

سورة

A highly stylized, black and white calligraphic flourish. It features thick, sweeping lines that curve and loop, creating a sense of movement and rhythm. The design is reminiscent of traditional Islamic calligraphy, possibly representing a decorative element or a specific character from a script like Thuluth or Maghribi. The flourish starts with a small, elegant hook at the top, followed by a large, sweeping curve that leads into a series of smaller, more intricate loops and curves. The bottom of the flourish ends in two solid black diamond shapes, one slightly larger than the other, which serve as a base or anchor for the design.



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

رشته مهندسی برق گرایش کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی کنترل کسری توربین بادی محور افقی یک کیلووات از نوع استال کنترل

نگارنده: علی مشار موحد

استاد راهنما:

آقای دکتر حیدر طوسیان شانديز

استاد مشاور:

آقای دکتر سید کمال حسینی ثانی

شهریور ۱۳۹۵

تقدیم به پدر و مادر عزیزم که همواره یاری‌گر من بودند

و

برادر و خواهر مهربانم که بهترین دوست و همراه من هستند

قدردانی:

از خداوند بزرگ سپاسگزارم که توان به سرانجام رساندن این پایان نامه را به بنده ناچیزش بخشید تا بتوانم گامی هر چند کوچک در زمینه علم و دانش بردارم. زحمات انجام این پایان نامه در طول مدت تحصیل همواره بر دوش اساتید و دوستانی بود که به اشکال گوناگون یاری گر من بودند.

از استاد گران قدر جناب آقای دکتر حیدر طوسیان شاندیز که در این مدت با راهنمایی های دلسوزانه و حمایت های بی دریغ راه را برای به نتیجه رساندن این پژوهش هموار کردند سپاسگزاری می کنم. همچنین از اساتید ارجمند، جناب آقای دکتر حداد ظریف و جناب آقای دکتر اصیلی که با نقد منصفانه و دقیق به رفع ایرادات موجود در پایان نامه کمک کردند قدردانی می کنم.

استاد محترم جناب آقای دکتر سید کمال حسینی ثانی معاون پژوهش و فناوری پژوهشکده، بسیار فراتر از یک استاد مشاور در این پژوهش به بنده یاری رساندند که قدردانی از ایشان در این سطور میسر نیست. در تمام طول مدت انجام تحقیق، پژوهشکده هوا خورشید دانشگاه فردوسی مشهد از هیچ کمکی در زمینه در اختیار گذاردن داده های عملی، آزمایشی و شبیه سازی فروگذار نکرد و سرکار خانم مهندس پریسا توکلی و آقای مهندس مجید مصححی کمک های صمیمانه و راه گشایی داشتند.

در پایان از تمامی دوستان عزیزم که در طول این مدت، دوری از خانواده و رنج تحصیل در شهر دیگر را بر من آسان کرده و این برهه از زندگی را برای من تبدیل به خاطره ای تکرار نشدنی کردند تشکر می کنم و از خداوند بزرگ برایشان سلامتی و بهروزی آرزومندم.

لیست مقالات مستخرج:

۱- علی مشار موحد، حیدر طوسی‌ان شاندیز، "کنترل توربین‌های بادی مقیاس کوچک و مستقل از

شبکه"، دومین کنفرانس بین‌المللی انجمن انرژی ایران، تهران، ۱۳۹۴.

۲- A. Moshar Movahhed, H. Toosian Shandiz, S.K. Hosseini Sani, "Comparison of Fractional Order Modelling and Integer Order Modelling of Fractional Order Buck Converter in Continuous Conduction Mode Operation", *Advances in Electrical and Electronic Engineering (AEEE)* [Accepted].

۳- A. Moshar Movahhed, H. Toosian Shandiz, S.K. Hosseini Sani, "Fractional modeling and analysis of buck converter in CCM mode operation", *Journal of AI and Data Mining (JAIDM)* [Accepted].

تعهد نامه

اینجانب علی مشار موحد دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق گرایش کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل کسری توربین بادی یک کیلووات از نوع استال کنترل تحت راهنمایی آقای دکتر حیدر طوسیان شاندریز 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 صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است .
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده:

کنترل مرتبه کسری این امکان را در اختیار طراح قرار می‌دهد تا با مدل‌سازی دقیق‌تر دستگاه‌ها خطای ناشی از مدل‌سازی به حداقل برسد. همچنین با استفاده از اصول کنترل مرتبه کسری، کنترل‌کننده‌ای با قابلیت‌هایی به مراتب بیشتر نسبت به کنترل‌کننده مرتبه صحیح برای کنترل فرآیند ایجاد می‌گردد. در این پایان‌نامه هدف دریافت بیشینه توان از باد در توربین بادی یک کیلوواتی محور افقی ساخته‌شده در پژوهشکده هوا خورشید دانشگاه فردوسی مشهد است. مدل‌سازی کسری مبدل باک انجام می‌شود و در ادامه با طراحی کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی از مرتبه کسری که قابلیت حذف نویز فرکانس بالا در کنار دفع اغتشاش فرکانس پایین علاوه بر مقاوم بودن نسبت به تغییرات بهره را دارند دریافت توان بیشینه محقق می‌گردد. در گذشته روش‌های تطبیقی و فازی برای کنترل حلقه‌های کنترلی داخلی و خارجی به جهت هماهنگی با نواحی کاری مختلف توربین بادی صورت پذیرفته است که در این پژوهش با استفاده از دو کنترل‌کننده با ضرایب ثابت در حلقه‌های کنترلی داخلی و خارجی تمامی خواسته‌های عملکردی با تنظیم صحیح سیکل وظیفه مبدل باک به دست می‌آید.

کلمات کلیدی: توربین بادی، کنترل مرتبه کسری، مبدل کاهنده باک، کنترل‌کننده PID

فهرست مطالب:

فصل اول: مقدمه‌ای بر توربین‌های بادی و طرح مسئله.....	۱
۱-۱ مقدمه.....	۲
۲-۱ توربین بادی.....	۳
۱-۲-۱ مدل و ساختار توربین بادی.....	۴
۱-۲-۲ توربین بادی محور افقی.....	۵
۱-۲-۳ توربین بادی محور عمودی.....	۵
۱-۲-۴ زاویه یاو.....	۵
۱-۲-۵ زاویه پیچ.....	۶
۱-۲-۶ ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم.....	۷
۱-۳-۱ کنترل سرعت توربین بادی.....	۸
۱-۳-۱ عدم وجود سامانه کنترل سرعت.....	۸
۱-۳-۲ کنترل زاویه یاو.....	۹
۱-۳-۳ کنترل زاویه پیچ.....	۹
۱-۳-۴ استال کنترل.....	۹
۱-۴-۱ ردیابی نقطه توان بیشینه.....	۹
۱-۵-۱ ذخیره‌سازی.....	۱۰
۱-۵-۱ باتری.....	۱۱
۱-۵-۱-۱ مدل اصلی.....	۱۲
۱-۵-۱-۲ باتری‌های ثانویه.....	۱۲

۱۳ ۲-۵-۱ انواع باتری‌های الکتروشیمیایی
۱۴ ۶-۱ کنترل شارژ
۱۵ ۱-۶-۱ شارژ تنظیم‌نشده
۱۵ ۲-۶-۱ شارژ تک‌نرخ
۱۶ ۳-۶-۱ شارژ با نرخ چندگانه
۱۶ ۷-۱ تعریف مسئله
۱۷ ۸-۱ جمع‌بندی
۱۹	فصل دوم: معرفی سامانه‌های کسری و کنترل‌کننده‌های تناسبی - انتگرالی - مشتقی
۲۰ ۲-۱ مقدمه‌ای بر حسابان کسری
۲۱ ۲-۲ تعریف‌ها و اصول حسابان کسری
۲۱ ۱-۲-۲ انتگرال مرتبه کسری
۲۲ ۲-۲-۲ مشتق مرتبه کسری
۲۲ ۱-۲-۲-۲ مشتق ریمان لیوویل
۲۳ ۲-۲-۲-۲ مشتق کاپوتو
۲۳ ۳-۲-۲-۲ مشتق گرانوالد لتیکوف
۲۳ ۳-۲-۲ تبدیل لاپلاس
۲۴ ۴-۲-۲ تابع گاما
۲۴ ۵-۲-۲ معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری
۲۵ ۶-۲-۲ سیستم متناسب
۲۶ ۷-۲-۲ سیستم گویا

۲۶ تابع تبدیل مرتبه کسری
۲۷ بررسی پایداری
۲۸ تابع میناگ لیفلر
۲۹ تقریب
۲۹ تقریب کرون
۲۹ تقریب آستالوپ
۳۰ کنترل تناسبی- انتگرالی- مشتقی
۳۱ طراحی با روش زیگلر و نیکولز
۳۲ آثار کنترل مشتقی
۳۳ آثار کنترل انتگرالی
۳۳ کنترل کننده‌های (ت.ا.م) مرتبه کسری
۳۵ روش فاز تخت
۳۵ روش کنترل مدل داخلی
۳۶ روش قطب‌های غالب
۳۷ الگوریتم افمیگو
۳۹ جمع‌بندی
۴۱ فصل سوم: مدل‌سازی و شناسایی مرتبه کسری مبدل باک
۴۲ مقدمه
۴۲ مبدل‌های DC/DC
۴۳ مدل‌سازی کسری

