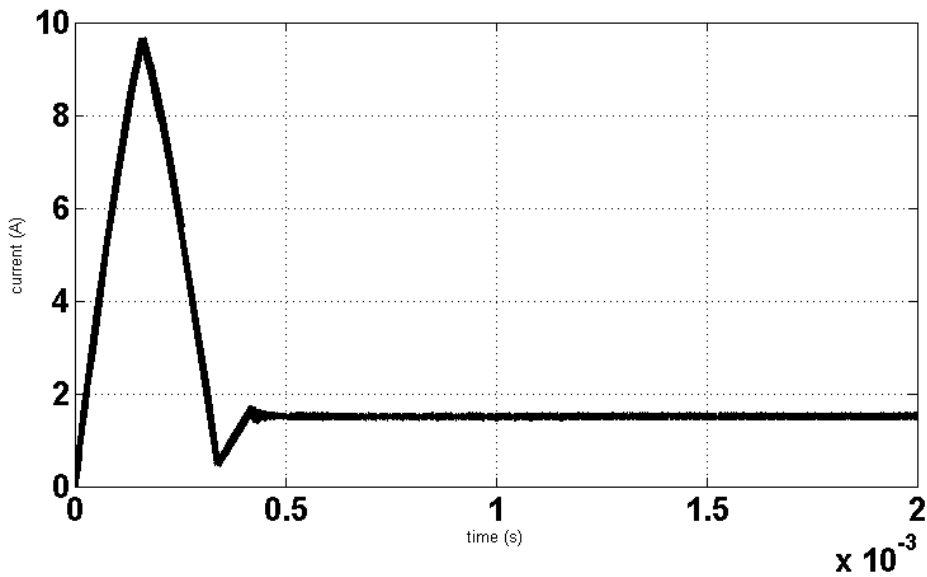
شکل (۴-۴۸). شبیه سازی مبدل باک با کنترلر PISMC



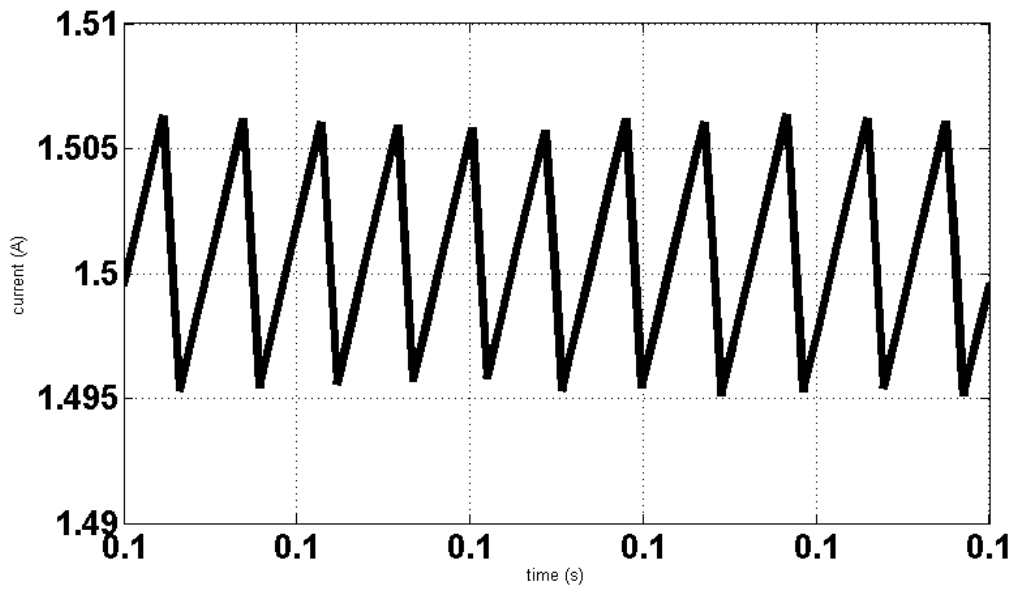
شکل (۴-۴۹). شکل موج ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر PISMC



شکل (۴-۵۰). شکل موج ریپل ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر PISMC