۴۵ مدل کسری فضای حالت مبدل باک
۴۶ روشن بودن کلید
۴۸ خاموش بودن کلید
۵۱ مدل کسری میانگین فضای حالت
۵۲ تحلیل سیگنال بزرگ
۵۲ تحلیل سیگنال کوچک
۵۳ توابع تبدیل
۵۶ محاسبه تغییرات جریان
۵۸ محاسبه تغییرات ولتاژ
۶۰ شناسایی مبدل باک
۶۱ استفاده از جعبه ابزار متلب
۶۱ تعیین مقادیر آلفا و بتا با استفاده از روش پیشنهادی
۷۳ جمع بندی
۷۵ فصل چهارم: طراحی کنترل کننده مرتبه کسری
۷۶ ۱-۴ مقدمه
۷۶ ۲-۴ معرفی سامانه توربین بادی
۷۸ ۱-۲-۴ ردیابی نقطه توان بیشینه
۸۰ ۲-۲-۴ توابع تبدیل حلقه های کنترلی
۸۲ ۳-۴ طراحی کنترل کننده مرتبه صحیح
۸۴ ۴-۴ طراحی کنترل کسری

۸۵	۱-۴-۴ تنظیم متغیرهای کنترل کننده (ت.ا.م) کسری
۸۵	۱-۱-۴-۴ حاشیه فاز (φ_m) و فرکانس قطع بهره (ω_{cg})
۸۵	۲-۱-۴-۴ مقاوم بودن نسبت به تغییرات بهره
۸۶	۳-۱-۴-۴ حذف نویز فرکانس بالا
۸۶	۴-۱-۴-۴ دفع اغتشاش خروجی
۸۷	۲-۴-۴ تعیین متغیرهای فرکانسی
۸۷	۳-۴-۴ تنظیم متغیرهای کنترل کننده
۹۵	۵-۴ نتایج شبیه سازی بر روی مدل غیرخطی
۱۰۹	فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادها
۱۱۰	۱-۵ نتیجه گیری
۱۱۱	۲-۵ پیشنهادها
۱۱۲	منابع و مراجع

فهرست اشکال:

- شکل ۱-۱ نواحی کاری توربین باد..... ۶
- شکل ۱-۲ منحنی توان برحسب سرعت، ولتاژ خروجی ژنراتور و سیکل وظیفه ۸
- شکل ۱-۳ نمودار ردیابی نقطه توان بیشینه ۱۰
- شکل ۱-۴ مدل مداری معادل باتری ۱۴
- شکل ۲-۱ ناحیه پایدار ۲۸
- شکل ۲-۲ شمای کلی حلقه کنترلی و نوسانی شدن پاسخ برای تعیین ضرایب کنترل کننده ۳۲
- شکل ۲-۳ مقایسه گستردگی کنترل کننده مرتبه صحیح با مرتبه کسری ۳۴
- شکل ۲-۴ شمای کنترلی استاندارد در طراحی به روش مدل داخلی ۳۵
- شکل ۲-۵ مدل معادل در طراحی به روش مدل داخلی ۳۶
- شکل ۳-۱ شمای کلی کنترل شارژ مورد استفاده در توربین بادی ۴۳
- شکل ۳-۲ طرح مداری مبدل باک ۴۵
- شکل ۳-۳ طرح مداری مبدل باک در حالت روشن بودن کلید ۴۶
- شکل ۳-۴ طرح مداری مبدل باک در حالت خاموش بودن کلید ۴۸
- شکل ۳-۵ مدل سیگنال کوچک مبدل باک ۵۵
- شکل ۳-۶ تغییرات جریان سلف بر اساس مدل کسری مبدل باک..... ۵۷
- شکل ۳-۷ تغییرات ولتاژ خازن مبدل باک ۵۹
- شکل ۳-۸ سرعت باد اندازه گیری شده در سایت بینالود ۶۲
- شکل ۳-۹ سرعت باد پس از افزایش تعداد نمونه ها ۶۳
- شکل ۳-۱۰ شبیه سازی توربین بادی در محیط سیمولینک ۶۴

- شکل ۳-۱۱ ولتاژ لاینک دی سی شبیه‌سازی شده در محیط سیمولینک متلب ۶۵
- شکل ۳-۱۲ مقایسه ولتاژ باتری اندازه‌گیری شده در سایت و ولتاژ باتری شبیه‌سازی شده ۶۵
- شکل ۳-۱۳ الگوریتم پیشنهادی جهت یافتن مقدار آلفا ۶۷
- شکل ۳-۱۴ ولتاژ باتری در دو حالت شبیه‌سازی شده به صورت کسری با سیمولینک و داده‌های اندازه‌گیری شده سایت ۶۸
- شکل ۳-۱۵ الگوریتم جستجوی پیشنهادی جهت یافتن مقدار بتا ۶۹
- شکل ۳-۱۶ تغییرات اندازه‌گیری شده جریان سلف به صورت واقعی ۷۰
- شکل ۳-۱۷ تغییرات اندازه‌گیری شده ولتاژ باتری به صورت واقعی ۷۰
- شکل ۳-۱۸ مقایسه ولتاژ باتری شبیه‌سازی شده با مدل صحیح و کسری با مقدار واقعی ولتاژ باتری ۷۱
- شکل ۳-۱۹ مقایسه ولتاژ باتری شبیه‌سازی شده با مدل صحیح و کسری با مقدار واقعی ولتاژ باتری در مدت ۱۰۰ ثانیه ۷۲
- شکل ۴-۱ شکل کلی حلقه‌های کنترلی داخلی و خارجی ۷۷
- شکل ۴-۲ استفاده از جدول مراجعه‌ای در مدل غیرخطی ۷۹
- شکل ۴-۳ مکان ریشه تابع تبدیل ولتاژ دی سی به جریان سلف ۸۱
- شکل ۴-۴ مکان ریشه تابع تبدیل ولتاژ دی سی به جریان سلف بعد از افزودن قطب ۸۲
- شکل ۴-۵ منحنی بود حلقه داخلی سامانه جبران سازی شده با استفاده از کنترل کننده مرتبه صحیح.. ۸۳
- شکل ۴-۶ منحنی بود حلقه خارجی سامانه جبران سازی شده با استفاده از کنترل کننده مرتبه صحیح. ۸۴
- شکل ۴-۷ شبیه‌سازی کنترل حلقه داخلی با استفاده از تابع تبدیل مرتبه صحیح و کنترل کننده مرتبه کسری ۸۹

- شکل ۴-۸ منحنی بود حلقه داخلی سامانه جبران سازی شده با استفاده از کنترل کننده مرتبه کسری
 ۸۹
- شکل ۴-۹ تغییرات اندک فاز حلقه کنترلی داخلی در محدوده فرکانسی اشاره شده ۹۰
- شکل ۴-۱۰ پاسخ فرکانسی تابع حساسیت حلقه کنترلی داخلی ۹۱
- شکل ۴-۱۱ پاسخ فرکانسی تابع مکمل حساسیت حلقه کنترلی داخلی ۹۱
- شکل ۴-۱۲ پاسخ فرکانسی تابع تبدیل $F_2(s)$ ۹۳
- شکل ۴-۱۳ طرح کنترل کننده حلقه خارجی ۹۳
- شکل ۴-۱۴ مدل خطی با استفاده از کنترل کننده های مرتبه کسری طراحی شده ۹۴
- شکل ۴-۱۵ پاسخ پله حلقه داخلی در مدل خطی با استفاده از کنترل کننده طراحی شده مرتبه
 کسری ۹۵
- شکل ۴-۱۶ پاسخ پله حلقه خارجی در مدل خطی با استفاده از کنترل کننده طراحی شده مرتبه
 کسری ۹۶
- شکل ۴-۱۷ سرعت وزش باد برای مدت ۳۵ ثانیه ۹۷
- شکل ۴-۱۸ ردیابی جریان سلف مرجع توسط جریان سلف مبدل باک ۹۷
- شکل ۴-۱۹ ردیابی ولتاژ لینک دی سی مرجع توسط ولتاژ ورودی باک ۹۸
- شکل ۴-۲۰ سیکل وظیفه اعمال شده به کلید مبدل باک ۹۸
- شکل ۴-۲۱ جریان باتری ۹۹
- شکل ۴-۲۲ ولتاژ باتری ۹۹
- شکل ۴-۲۳ توان الکتریکی دریافت شده در خروجی مبدل باک ۱۰۰
- شکل ۴-۲۴ سیکل وظیفه اعمال شده به کلید مبدل باک با وجود بار ۱۰۱

- شکل ۴-۲۵ ردیابی جریان سلف مرجع توسط جریان سلف مبدل باک با وجود بار ۱۰۱
- شکل ۴-۲۶ ردیابی ولتاژ لینک دی سی مرجع توسط ولتاژ ورودی باک با وجود بار ۱۰۲
- شکل ۴-۲۷ جریان باتری با وجود بار ۱۰۲
- شکل ۴-۲۸ ولتاژ باتری با وجود بار ۱۰۳
- شکل ۴-۲۹ توان الکتریکی دریافت شده در خروجی مبدل باک با وجود بار ۱۰۳
- شکل ۴-۳۰ مقایسه سیکل وظیفه در دو حالت مرتبه صحیح و مرتبه کسری ۱۰۵
- شکل ۴-۳۱ مقایسه جریان سلف در دو حالت مرتبه صحیح و مرتبه کسری ۱۰۵
- شکل ۴-۳۲ مقایسه ولتاژ لینک دی سی در دو حالت مرتبه صحیح و مرتبه کسری ۱۰۶
- شکل ۴-۳۳ مقایسه توان الکتریکی خروجی دریافت شده در دو حالت مرتبه صحیح و مرتبه کسری . ۱۰۶

فهرست جداول:

- جدول ۱-۱ مشخصات ژنراتور استفاده شده در توربین بادی ۱۷
- جدول ۱-۲ تعیین ضرایب کنترل کننده ۳۲
- جدول ۱-۴ اطلاعات مبدل باک و باتری ۷۸
- جدول ۲-۴ جدول مراجعه‌ای مربوط به ردیابی نقطه توان بیشینه ۷۹
- جدول ۳-۴ ضرایب کنترل کننده (ت.ا) و (ا.ت) بهبودیافته ۱۰۴

فصل اول:

مقدمه‌ای بر ساختار و اصول توربین‌های بادی و

طرح مسئله

آلودگی بیش از اندازه ایجاد شده توسط تولید انرژی از محل سوخت‌های فسیلی و تغییرات آب و هوایی توسط اثرات گازهای گلخانه‌ای، منابع انرژی‌های تجدید پذیر را در کانون توجه قرار داده است. توربین‌های بادی در انواع مدل‌های ساحلی، فراساحلی، محور عمودی و افقی و در گستره‌های توانی گوناگون از جمله مؤثرترین روش‌های تولید انرژی تجدید پذیر است [۱، ۲]. هزینه نصب و راه‌اندازی توربین‌های بادی نسبت به سال‌های ۲۰۰۷ تا ۲۰۰۸ حدود ۳۰ تا ۳۵ درصد کاهش را نشان می‌دهد. هزینه متوسط نصب توربین‌های بادی ساحلی در آمریکا با توجه به نواحی گوناگون بین عدد ۱۲۸۰ تا ۲۲۹۰ دلار آمریکا برای هر کیلووات متغیر است حال آنکه این هزینه در چین و هند تا ۳۵ درصد کمتر خواهد بود. با کاهش هزینه‌ها انرژی بادی بهترین و کم‌هزینه‌ترین نوع تولید انرژی تجدید پذیر بوده و حتی در حال رقابتی شدن با انرژی‌های فسیلی است. لازم به ذکر است که علی‌رغم کاهش ۵۰ درصدی هزینه موردنیاز سرمایه‌گذاری برای واحدهای خورشیدی طی چند سال اخیر، بازهم هزینه تولید برق خورشیدی در ایده آل‌ترین حالت بیشتر از ۲۵۰۰ دلار آمریکا برای هر کیلووات است که این عدد بسته به مناطق مختلف جهان و مقیاس تولید نیروی برق تا ۷۰۰۰ دلار بر هر کیلووات می‌تواند متغیر باشد [۳].

سامانه‌های بادی مستقل از شبکه روش بسیار توصیه شده و مناسبی برای تأمین انرژی موردنیاز نواحی دورافتاده و حتی نواحی غیر دورافتاده اما با برخورداری از استعداد مناسبی از سرعت وزش باد است. در سامانه‌های مستقل از شبکه، توربین‌های بادی وظیفه دریافت انرژی از باد و تبدیل آن به الکتریسیته را دارند و این انرژی در سامانه‌های ذخیره‌سازی که عمدتاً باتری‌ها آن‌ها را تشکیل می‌دهند جمع‌آوری می‌گردند. وظیفه ردیابی نقطه توان بیشینه در کنار کیفیت مطلوب شارژ بر عهده کنترل شارژ است که این واحد عموماً یک مبدل الکترونیک قدرت بوده که با تعیین سیکل وظیفه کنترل شارژ را محقق می‌کند [۴].

در توربین‌های بادی سرعت متغیر عموماً ژنراتورهای مغناطیس دائم با مبدل‌های قدرت و وظیفه تولید توان را بر عهده‌دارند [۵].

۱-۲ توربین بادی

انرژی باد به‌عنوان یک منبع انرژی پاک و ارزان برای سامانه‌های مستقل از شبکه و مناطق بادخیز بسیار مناسب است. مزایای استفاده از انرژی باد امروزه برای تمام افراد آگاه نسبت به افزایش هزینه سوخت و انرژی کاملاً واضح و روشن است. برخلاف سوخت‌های فسیلی که رو به اتمام بوده و منجر به آلودگی محیط‌زیست می‌گردند، باد یک انرژی تجدید پذیر با آسیب‌های محیط زیستی حداقل است. همچنین هزینه‌ی نصب و راه‌اندازی پایین‌تری نسبت به صفحات خورشیدی دارد. امید آن می‌رود که در آینده‌ای نزدیک، بخش زیادی از انرژی برق تولیدی در جهان از طریق باد صورت پذیرد [۶]. تا سال ۲۰۲۰ انتظار می‌رود که ظرفیت نصب‌شده انرژی بادی معادل ۱۲ درصد کل تولید برق جهان باشد [۷].

توربین‌های بادی در توان‌ها و انواع مختلف تولیدشده و در دسترس قرار گرفته‌اند؛ اما به‌طور کلی توربین‌های بادی به دودسته‌ی محور افقی و محور عمودی تقسیم می‌شوند. توربین‌های محور عمودی در توان‌های پایین‌تر مورد استفاده قرار می‌گیرند و توربین‌های محور افقی تقریباً در تمام گستره‌ی توانی تولید می‌شوند. توربین‌های بادی محور عمودی به دلیل نداشتن کنترل زاویه پیچ و زاویه یابو نسبت به توربین‌های بادی محور افقی ساده‌تر هستند و تقریباً با وزش باد در هر سمتی شروع به حرکت می‌کنند.

۱-۲-۱ مدل و ساختار توربین بادی

اولین تحلیل آئرو دینامیکی توربین‌های بادی توسط بتز^۱ و گلوئرت^۲ در اواخر ۱۹۲۰ و اوایل ۱۹۳۰ صورت پذیرفت. توان تولیدی توسط توربین بادی به تعامل میان روتور توربین بادی و باد وابسته است [۶]. توان تولیدشده به وسیله‌ی یک توربین بادی به صورت رابطه (۱-۱) ارائه شده است.

$$P_T = \frac{1}{2} C_p \rho A V^3 \quad (1-1)$$

که در این رابطه، P_T توان خروجی مکانیکی توربین بر حسب وات، ρ بیانگر چگالی هوا بر حسب کیلوگرم بر مترمکعب، A معرف مساحت جاروب شده توسط پره‌های روتور توربین بادی بر حسب مترمربع، V نشان‌دهنده‌ی سرعت باد با واحد متر بر ثانیه و C_p ضریب قدرت را نشان می‌دهد و به معنای بازدهی جذب توان باد توسط توربین است [۶، ۸]. همچنین λ یا همان نرخ سرعت نوک نیز در رابطه (۲-۱) دیده می‌شود.

$$\lambda = \frac{\omega_T R}{V} \quad (2-1)$$

ω_T در رابطه (۲-۱) سرعت زاویه‌ای توربین با واحد رادیان بر ثانیه و R شعاع پره بر حسب متر است. ضریب توان توربین بادی (C_p) برای λ بهینه، یعنی حالتی که زاویه پیچ پره‌ها برابر با صفر می‌گردد، بیشینه خواهد شد [۶].

^۱ Betz
^۲ Glauert
^۳ Tip Speed Ratio

۱-۲-۲ توربین بادی محور افقی

در این توربین‌ها روتور و ژنراتور و تجهیزات الکترونیک قدرت در بالای یک برج بلند قرار گرفته است و خط عمود بر پره‌ها در راستای افق قرار می‌گیرد. توربین‌های بادی محور افقی از اجزای گوناگونی مانند ستون، ناسل و پره‌ها تشکیل شده که ژنراتور، گیربکس، مبدل‌های قدرت و سامانه‌ی کنترل درون ناسل بر روی برج و در ارتفاع قرار می‌گیرد.