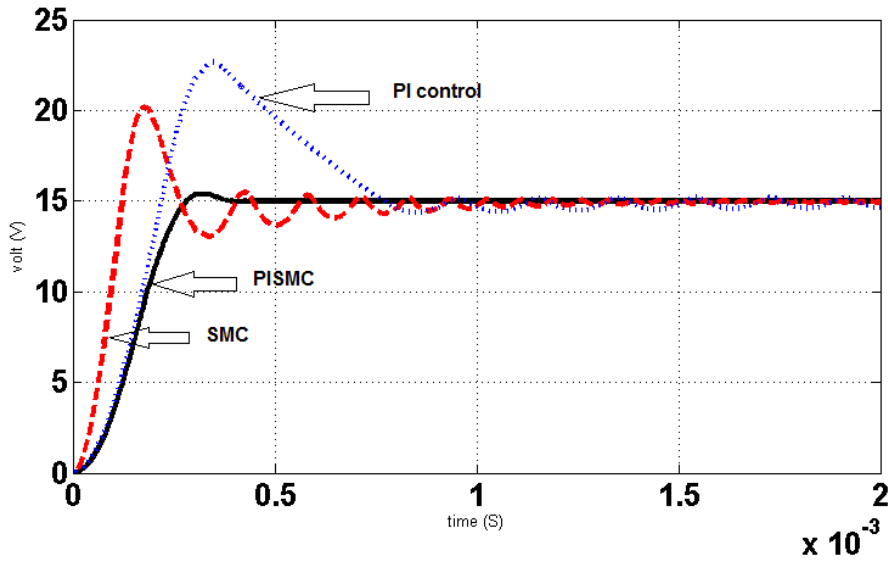
شکل (۴-۵۱). شکل موج جریان سلف مبدل باک با کنترلر PISMC



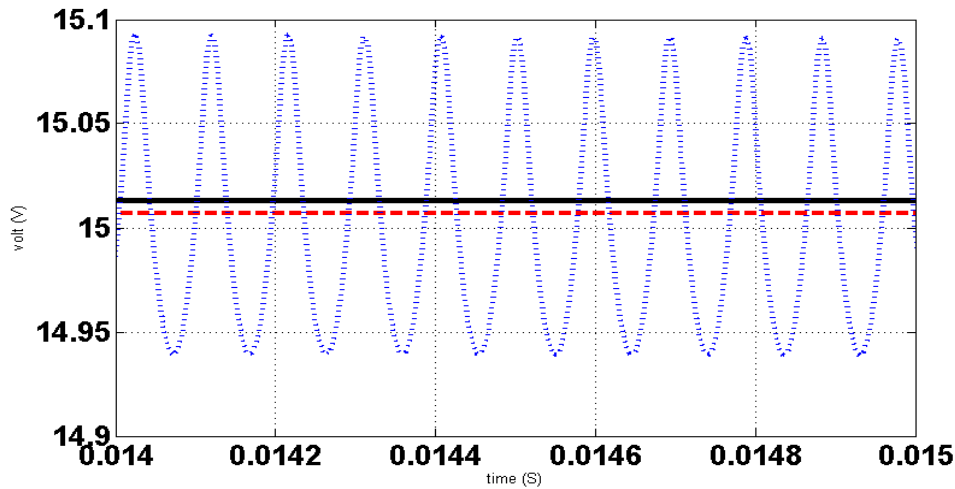
شکل (۴-۵۲). شکل موج ریپل جریان سلف مبدل باک با کنترلر PISMC

۴-۴- مقایسه جریان سلف و ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلرهای  $PI$  و  $SMC$

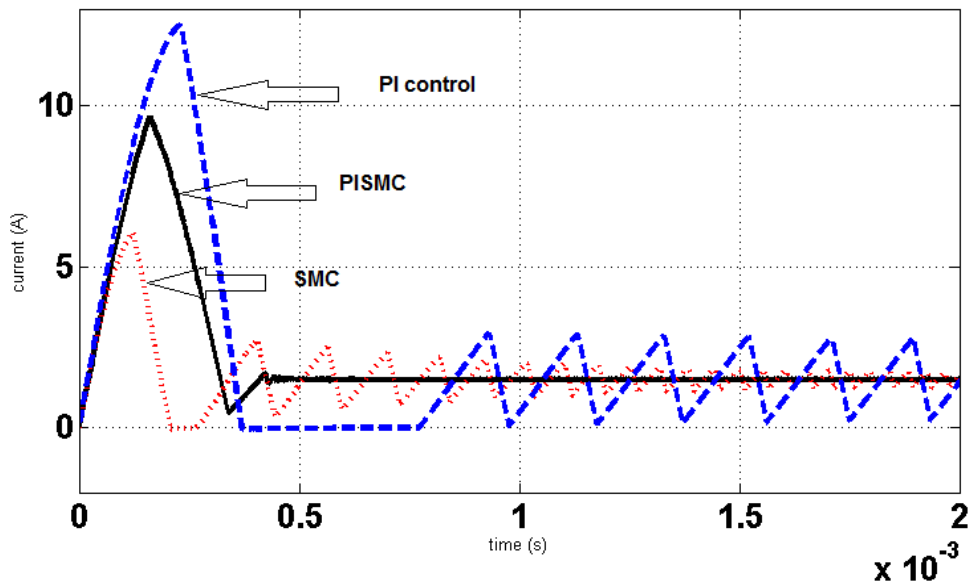
و  $PISMC$ :