۱-۲-۳ توربین بادی محور عمودی

توربین‌های محور عمودی به توربین‌هایی اطلاق می‌گردد که جهت چرخش پره‌های آن عمود بر جهت وزش باد است. این توربین‌ها فاقد کنترل زاویه‌ی پیچ و یاهستند و با وزش باد در هر جهتی به چرخش درخواهند آمد و انرژی تولید خواهد کرد. اکثر توربین‌های مورد استفاده امروزی مخصوصاً در توان‌های بالا از نوع محور افقی هستند. اگرچه مدل‌هایی از این نوع توربین‌ها در مقیاس‌های بزرگ هم ساخته شده و به صورت آزمایشی یا تجاری مورد بهره‌برداری قرار گرفته‌اند، اما توربین‌های بادی محور عمودی بیشتر در سامانه‌های با توان‌های پایین مورد استفاده قرار می‌گیرند. در توان‌های بالا توربین‌های محور افقی هزینه‌ی کمتری نسبت به توربین‌های محور عمودی در همان توان دارند. از مزایای این نوع توربین عمودی نسبت به توربین‌های بادی محور افقی، عدم حساسیت به جهت باد و آشفتگی آن است (این نکته در مکان‌هایی که جهت وزش باد خیلی متغیر است، مثلاً در بالای ساختمان‌های مسکونی، یک امتیاز به شمار می‌رود)

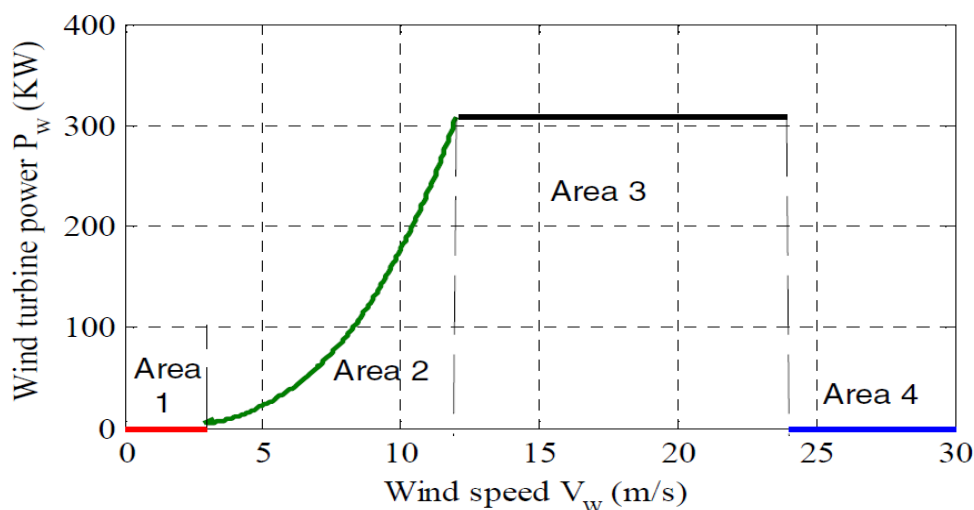
۱-۲-۴ زاویه یاه

توربین‌های بادی محور افقی به منظور تنظیم شفت روتور توربین بادی با جهت وزش باد برای دریافت بیشترین توان از باد از این ساختار استفاده می‌کنند. این ساختار می‌تواند به صورت غیرفعال (برای مثال،

توربین با استفاده از یک باله‌ی انتهایی در جهت مستقیم باد قرار گیرد) و فعال (برای مثال با استفاده از یک موتور تغییر وضعیت اتفاق بیافتد) مورد استفاده قرار گیرد. در حالتی که از موتور بهره گرفته می‌شود، داده‌ها از حسگرها خوانده شده و فرآیند کنترلی مناسب توسط پردازنده تعیین می‌گردد [۹].

۱-۲-۵ زاویه پیچ

با استفاده از این ساختار زاویه پره‌ها به گونه‌ای تنظیم می‌شود که در هنگام راه‌اندازی بیشترین گشتاور به ژنراتور وارد گردد و در ناحیه ۲ کاری هم‌توان دریافتی از باد بیشینه گردد. این ساختار در ناحیه ۴ یا همان ناحیه قطع هم نقش مهمی را ایفا می‌کند، به این ترتیب که با تغییر زاویه پره‌ها منجر به کاهش نیروی دریافتی از باد می‌شود. همچنین علاوه بر دریافت توان بیشینه با تنظیم زاویه‌ی یاو و پیچ، در صورت وزش باد با سرعتی بیش از مقدار مجاز، ناسل و پره‌ها را از جهت مستقیم باد خارج کرده تا حداقل نیروی آئرودینامیکی به توربین وارد گردد و با اعمال ترمز تولید انرژی متوقف گردد تا آسیبی به قطعات توربین بادی وارد نگردد. نواحی کاری مختلف توربین بادی در شکل (۱-۱) دیده می‌شود.



شکل ۱-۱ نواحی کاری توربین باد [۱۰]

۱-۲-۶ ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم

در میان انواع گوناگون توربین‌های بادی، ژنراتورهای سنکرون مغناطیس دائم به دلیل ساختار ساده و قابلیت اطمینان بالا به صورت گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرند [۴]. در این ژنراتور شار روتور ثابت است و بین سرعت زاویه‌ای (ω_e) و دامنه ولتاژ خروجی ژنراتور که پس از یکسو سازی به مبدل باک اعمال می‌شود روابط خطی زیر برقرار است.

$$\frac{V_s}{\omega_e} = K_1 \varphi = K_2 \quad (3-1)$$

در رابطه (۳-۱) K_1 ضریب بهره ثابت و K_2 ضریب ثابت در شار ثابت است. همچنین رابطه‌ی بین فرکانس زاویه‌ای و سرعت چرخش روتور در (۴-۱) بیان شده است.

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega \quad (4-1)$$

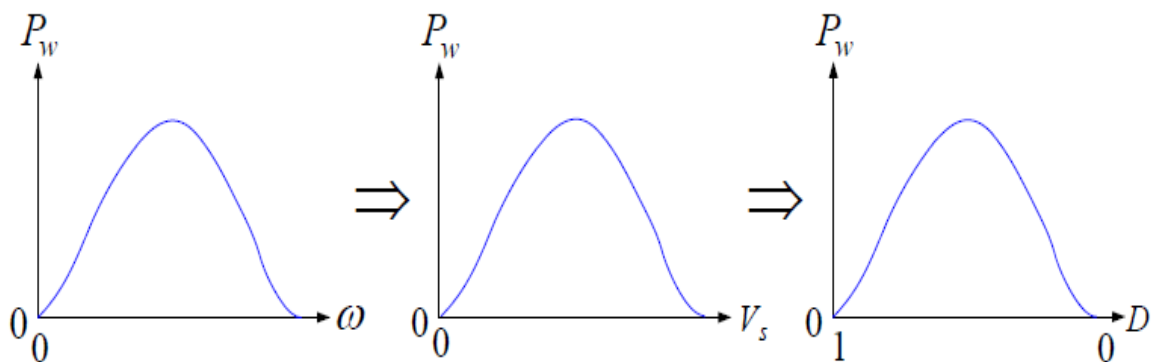
P تعداد قطب‌های ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم است. از ترکیب دو رابطه (۳-۱) و (۴-۱) خواهیم داشت.

$$V_s = \frac{P}{2} K_2 \omega \quad (5-1)$$

V_s پس از یکسو سازی به عنوان ورودی به مبدل باک اعمال می‌گردد بنابراین می‌توان ارتباط بین سیکل وظیفه و سرعت چرخش روتور را به دست آورد.

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad , \quad D = \frac{2V_o}{pK_2\omega} = \frac{2V_o}{pK_2\omega} \quad (6-1)$$

بنابراین کافی است تا با کنترل سیکل وظیفه سرعت روتور به گونه‌ای تنظیم شود که در هر سرعت وزش بادی، تولید توان در محدوده‌ای نزدیک به منحنی نقطه توان بیشینه قرار داشته باشد و توان دریافتی بیشینه گردد. با توجه به روابط (۴-۱) و (۵-۱) منحنی توان بر حسب ولتاژ خروجی ژنراتور و سیکل وظیفه مبدل به دست خواهد آمد [۸].



شکل ۲-۱ منحنی توان بر حسب سرعت، ولتاژ خروجی ژنراتور و سیکل وظیفه

۳-۱ کنترل سرعت توربین بادی

در طول ۴۰ سال گذشته فناوری توربین‌های بادی تغییرات اساسی یافته است. توربین‌های بادی بزرگ نصب‌شده‌ی امروزی نیازمند طراحی سامانه‌های سرعت متغیر و ترکیب کنترل زاویه‌ی پیچ و الکترونیک قدرت هستند. از طرف دیگر سامانه‌های کوچک باید ارزان و ساده باشند. روش‌های کنترل سرعت در توربین‌های بادی به دسته‌های زیر تقسیم‌بندی می‌شوند [۱۱].

۱-۳-۱ عدم وجود سامانه کنترل سرعت

در این روش توربین، ژنراتور الکتریکی و به‌طور کلی تمام سامانه‌ی بادی به‌گونه‌ای طراحی می‌شود تا تحمل باد شدید و طوفانی را داشته باشد.

۱-۳-۲ کنترل زاویه یاو

در این روش برای حالتی که سرعت وزش باد از محدوده‌ی مشخص شده بیشتر است، ناسل از مسیر باد خارج می‌شود تا کمترین نیرو به پره‌ها وارد گردد. البته در محدوده‌ی مجاز هم به‌گونه‌ای عمل می‌کند تا پره‌ها در معرض بیشترین نیروی باد قرار گیرند و دریافت توان بیشینه شود.

۱-۳-۳ کنترل زاویه پیچ

با تغییر زاویه‌ی پیچ پره‌ها در هنگام تغییر سرعت و جهت وزش باد به‌وسیله‌ی این ساختار سرعت روتور تنظیم می‌شود. در محدوده‌ی مجاز (در ناحیه ۲ و ۳) هدف از تغییر زاویه پیچ رسیدن به ردیابی نقطه توان بیشینه و در خارج از ناحیه‌ی کاری (ناحیه قطع) دریافت کمترین نیرو از باد توسط پره‌ها خواهد بود.

۱-۳-۴ استال کنترل

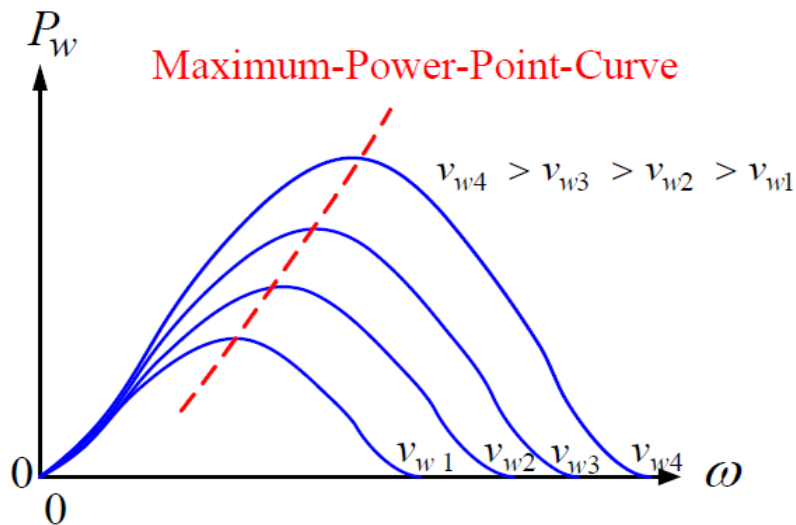
در این روش کنترلی هنگامی که سرعت وزش باد از محدوده‌ی ایمن فراتر رود، پره‌های توربین به موقعیت جدیدی منتقل خواهد شد تا کمترین انرژی را از باد دریافت کرده و دچار آسیب دیدگی نگردد. بعد از پایان یافتن طوفان و شرایط اضطراری توربین می‌بایست دوباره راه‌اندازی گردد.

به دلیل وجود مبدل‌ها و تجهیزات الکترونیک قدرت، بسته به نوع توربین با کنترل مبدل‌های قدرت و یک یا چند روش کنترل سرعت اشاره شده در بالا توان و سرعت روتور کنترل می‌شود.

۱-۴-۱ ردیابی نقطه توان بیشینه^۴ (MPPT)

در سامانه‌های با توان پایین، ردیابی نقطه توان بیشینه با طراحی کنترل برای تعیین مقدار سیکل وظیفه مبدل تحقق می‌یابد [۴].

^۴ Maximum Power Point Tracking



شکل ۱-۳ نمودار ردیابی نقطه توان بیشینه

در شکل (۱-۳) منحنی تولید توان توربین بادی برحسب سرعت چرخش توربین بادی (ω) در سرعت‌های مختلف باد، آورده شده است. در سرعت‌های مختلف وزش باد، با کنترل سرعت چرخش توربین بادی می‌توان به تولید توان بیشینه دست‌یافت که به‌صورت خطی با سیکل وظیفه مبدل باک مورد استفاده در ارتباط است [۸].

به‌صورت تئوری ثابت می‌گردد که منحنی نقطه توان بیشینه تحت C_p ثابت تابعی مربعی از سرعت چرخش توربین بادی خواهد بود. در هنگام اندازه‌گیری‌های گوناگون مشخص شد که منحنی نقطه توان بیشینه می‌تواند با یک‌چند جمله‌ای مرتبه دوم مدل‌سازی گردد [۴].

۱-۵ ذخیره‌سازی

انرژی الکتریکی با بازدهی حدود ۱۰۰ درصدی می‌تواند به گرما تبدیل شود یا با بازدهی خیلی بالا به انرژی مکانیکی تبدیل گردد، اما انرژی گرمایی نمی‌تواند با بازده بالا به الکتریسیته تبدیل شود؛ بنابراین بازده معمول نیروگاه‌های حرارتی حدود ۴۰ درصد است. عدم قابلیت ذخیره‌سازی در مقیاس بزرگ یکی از مشکلات الکتریسیته است. این مسئله در نیروگاه‌های بزرگ فسیلی مشکلی ایجاد نمی‌کند، چون تولید بر اساس مصرف تنظیم می‌گردد و انرژی تولیدی توسط مصرف‌کننده استفاده می‌شود اما در انرژی‌های

خورشیدی و بادی که همواره با مقدار مشخص و ثابتی تولید انجام نمی‌گیرد، ذخیره‌سازی انرژی حائز اهمیت خواهد بود. همچنین در سامانه‌های مستقل از شبکه به دلیل قابل پیش‌بینی نبودن سرعت وزش باد نیاز به ذخیره‌ساز انرژی احساس می‌گردد. روش‌های مختلف ذخیره‌سازی انرژی مانند الف) چرخ گردان، ب) ذخیره‌ساز هیدرولیکی، پ) پمپ کردن آب، د) باتری، ه) پیل سوختی و فشرده‌سازی هوا جهت انباشت انرژی مورد استفاده قرار می‌گیرد. در هنگام وجود انرژی تولیدی اضافی این مقدار انرژی در سامانه‌ی ذخیره‌سازی انباشت می‌گردد و در زمان افزایش بار یا کاهش تولید از این انرژی ذخیره‌شده برای تأمین نیاز بار استفاده می‌شود [۱۲، ۱۳].

یکی از روش‌های متداول ذخیره‌سازی انرژی الکتریکی در سامانه‌های مستقل از شبکه استفاده از باتری به‌عنوان ذخیره‌ساز است. باتری‌ها قابلیت جذب هر سطحی از توان را دارند به‌شرط آن‌که جریان شارژ از محدودیت‌های مشخص‌شده فراتر نرود. باتری را می‌توان یک مقاومت متغیر در نظر گرفت، زمانی که در ولتاژ ثابت جریان متغیر است [۴]. باتری‌های الکتروشیمیایی به دلیل طراحی پیمانه‌ای^۵ فرآیند ساخت کوتاه، ترکیب قاب‌بندی و فشرده و قابلیت بازیابی بالا، پرکاربردترین نوع سیستم ذخیره‌ساز شناخته می‌شوند [۱۴].

۱-۵-۱ باتری

انرژی در باتری‌ها به‌صورت انرژی الکتروشیمیایی ذخیره می‌گردد و در گستره‌ی وسیعی از تجهیزات کاربرد دارد. دو مدل پایه برای باتری‌های الکتروشیمیایی وجود دارد.

^۵ Modular

۱-۵-۱-۱ مدل اولیه^۶

فقط یکبار قابل استفاده هستند و فرآیند الکتروشیمیایی بازگشت پذیر نیست. با یکبار تبدیل شدن انرژی شیمیایی به انرژی الکتریکی و یا دشارژ شدن عمر باتری تمام می شود؛ بنابراین نیاز به باتری های قوی از این دست خواهد بود.

۱-۵-۱-۲ باتری های ثانوی^۷

این باتری ها به عنوان باتری های قابل شارژ شناخته می شوند و فرآیند الکتروشیمیایی در این باتری ها بازگشت پذیر است. در فرآیند دشارژ شدن، انرژی شیمیایی به انرژی الکتریکی تبدیل می شود و بعد از آن با تزریق جریان مستقیم، انرژی الکتریکی به صورت انرژی شیمیایی در باتری ذخیره می گردد. در هر مرحله شارژ و دشارژ مقداری از انرژی به گرما تبدیل می شود. بازده تبدیل به عددی بین ۷۰ تا ۸۰ درصد خواهد رسید.

باتری های شیمیایی از سلول هایی تشکیل شده اند که در هر کدام از آنها انرژی الکتروشیمیایی در ولتاژهای پایین ذخیره می گردد. برای دستیابی به ولتاژ و جریان های بالاتر، این سلول ها درون باتری با یکدیگر سری و موازی می گردند. ظرفیت باتری ها با نماد C و یکای آمپر ساعت (Ah) نمایش داده می شوند. ظرفیت به این معناست که C آمپر را در n ساعت می تواند تحویل دهد. از دیگر متغیرهای مهم می توان به وضعیت شارژ باتری^۸ (SOC) اشاره کرد که به صورت زیر تعریف می گردد [۱۱].

$$\text{ظرفیت شارژ باقی مانده در باتری} = \frac{\text{ظرفیت شارژ باقی مانده در باتری}}{\text{ظرفیت باتری}} \quad (7-1)$$

^۶ Primary Battery

^۷ Secondary Battery

^۸ State of Charge

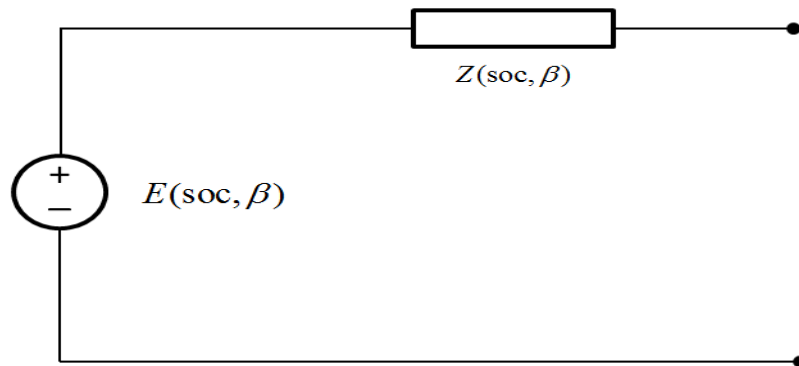
۱-۵-۲ انواع باتری‌های الکتروشیمیایی

در ادامه به برخی از مهم‌ترین انواع باتری‌های الکتروشیمیایی اشاره گردیده است [۱۱].