شکل (۴-۵۳). شکل موج ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر های  $PI$  و  $SMC$  و  $PISMC$



شکل (۴-۵۴). شکل موج ریپل ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر های  $PI$  و  $SMC$  و  $PISMC$



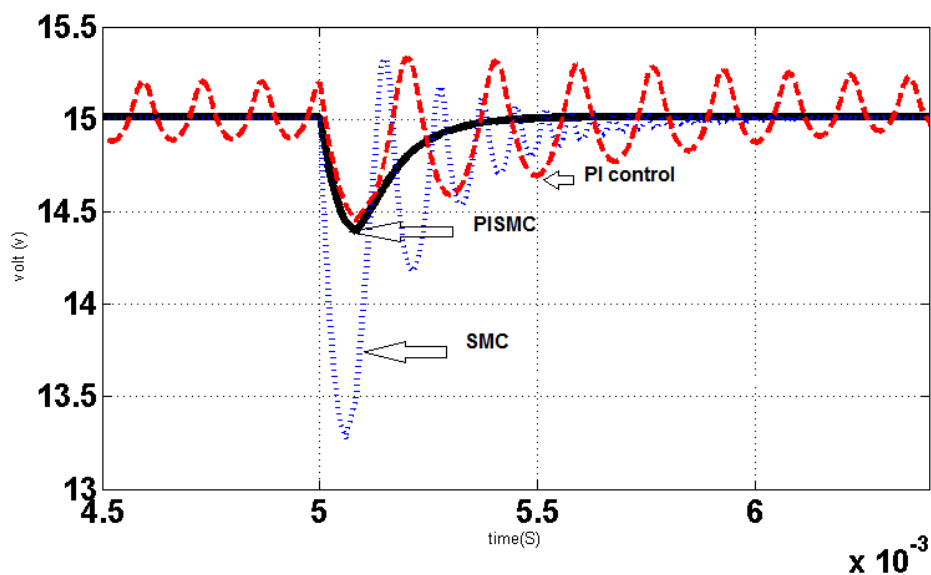
شکل (۴-۵۵). شکل موج جریان سلف مبدل باک با کنترلر های  $PI$  و  $SMC$  و  $PISMIC$

#### ۴-۵- مقایسه ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلرهای $PI$ و $SMC$ و $PISMIC$ در مقابل

##### تغییرات ناگهانی بار:

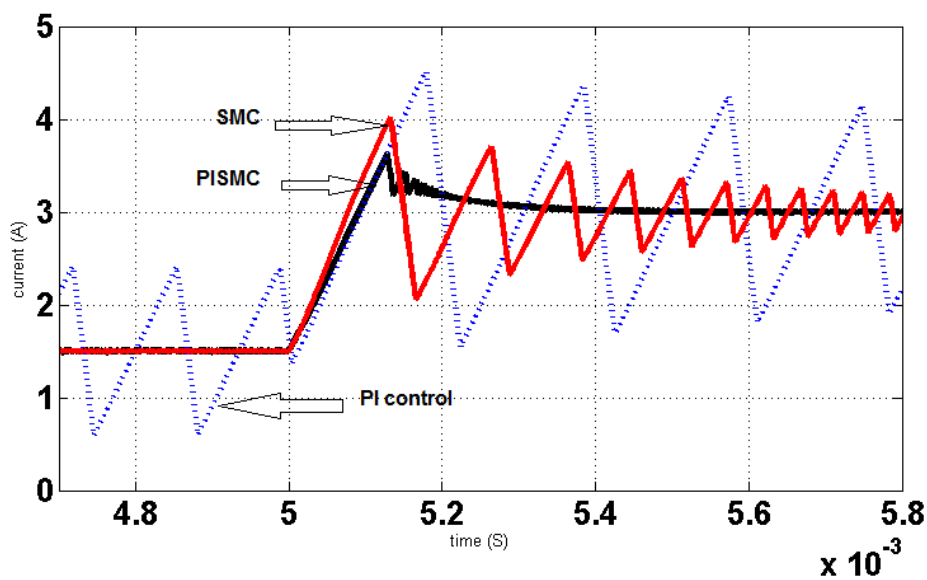
در مبدل باک اگر بطور ناگهانی در اثر اتصال کوتاه بار به نصف مقدار نهایی کاهش یابد چه می شود؟ در این شبیه سازی بار از ۱۰ اهم به ۵ اهم با اتصال یک بریکر با زمان قطع ۰,۰۰۵ کاهش پیدا می کند در اینجا مقدار تغییرات خروجی مبدل با ۳ کنترلر با هم مقاسه و عمل کرد آنها در مقابل تغییرات بار قابل مشاهده می باشد.





شکل (۴-۵۶). شکل موج ولتاژ خروجی مبدل باک با کنترلر های PI و SMC و PISM در مقابل تغییرات

بار



شکل (۴-۵۷). شکل موج جریان سلف مبدل باک با کنترلر های PI و SMC و PISM در مقابل تغییرات بار

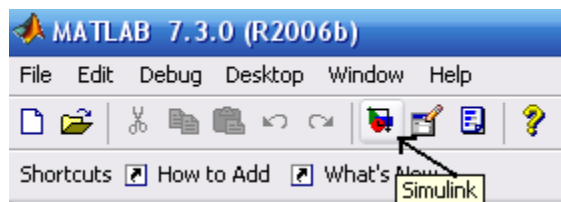
## پیوست

نحوه شبیه‌سازی در متلب

برای ایجاد مدل جدید به منظور شبیه‌سازی یک مدار در متلب تایپ می‌کنیم:

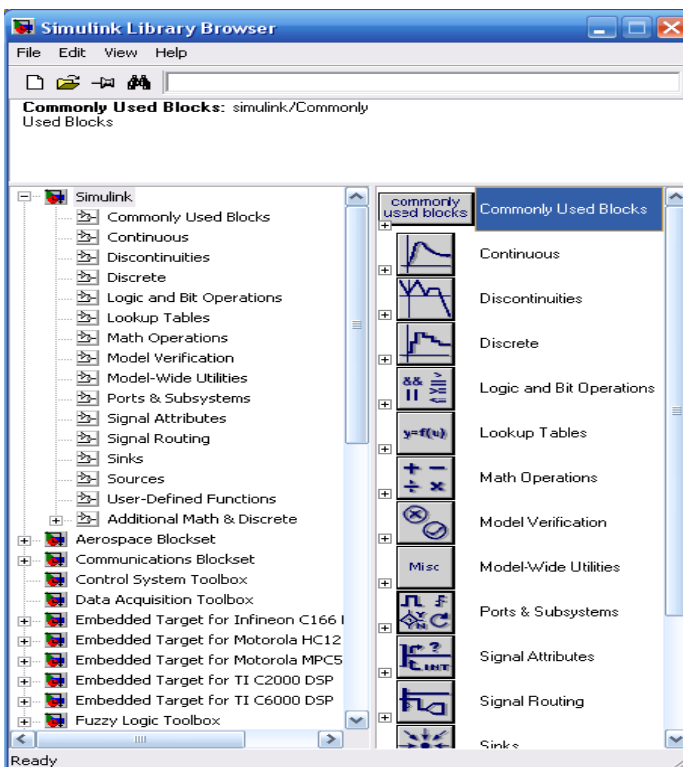
**>> simulink**

یا مطابق شکل پ ۱-۱ گزینه مربوطه در متلب انتخاب می‌کنیم:



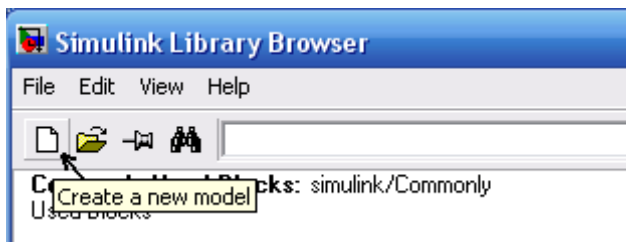
شکل پ ۱-۱ انتخاب simulink

پنجره زیر ظاهر می‌شود:



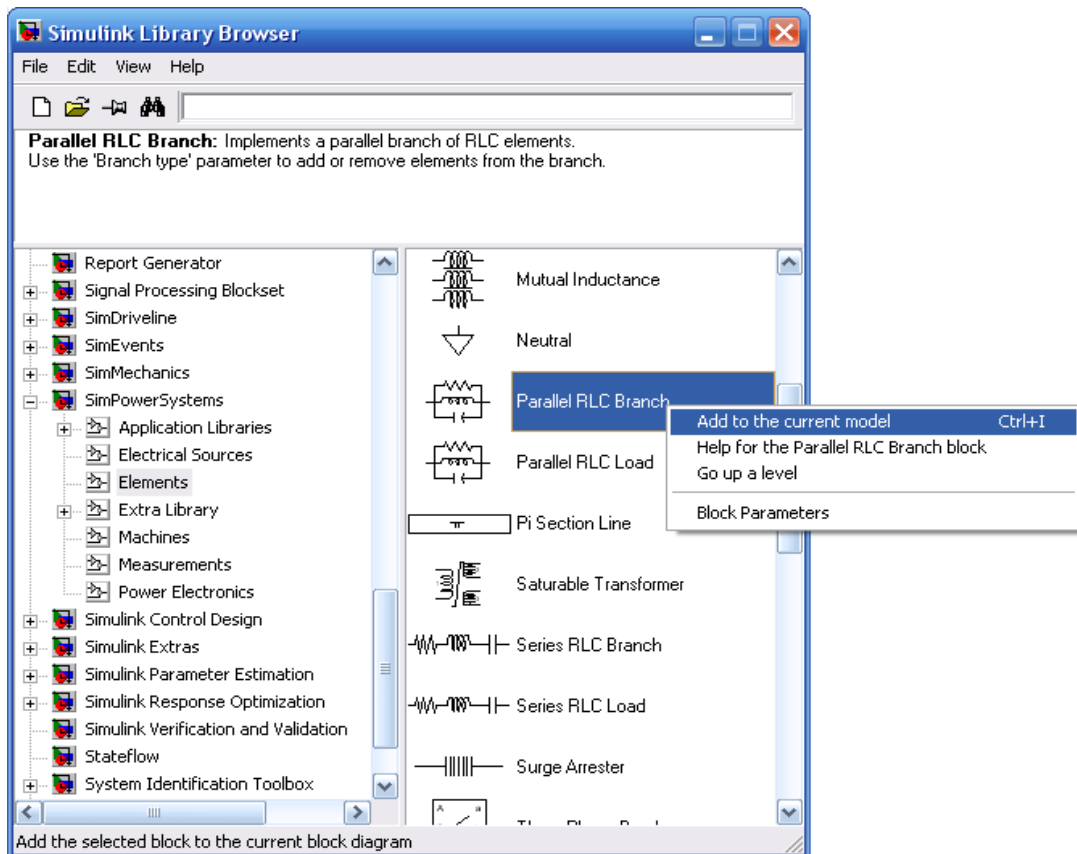
شکل پ ۱-۲ کتابخانه شبیه سازی در متلب

با انتخاب گزینه شکل پ ۱-۳ از پنجره، یک مدل جدید باز می شود:



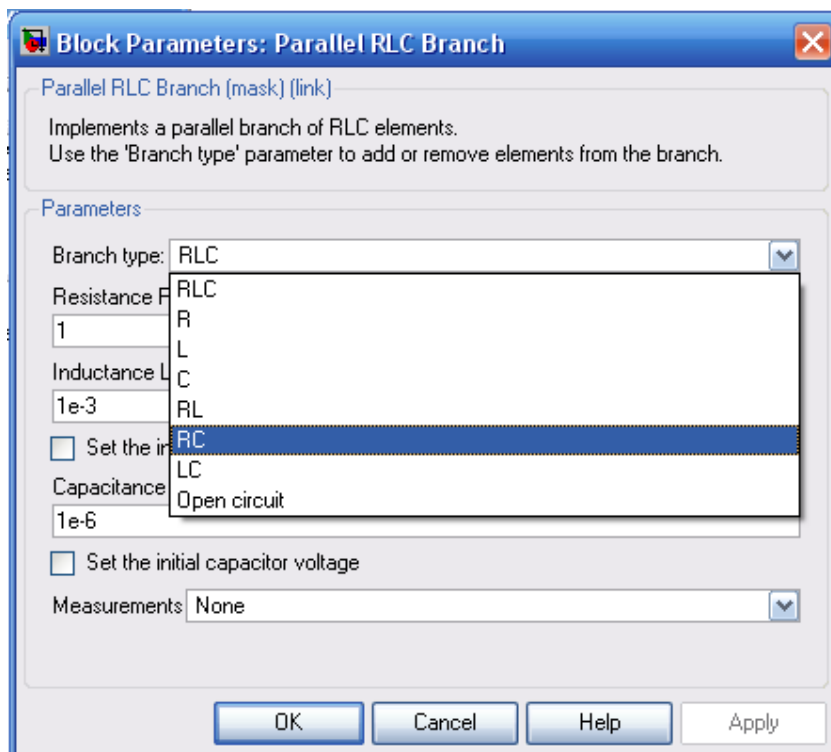
شکل پ ۱-۳ ایجاد مدل جدید

از پنجره کتابخانه شبیه‌سازی گزینه **SimPowerSystem** را انتخاب می‌کنیم و از زیر مجموعه‌اش **Element** را انتخاب می‌کنیم و در سمت چپ روی **Parallel RCL Branch** رفته و مطابق شکل پ ۱-۴ با کلیک راست روی آن گزینه **Add to** را کلیک می‌کنیم:



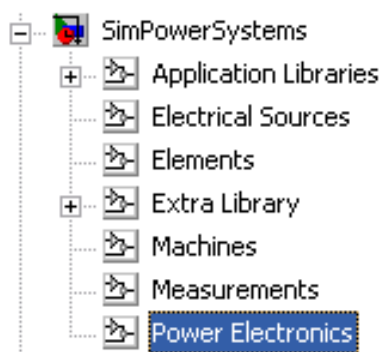
شکل پ ۱-۴ اضافه کردن قطعه جدید

به این ترتیب این قطعه به مدل ما اضافه می‌شود. با دبل کلیک بر روی آن مطابق شکل پ ۱-۵ می‌توانیم انتخاب‌های لازم را داشته باشیم:



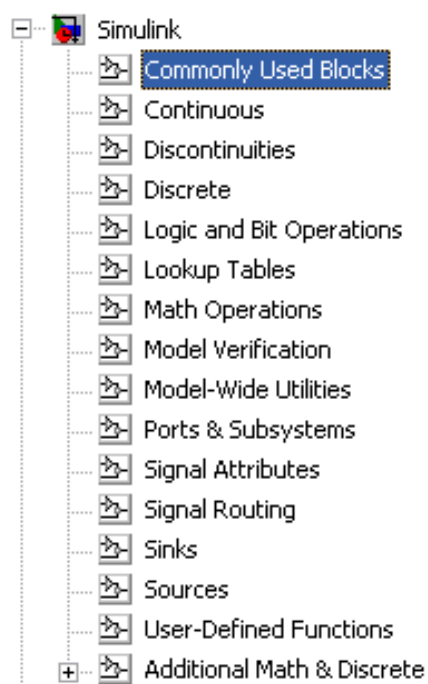
شکل پ ۱-۵ تنظیمات مربوط به RLC انتخاب شده

برای انتخاب دیود و سوئیچ مطابق شکل پ ۱-۶ **Power Electronics** را انتخاب می کنیم:



شکل پ ۱-۶ انتخاب المان های قدرت

انتخاب مابقی قطعات از قسمت **Simulink** مطابق شکل پ ۱-۷ به همین ترتیب می باشد:



شکل پ ۱-۷ انتخاب المان‌های دیگر برای شبیه‌سازی

- [1] W. Perruquetti and J. Pierre-Barbot, Sliding mode control in engineering, Marcel Dekker, 2002.
- [2] J.-J. E. Slotine and W. Li, Applied nonlinear control, Prentice-hall, 1991.
- [3] S. Sastry and M. Bodson, Adaptive control, Prentice-hall, Englewood Cliffs, 1989.
- [4] I. D. Landau, R. Lozano and M. M' Saad, Adaptive control, Springer-Verlag, London, 1998.
- [5] J.-P. Su and C.-C. Wang, "Complementary sliding control of non-linear systems", Int. J. Contr., vol. 75, no. 5, pp. 360-368, 2002.
- [6] R. A. Decarlo, S. H. Zak and G. P. Matthews, "***Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial***", IEEE Proc., vol. 76, no. 3, pp. 212-232, 1988.
- [7] C. Edwards, S. K. Spurgeon, Sliding Mode Control: Theory and Applications, Taylor & Francis, London, 1998.
- [8] O. Kaynak, K. Erbatur and R. Ertugrul, "***The fusion of computationally Intelligent methodologies and sliding-mode control- a survey***", IEEE Trans. Industrial Elec., vol. 48, no. 1, pp. 4-17, 2001.
- [9] V. I. Utkin, Sliding mode in control optimization, Springer-Verlag, New York, 1992.
- [10] W. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control of nonlinear systems: a new approach", IEEE Trans. Industrial Elec., vol. 40, no. 1, pp. 45-55, 1993.
- [11] S. Tokat, I. Eksin and M. Guzelkaya, "New approach for on-line tuning of the linear sliding surface slope in sliding mode controllers", uk. J. Elec. Engin., vol. 11, no. 1, pp. 45-59, 2003.
- [12] H. Lee, H. Shin, E. Kim, S. Kim and M. Park, "Variable structure control of manipulator using linear time-varying sliding surfaces", IEEE Proc. Intelligent Cnf., pp. 806-811, 1998.
- [13] R. G. Roy and N. Olgac, "Robust nonlinear control via moving sliding surfaces n-th order case", IEEE Proc. Contr. Cnf., pp. 943-948, 1997.