- سرب-اسید (Lead-Acid) یا (Pb-Acid)
- نیکل-کادمیوم (Nickel-Cadmium)
- نیکل-متال-هایدرید (Nickel-Metal-Hydrid)
- لیتیوم-یون (Lithium-Ion)
- لیتیوم-پلیمر (Lithium-Polymer) یا (Li-Poly)
- زینک-ایر (Zinc-Air)

هرکدام از باتری‌های اشاره شده در بالا با توجه به محل استفاده، طول عمر، وزن، قیمت و سایر شرایط می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند؛ اما باتری‌های سرب اسید مرسوم‌ترین نوع ذخیره‌سازها در دسته‌ی باتری‌ها هستند. از ویژگی‌های آن می‌توان به کم‌هزینه بودن نسبت به سایر باتری‌ها و وجود گستره‌ی وسیع توانی اشاره کرد. البته از ذکر این نکته نباید غافل بود که امروزه ساخت و طراحی این نوع باتری‌ها به دوران بلوغ خود رسیده است [۱۴]. از جمله کاربردهای این نوع باتری‌ها می‌توان به خودروهای برقی و هیبریدی، سایت‌های تولید انرژی مستقل از شبکه، سامانه‌های ذخیره‌سازی انرژی^۹ اشاره کرد. یک منبع ولتاژ ایده آل سری شده با مقاومت ساده‌ترین مدلی است که می‌توان برای مدل‌سازی باتری در نظر گرفت که در شکل (۴-۱) دیده می‌شود.

^۹ Uninterruptible Power Supply



شکل ۴-۱ مدل مداری معادل باتری

با گذشت زمان متغیرهای باتری مخصوصاً مقاومت داخلی آن دچار تغییر می‌شود [۱۵]. علاوه بر وضعیت شارژ، دمای محلول (β) هم یکی از متغیرهای مهمی است که می‌تواند بر روی ولتاژ باتری و مقاومت داخلی آن تأثیرگذار باشد [۱۴].

۶-۱ کنترل شارژ

تمامی دستگاه‌ها و تجهیزاتی که با باتری‌ها در ارتباط هستند دارای بخشی به نام کنترل شارژ هستند، این قسمت وظیفه‌ی انجام شارژ بهینه و صحیح باتری را بر عهده دارد. همچنین در سامانه‌های بادی و تجدید پذیر کنترل شارژ مسئولیت دستیابی به ردیابی نقطه توان بیشینه را نیز بر عهده دارد. برای این منظور با کنترل مناسب این بخش می‌توان به اهداف مطرح شده دست پیدا کرد [۴].

الگوریتم‌های گوناگونی جهت شارژ باتری‌ها وجود دارد که در ادامه به هر یک از آن‌ها اشاره خواهد شد [۱۱].

۱-۶-۱ شارژ تنظیم نشده^{۱۰}

استفاده از این راهبرد برای شارژ باتری کم‌هزینه بوده و معمولاً برای سامانه‌های مقیاس کوچک و علی‌الخصوص سامانه‌های خورشیدی کاربرد دارد. برای مثال می‌توان یک سامانه‌ی خورشیدی که باتری تنها با صفحه‌ی متصل شده به آن شارژ می‌گردد را در نظر گرفت که ولتاژ باتری ۱۲ ولت بوده و ولتاژ پایانه‌ی صفحه‌ی خورشیدی حداکثر ۱۵ ولت در نظر گرفته شده باشد. در این حالت شارژ اضافی اتفاق نمی‌افتد، البته برای اطمینان می‌توان با استفاده از یک دیود یا ترانزیستور شرایطی را فراهم نمود تا در صورت وجود شارژ اضافی این جریان به زمین منتقل گردد.

مهم‌ترین نکته در شارژ باتری‌ها جلوگیری از شارژ اضافه باتری است. شارژ اضافی در باتری به گرما تبدیل می‌شود و این مسئله می‌تواند منجر به کاهش طول عمر باتری گردد. حتی در صورت اضافه شارژ زیاد ممکن است انفجار هم برای باتری اتفاق بیفتد [۱۱].

۱-۶-۲ شارژ تک‌نرخ^{۱۲}

در این روش شارژ به صورت یگانه است، یعنی دو حالت روشن یا خاموش وجود دارد. به این معنا که فرآیند شارژ با حداکثر توان صورت می‌گیرد یا اصلاً انجام نمی‌پذیرد. زمانی که ولتاژ باتری از حد مشخصی کمتر شد شارژ شدن باتری آغاز می‌شود و تا کامل شدن ظرفیت باتری ادامه می‌یابد. به محض اینکه ولتاژ پایانه باتری وضعیت شارژ کامل را نشان دهد فرآیند شارژ شدن باتری متوقف شده و تا رسیدن شارژ باتری به وضعیت از قبل تعیین شده ادامه می‌یابد.

^{۱۰} Unregulated Charging

^{۱۱} Over Charging

^{۱۲} Single Charge Rate

در این روش باتری به صورت کامل شارژ نمی‌شود. البته روش جایگزینی هم برای این الگوریتم وجود دارد که نسبت به شارژ چند نرخی کم‌هزینه‌تر است. روش جایگزین به این صورت است که با استفاده از پالس‌های جریان‌ی باتری تا سطح مشخصی^{۱۳} شارژ شده سپس پالس جریان قطع می‌شود و این فرصت به فرآیندهای الکتروشیمیایی داده می‌شود تا تثبیت و بازترکیب شوند در ادامه با اعمال مجدد پالس جریان فرآیند شارژ از سر گرفته می‌شود و این عمل به صورت متناوب ادامه می‌یابد [۱۱]. در مقالات گزارش شده که با استفاده از جریان شارژ پالسی بازده شارژ افزایش یافته و عمر مفید باتری نیز بیشتر شده است [۴].

۱-۶-۳ شارژ با نرخ چندگانه^{۱۴}

در این روش ابتدا با جریان ثابت شارژ باتری به ۸۰ تا ۹۰ درصد مقدار نهایی رسانده می‌شود، سپس در مرحله‌ی بعدی با ثابت نگه‌داشتن ولتاژ باتری شارژ می‌گردد. در این مرحله در ولتاژ ثابت جریان ورودی به باتری برقرار شده و تا زمانی که جریان از حد مشخصی کمتر نشود شارژ باتری تا رسیدن وضعیت شارژ به حالت کامل ادامه می‌یابد. این روش شارژ بهترین الگوریتم شارژ باتری است. در ابتدای فرآیند شارژ شدن سرعت شارژ باتری زیاد و در ادامه کاهش می‌یابد.

۱-۷ تعریف مسئله

دستگاه مورد بررسی در این پایان نامه، توربین یک کیلوواتی محور افقی از نوع استال کنترل است. ژنراتور از نوع سنکرون مغناطیس دائم با خروجی سه فاز و موج سینوسی با مشخصات ارائه شده در جدول (۱-۱) است. ولتاژ خروجی ژنراتور با استفاده از یکسو ساز پل دیودی برای اعمال به مبدل باک به ولتاژ مستقیم تبدیل می‌شود. در خروجی مبدل باک بانک باتری متشکل از ۱۸ عدد باتری اسیدی سربی ۱۲ ولتی و مجموعاً با ۲۰۰ آمپرساعت ظرفیت ذخیره‌سازی انرژی را بر عهده‌دارند. طراحی کنترل‌کننده‌ای مطلوب که

^{۱۳} Gassing Threshold

^{۱۴} Multiple Charge Rate

بتواند در حلقه کنترلی داخلی سیکل وظیفه را به گونه‌ای تعیین نماید که جریان سلف مبدل باک به مقدار تعیین شده توسط کنترل کننده حلقه خارجی برسد. کنترل کننده حلقه خارجی با استفاده از جدول مراجعه‌ای موجود برای پیشینه شدن توان دریافتی از باد، مقدار جریان سلف را برای حلقه داخلی تعیین می‌نماید. طراحی کنترل کننده تناسبی - انتگرالی - مشتقی از مرتبه کسری در این پایان‌نامه دنبال می‌شود.

پارامتر	نماد	مقدار
مقاومت استاتور	R_S	۰/۵ اهم
اینرسی	J	۰/۰۸۵ کیلوگرم مترمربع
ولتاژ نامی	$V_{nominal}$	۴۸ ولت
توان نامی	$P_{nominal}$	۱۰۰۰ وات
گشتاور راه‌اندازی	$T_{start up}$	۰/۴۹ نیوتن متر
سرعت نامی	$\omega_{nominal}$	۴۳۰ دور در دقیقه
گشتاور در دور نامی	$T_{nominal}$	۳۰ نیوتن متر
تعداد قطب‌ها	P	۱۲
وزن	W	۲۵

جدول ۱-۱ مشخصات ژنراتور استفاده شده در توربین بادی

۸-۱ جمع‌بندی

در این فصل به بیان مقدمه‌ای در مورد انرژی‌های تجدیدپذیر و معرفی اجمالی توربین‌های بادی و ساختار آن‌ها پرداخته شد. ردیابی نقطه توان پیشینه و توضیحاتی در رابطه با باتری‌ها برای ذخیره‌سازی انرژی

استحصال از باد از دیگر مسائلی بود که مرور گردید. در پایان الگوریتم‌های شارژ باتری و دستگاہی که در این پایان‌نامه مورد بررسی و کنترل قرار خواهد گرفت معرفی شد.