- [14] H. Morioka, K. Wada, A. Sabanovic and K. Jezernik, "Neural network based chattering free sliding mode control", IEEE Contr. Cnf., pp. 1303-1308, 1995.
- [15] Y. Li, S. Qiang, X. Zuhang and O. Kaynak, "Robust and adaptive backstepping control for nonlinear systems using RBF neural networks", IEEE Trans. on Neural Net., vol. 15, no. 3, pp. 693-701, 2004.
- [16] M. O. Efe, C. Unsal, O. Kaynak and X. Yu, "Sliding mode control of a class of uncertain systems", IEEE Contr. Cnf., pp. 78-82, 2003.
- [17] H. S. Ramirez and E. C. Morles, "A sliding mode strategy for adaptive learning in adalines", IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol 42, pp. 1001-1012, 1995.
- [18] G. G. Parma, B. R. Menezes and A. P. Braga, "Sliding mode backpropagation: control theory applied to neural network learning", IEEE Contr. Cnf., pp. 1774-1778, 1999.
- [19] K. D. Young, V. I. Utkin and U. Ozguner, "A control engineer's guide to sliding mode control", IEEE Trans. Contr. Sys., vol. 7, no. 3, pp. 328-342, 1999.
- [20] L. Dugard and E. I. Verriest, "Stability and control of time delay systems", Lecture Notes in Control and Information Sciences, no. 228, Springer-Verlag, 1997.
- [21] L. M. Fridman, E. Fridman and E. I. Shustin, "Steady modes and sliding modes in the relay control systems with time delay", IEEE Proc. Contr. Cnf., pp. 4601-4606, 1996.
- [22] F. Gouaisbaut, W. Perruquetti and J. P. Richard, "A sliding mode control for linear systems with input and state delays", IEEE Proc. Contr. Cnf., pp. 4234-4239, 1999.
- [23] I. Boiko and L. Fridman, "Analysis of chattering in continuous sliding-mode controllers", IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 50, no. 9, pp. 1442-1446, 2005.
- [24] M.-S. Chen, Y.-R. Hwang and M. Tomizuka, "A state-dependent boundary layer design for sliding mode control", IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 47, no. 10, pp. 1677-1681, 2002.
- [25] P. Kachroo and M. Tomizuka, "Chattering reduction and error convergence in the sliding-mode control of a class of nonlinear systems", IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 41, no. 7, pp. 1063-1068, 1996.
- [26] A. Cavallo and C. Natale, "Output feedback control based on a high-order sliding manifold approach", IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 48, no. 3, pp. 469-472, 2003.
- [27] S. Laghrouche, F. Plestan and A. Glumineau, "Higher order sliding mode control based on integral sliding mode", Automatica, Article in press, 2007.
- [28] S. Oh and H. Khalil, "Nonlinear output feedback tracking using high-gain observer and variable structure control", Automatica, vol. 33, pp. 1845-1856, 1997.



- [29] G. Bartolini, and P. Pydynowski, "An improved, chattering free, V.S.C. scheme for uncertain dynamical systems", *IEEE Trans. on Automat. Cont.*, vol. 41, no. 8, pp. 1220-1226, 1996.
- [30] M.-S. Chen, C.-H. Chen and F.-Y. Yang, "An LTR-observer-based dynamic sliding mode control for chattering reduction", *Automatica*, vol. 453, pp. 1111-1116, 2007.
- [31] J.-S. R. Jang, C.-T. Sun and E. Mizutani, *Neuro-fuzzy and soft computing*, Prentice-hall, 1997.
- [32] V. Mkrttchian and A. Lazaryan, "Application of neural network in sliding mode control", *IEEE Contr. Cnf.*, pp. 653-657, 2000.
- [33] Y. Li, K. C. Ng, D. J. Murray-Smith, G. J. Gray and K. C. Sharman, "Genetic algorithm automated approach to the design of sliding mode control systems," *Int. J. Contr.*, vol. 63, pp. 721-739, 1996.
- [34] Q. Ding, H. Chen, C. Jiang and Z. Chen "Combined indirect and direct method for adaptive fuzzy output feedback control of nonlinear system", *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 18, Issue 1, pp 120-124, March 2007.
- [35] Y. R. Hwang and M. Tomizuka, "Fuzzy smoothing algorithms for variable structure systems", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol 2, pp. 277-284, 1994.
- [36] K. Erbatur, O. Kaynak, A. Sabanovic and I. Rudas, "Fuzzy adaptive sliding mode control of a direct drive robot", *Robot Auto. Sys.*, vol. 19, no. 2, pp. 215-227, 1996.
- [37] C. S. Chen and W. L. Chen, "Robust adaptive sliding-mode control using fuzzy modeling for an inverted-pendulum system", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol 45, pp. 297-306, 1998.
- [38] Q. P. Ha, "Robust sliding mode controller with fuzzy tuning", *Electronic Lett.*, vol 32, no. 17, pp. 1626-1628, 1996.
- [39] R. Palm, "Robust-control by fuzzy sliding mode", *Automatica*, vol 30, no. 9, pp. 1429-1437, 1994.
- [40] G. C. Hwang and S. C. Lin, "A stability approach to fuzzy control design for nonlinear systems", *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 48, no. 3, pp. 279-287, 1992.
- [41] H. Lee and V.-I. Utkin, "Chattering suppression methods in sliding mode control systems", *Annual Reviews in Control*, vol. 31, pp. 179-188, 2007.
- [42] M. Fliess, "Nonlinear control theory and differential algebra", In C. Byrnes, A. Kurzhanski (Eds.), "Modelling and adaptive control", *Lecture Notes in Control and*

Information Sciences, New York, Springer, pp. 134–145, 1988.