فصل دوم

معرفی سامانه‌های کسری و کنترل‌کننده‌های

تناسبی - انتگرالی - مشتقی

۲-۱ مقدمه‌ای بر حسابان کسری

اگرچه مبحث حسابان کسری یعنی استفاده از مقادیر گویا، غیر گویا، غیر صحیح یا حتی مختلط در عملگرهای مشتق و انتگرال برای دانشجویان و فارغ‌التحصیلان مهندسی کمی عجیب و نامأنوس به نظر می‌رسد اما تاریخچه‌ای چند سده‌ای در کنار این مبحث وجود دارد که امروزه با بررسی و ورود این موضوع به گرایش‌های مهندسی و خصوصاً مهندسی کنترل در پیچه‌های تازه‌ای در مدل‌سازی و طراحی کنترل‌کننده‌ها گشوده شده است.

در ابتدای پیدایش حساب دیفرانسیل و انتگرال در سال ۱۶۹۵، لایبنیتز شخصاً در نامه‌ای به هوییتال از وی در مورد تعمیم مشتقات صحیح به کسری پرسید، در خلال این نامه‌نگاری‌ها لایبنیتز پاسخ داد که اگرچه این مسئله یک تناقض است اما روزی خواهد رسید که می‌تواند نتایج مفیدی در برداشته باشد. بعد از گذشت سه سده امروز حسابان کسری در حال گسترش و تعمیم در حوزه‌های مهندسی است.

البته ذکر این نکته ضروری است که واژه حسابان کسری واژه دقیقی نبوده و استفاده از کلمه غیر صحیح می‌تواند با دقت بیشتری این شاخه از علم را توصیف نماید اما با توجه به این‌که واژه‌ی کسری به‌عنوان غلط مصطلح در پژوهش‌های امروزی به عبارتی شناخته‌شده تبدیل گردیده و در مقالات و کتب مورداستفاده قرار می‌گیرد تقریباً در همه مراجع با همین نام به کار می‌رود [۱۶].

حسابان کسری در حال حاضر در زمینه‌های مختلفی همچون، ریاضیات، فیزیک، مهندسی، شیمی، علوم کامپیوتری، مکانیک، داروشناسی، علم مواد و عصب‌شناسی مورداستفاده قرار می‌گیرد [۱۷]. شاید در آینده‌ای نه‌چندان دور، حسابان مرتبه صحیح رایج و متداول امروزی با حسابان مرتبه کسری به دلیل قابلیت گسترش دادن کنترل‌کننده‌های مرتبه صحیح به کنترل‌کننده‌هایی از مرتبه کسری با عملکرد مطلوب‌تر و قابلیت‌های بیشتر جایگزین گردد [۱۸].

۲-۲ تعریف‌ها و اصول حسابان کسری

با توجه به تفاوت‌های ساختاری و بنیادین که در حسابان کسری در مقابل حسابان صحیح وجود دارد در ابتدا برای آشنایی و درک بهتر محاسبات انجام گرفته در معادلات مرتبه کسری، به معرفی برخی از مهم‌ترین تعاریف و نکات این حوزه مختصراً پرداخته می‌شود. برای بررسی و مطالعه بیشتر مراجع معرفی شده در این فصل راهگشا خواهد بود.

۱-۲-۲ انتگرال مرتبه کسری

در حالت صحیح، بر اساس ایده ریمان لیوویل و مبتنی بر نتیجه‌ی رابطه کوشی برای انتگرال‌های تکراری می‌توان به یک کانولوشن ساده به صورت رابطه (۱-۲) دست یافت.

$$I_c^n f(t) \stackrel{\Delta}{=} D_c^{-n} f(t) = \frac{1}{(n-1)!} \int_c^t (t-\tau)^{n-1} f(\tau) d\tau \quad , \quad t > c \quad , \quad n \in \mathbf{Z}^+ \quad (1-2)$$

می‌توان درستی رابطه (۲-۱) را برای $n \in \mathbf{R}^+$ گسترش داد با این تفاوت که $(n-1)!$ به $\Gamma(n)$ تبدیل می‌شود. بر همین اساس طبق تعریف ریمان لیوویل، انتگرال کسری از مرتبه α را به صورت زیر تعریف می‌کنیم.

$$I_c^\alpha f(t) \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_c^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad , \quad t > c \quad , \quad \alpha \in \mathbf{R}^+ \quad (2-2)$$

با توجه به اینکه در کنترل، با سامانه‌های دینامیکی کار می‌کنیم علی بودن تابع $f(t)$ ضروری است. همان‌طور که دیده می‌شود انتگرال کسری را می‌توان با یک کانولوشن علی به صورت رابطه (۳-۲) توصیف کرد.

$$I^\alpha f(t) = \Phi_\alpha(t) * f(t) \quad , \quad \alpha \in \mathbf{R}^+ \quad (3-2)$$

$$\Phi_{\alpha}(t) = \frac{t_+^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)}, \quad \alpha \in R^+ \quad (4-2)$$

۲-۲-۲ مشتق مرتبه کسری

تعریف اشاره شده در (۱-۲) با جایگذاری α با $-\alpha$ به مشتق از مرتبه کسری تبدیل نخواهد شد برخلاف آنچه در حسابان مرتبه صحیح وجود دارد. در حسابان مرتبه صحیح جایگذاری α با $-\alpha$ منجر به تبدیل انتگرال به مشتق می گردد.

$$\frac{d^{-n} f(t)}{dt^{-n}} = I^n f(t), \quad n \in N \quad (5-2)$$

با توجه به اینکه عملگر مرتبه کسری تعریف شده انتگرال است و رابطه بسته‌ای همانند رابطه (۲-۲) برای مشتق وجود ندارد، بنابراین برای اینکه مشتق مرتبه کسری بگیریم باید با تلفیق انتگرال مرتبه کسری و مشتق مرتبه صحیح به مشتق مرتبه کسری دست یابیم. تعاریف زیادی برای مشتق مرتبه کسری وجود دارد اما در ذیل به سه تعریف مهم و رایج اشاره می کنیم [۱۹].

۱-۲-۲-۲ مشتق ریمان لیوویل

ریمان لیوویل مشتق از مرتبه آلفا را به صورت رابطه (۶-۲) ارائه کرده است.

$${}_R D^{\alpha} f(t) \stackrel{\Delta}{=} D^m I^{m-\alpha} f(t) = \frac{d^m}{dt^m} \left[\frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \right], \quad m \in N, \quad m-1 < \alpha < m \quad (6-2)$$

طبق تعریف ریمان لیوویل ابتدا انتگرال کسری از مرتبه $m-\alpha$ از تابع گرفته شده و سپس مشتق مرتبه صحیح از مرتبه m اعمال می شود.

۲-۲-۲-۲ مشتق کاپوتو

رابطه دیگری که می توان برای مشتق از مرتبه کسری ارائه نمود به وسیله کاپوتو تعریف شده است.

$${}_c D^\alpha \stackrel{\Delta}{=} I^{m-\alpha} D^m f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_0^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-m+1}} d\tau \quad , m-1 < \alpha < m , m \in N \quad (7-2)$$

مشتق کاپوتو نسبت به سایر تعاریف مشتق کسری متداول تر است.

همان گونه که در رابطه (۸-۲) دیده می شود، پرواضح است که حاصل مشتق با استفاده از تعریف ریمن با حاصل مشتق همان تابع با استفاده از تعریف کاپوتو یکسان نیست.

$${}_R D^\alpha f(t) \stackrel{\Delta}{=} D^m I^{m-\alpha} f(t) \neq I^{m-\alpha} D^m f(t) \stackrel{\Delta}{=} {}_c D^\alpha f(t) \quad (8-2)$$

۳-۲-۲-۲ مشتق گرانوالد لتنیکوف

گرانوالد لتنیکوف تعریف دیگری است که می توان برای مشتق مرتبه کسری ارائه نمود.

$${}_L D^\alpha f(t) = \sum_{k=0}^m \frac{f^{(k)}(0^+) t^{k-\alpha}}{\Gamma(m+1-\alpha)} + \frac{1}{\Gamma(m+1-\alpha)} \int_0^t (t-\tau)^{m-\alpha} f^{(m+1)}(\tau) d\tau \quad , m > \alpha - 1 \quad \begin{matrix} 9- \\ 2 \end{matrix}$$

۳-۲-۲-۳ تبدیل لاپلاس

تبدیل لاپلاس یکی از مهم ترین ابزارها در مهندسی کنترل است و اهمیت آن در سیستم های خطی و تغییرناپذیر با زمان بر کسی پوشیده نیست. در روابط ذیل برخی از روابط لاپلاس که احتمال برخورد با آنها بیشتر است، معرفی می گردد.

$$\ell[I^\alpha f(t)] = s^{-\alpha} F(s) \quad (10-2)$$

$$\ell[{}_R D^\alpha f(t)] = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{m-1} s^k [{}_R D^{\alpha-k-1} f(t)]_{t=0} \quad (11-2)$$

$$\ell[{}_C D^\alpha f(t)] = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{m-1} s^{\alpha-k-1} f^{(k)}(0) \quad (12-2)$$

$$\ell[L D^\alpha f(t)] = s^\alpha F(s) \quad (13-2)$$

در تمامی روابط بالا شرط رابطه (۱۴-۲) برقرار است.