[43] A. Isidori A., Nonlinear control systems II, London, Springer, 1999.

[44] G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usai and V. I. Utkin, “On multi-input chattering-free second-order sliding mode control”, IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 45, No. 9, pp. 1711-1717, 2000.

[45] H.-X. Li and S. Tong, “A hybrid adaptive fuzzy control for a class of nonlinear MIMO systems”, IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol. 11, no. 1, pp. 24-34, 2003.

[46] K. M. Khalid and S. K. Spurgeon, “Robust MIMO water level control in interconnected twin-tanks using second order sliding mode control”, Control Engineering Practice, vol. 14, pp. 375-386, 2006.

[47] S. Skogestad and I. Postlethwaite, Multivariable Feedback Control, England, John Wiley & Sons, 2005.

[48] A. Levant, “Universal SISO sliding-mode controllers with finite time convergence”, IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 49, pp. 1447-1451, 2001.

[49] A. Levant, “Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control”, International Journal of Control, vol. 76, pp. 924-941, 2003.

[50] A. Levant, “Homogeneity approach to high-order sliding mode design”, Automatica, vol. 41, pp. 823-830, 2005.

[51] A. F. Filippov, Differential equations with discontinuous right-hand side, Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 1988.

[52] Z. Man, A. P. Poplinsky and H. R. Wu, “A robust terminal sliding-mode control scheme for rigid robot manipulators”, American Control Conference, Portland, USA, pp. 2439-2444, 2005.

[53] M. Zhihong and X. H. Y. Glumineau, “Terminal sliding mode control of MIMO linear systems”, IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 44, no. 11, pp. 1065-1070, 1997.

[54] S. V. Emelyanov, S. K. Korovin and A. Levant “Higher-order sliding modes in control systems”, Differential Equations, vol. 29, pp. 1627-1647, 1993.

[55] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control”, International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.

[56] H. K. Khalil, Nonlinear systems, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1996.

[57] R. M. Hirschorn, “Singular sliding-mode control”, IEEE Trans. on Automatic Control,

vol. 46, no. 2, pp. 469-472, 2001.

[58] A. Cavallo, G. De Maria and P. Nistri, "Robust control design with integral action and limited rate control", IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 44, no. 8, pp. 1569-1572, 1999.

[59] K. S. Narendra and K. Parthasarathy, "Identification and control of dynamic systems using neural networks", IEEE Trans. on Neural Net., vol. 1, no. 1, pp. 4-27, 1990.

[60] A. U. Levin and K. S. Narendra, "Control of nonlinear dynamical systems using neural networks—part II: observability, identification, and control", IEEE Trans. on Neural Net., vol. 7, no. 1, pp. 30-42, 1996.

[61] K. J. Hunt, D. Sbarbaro, R. Zbikowski and P. J. Gawthrop, "Neural networks for control system—a survey", Automatica, vol. 28, no. 6, pp. 1083-1112, 1992.

[62] D. E. Kirk, Optimal control theory: an introduction, Prentice-hall, 2004.

[63] Tong S., Li H.-X., "Fuzzy adaptive sliding-mode control for MIMO nonlinear systems", IEEE Transaction on Fuzzy System, vol. 11, no. 3, pp. 354-360, 2003.

[64] M. K. Sifakis and S. J. Elliott, "Strategies for the control of chaos in a Duffing–Holmes oscillator", Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 14, no. 6, pp. 987-1002, 2000.

[65] C.-M. Lin and C.-F. Hsu, "Adaptive fuzzy sliding-mode control for induction servomotor system", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 19, no. 2, pp. 362-368, 2004.

[66] B. K. Bose, Power Electronics and AC drives, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1986.

[67] D. W. Novotny and T. A. Lipo, Vector control and dynamics of AC drives, New York: Oxford Univ. Press, 1996.

## **Abstract**

In this thesis, simulation and implementation of nonlinear control buck converter is offered in four seasons. Govern the buck converter and case studies done on this converter is included in this treatise. In addition, a control method to get the average output voltage to achieve a desired voltage level is expressed. The control method is provided, including a series of advantages and disadvantages are. To improve the disadvantages as well as better results and to achieve an output voltage with a constant level by reducing the voltage ripple in the output of the converter, linear controller (PI) introduced a nonlinear control method (sliding mode control) combined each three controller is simulated in the MATLAB environment in the fourth quarter, and the results are visible. At the end of this research a controller PI, SMC and PISMC each individually simulated and are compared against sudden load changes.

**Keywords:** nonlinear control, sliding mode control, SMC, PISMC



**Shahrood University of Technology**  
**Faculty of Electrical and Robotic Engineering**

**Design of Sliding Mode Controller for Switching Buck  
Converters**

**Hadi Tavallaei**

**Supervisor(s):**

**Dr.Ali Karami Moulaei**

**February 2016**