$$m-1 \leq \alpha < m \quad (14-2)$$

۴-۲-۲ تابع گاما

تمامی تعاریف مربوط به مشتق و انتگرال کسری وابسته به تابع گاما هستند [۱۹] برای مقادیر مثبت و حقیقی n تابع گاما به صورت زیر تعریف می‌شود [۲۰].

$$\Gamma(n) = \int_0^{\infty} e^{-u} u^{n-1} du \quad (15-2)$$

حال اگر n عددی طبیعی باشد، تابع گاما را می‌توان به صورت فاکتوریل تعریف کرد و خواهیم داشت،

$$\Gamma(n) = (n-1)!, n \in N \quad (16-2)$$

۵-۲-۲ معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری

معادلات برای یک سیستم با دینامیک زمان پیوسته از مرتبه کسری به صورت (۱۷-۲) رابطه نوشته می‌شود.

$$H(D^{\alpha_0 \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m})(y_1, y_2, y_3, \dots, y_l) = G(D^{\beta_0 \beta_1 \beta_2 \dots \beta_n})(u_1, u_2, u_3, \dots, u_k) \quad (17-2)$$

که y_i و u_i تا توابعی بر حسب زمان هستند و $H(\cdot)$ و $G(\cdot)$ ترکیبی از مشتق گیرهای مرتبه کسری هستند که برای یک سیستم تک‌ورودی و تک‌خروجی رابطه را به صورت روابط (۱۸-۲) و (۱۹-۲) می‌نویسیم به طوری که شرط اشاره شده در رابطه (۲۰-۲) برقرار باشد.

$$H(D^{\alpha_0 \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m}) = \sum_{k=0}^n a_k D^{\alpha_k} \quad , \quad G(D^{\beta_0 \beta_1 \beta_2 \dots \beta_m}) = \sum_{k=0}^m b_k D^{\beta_k} \quad (18-2)$$

$$a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D^{\alpha_0} y(t) = b_m D^{\beta_m} u(t) + b_{m-1} D^{\beta_{m-1}} u(t) + \dots + b_0 D^{\beta_0} u(t) \quad (19-2)$$

$$a_k, b_k \in R \quad (20-2)$$

۶-۲-۲ سیستم‌های متناسب^{۱۵}

اگر در رابطه (۱۹-۲) تمام توان‌های مشتق گیر مضرب صحیحی از یک مقدار پایه‌ی آلفا باشد، به طوری که شرط اشاره شده در رابطه (۲۱-۲) برقرار باشد، سیستم متناسب خواهد بود.

$$\alpha_k, \beta_k = k\alpha, \alpha \in R^+ \quad (21-2)$$

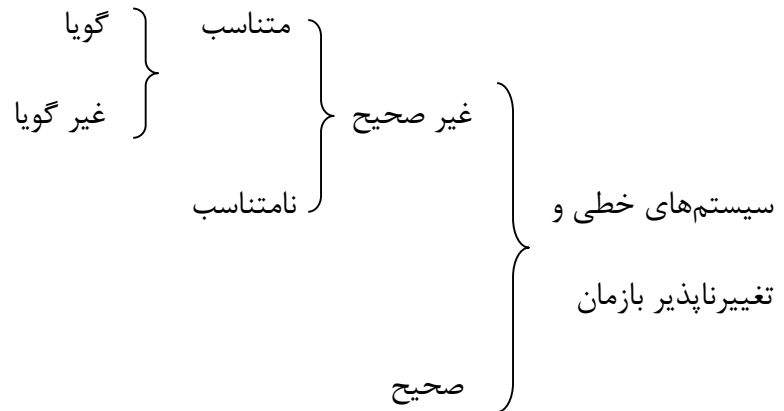
$$\sum_{k=0}^n a_k D^{k\alpha} y(t) = \sum_{k=0}^m b_k D^{k\alpha} u(t) \quad (22-2)$$

در رابطه (۲۲-۲) یک سیستم متناسب دیده می‌شود.

^{۱۵} Commensurate Order System

۷-۲-۲ سیستم گویا

در یک سیستم متناسب اگر مقدار پایه‌ی آلفا برابر $q \in Z$, $\frac{1}{q}$ باشد، در این صورت سیستم مرتبه گویا خواهد بود.



۸-۲-۲ تابع تبدیل مرتبه کسری

در مدل‌های پیوسته، یک سیستم مرتبه کسری با تابع تبدیلی به فرم رابطه (۲۳-۲) توصیف می‌شود.

$$G(s) \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (23-2)$$

همان‌گونه که دیده می‌شود سیستم‌های با مرتبه صحیح حالت خاصی از سیستم‌های مرتبه کسری هستند.

رابطه (۲۴-۲) تابع تبدیل زمان پیوسته در سیستم‌های مرتبه کسری متناسب را نشان می‌دهد.

$$G(s) = \frac{\sum_{k=0}^m b_k (s^\alpha)^k}{\sum_{k=0}^n a_k (s^\alpha)^k} \quad (24-2)$$

همچنین می‌توان تابع شبه گویا $H(\lambda)$ را با جایگزینی $\lambda = s^\alpha$ به دست آورد.

$$H(\lambda) = \frac{\sum_{k=0}^m b_k \lambda^k}{\sum_{k=0}^n a_k \lambda^k} \quad (25-2)$$

۹-۲-۲ بررسی پایداری

در حالت کلی برای بررسی پایداری سیستم‌های مرتبه کسری می‌بایست پاسخ‌های معادلات دیفرانسیل توصیف‌کننده‌ی آن‌ها را بررسی کرد، یا می‌توان با بررسی معادله مشخصه سیستم محدوده پایداری را به دست آورد.

$$\Delta(s) = a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0} \quad (26-2)$$

با توجه به اینکه این معادله مشخصه بی‌نهایت ریشه دارد، تنها ریشه‌های منتهی که بر روی صفحه اصلی ریمان قرار دارند در ایجاد دینامیک‌های مختلف مؤثر هستند و سایر ریشه‌هایی که در صفحات ریمانی غیر از صفحه اصلی ریمان هستند به پاسخ‌هایی مربوط می‌باشند که به صورت یکنواخت کاهشی هستند با گذشت زمان ($t \rightarrow \infty$) بدون نوسان به سمت صفر حرکت می‌کنند و در ایجاد دینامیک‌های سیستم نقشی ندارند. برای سیستم‌های مرتبه کسری متناسب معیار پایداری ورودی محدود- خروجی محدود به صورت رابطه (۲۷-۲) تعریف می‌گردد.

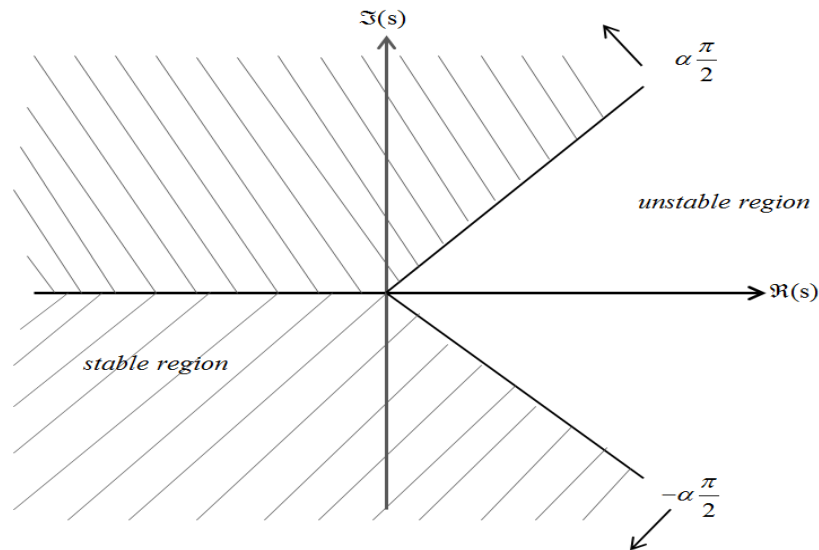
$$|\arg(\lambda_i)| > \alpha \frac{\pi}{2} \quad (27-2)$$

λ_i ها ریشه‌های معادله مشخصه‌ای هستند که برحسب λ بازنویسی شده است، یعنی ($\lambda = s^\alpha$).

پرواضح است که به ازای مقدار پایه‌ی $\alpha=1$ شرط پایداری، قرار گرفتن ریشه‌های معادله مشخصه در سمت چپ صفحه‌ی s خواهد بود که تاکنون در سیستم‌های مرتبه صحیح بررسی می‌کردیم.

$$|\arg(\lambda_i)| > \frac{\pi}{2}, \quad \forall \lambda_i, \quad Q(\lambda_i) = 0 \quad (28-2)$$

$Q(\lambda_i)$ همان معادله مشخصه سیستم است. در سیستم‌های مرتبه کسری صرفاً وجود ریشه در سمت راست دلیل بر ناپایداری سیستم نخواهد بود. در شکل (۱-۲) ناحیه پایدار و ناپایدار در صفحه S دیده می‌شود [۲۱].



شکل ۱-۲ ناحیه پایدار

در ارتباط با تشخیص پایداری سیستم‌های کسری هنوز فنون چندجمله‌ای مانند معیار راث در سیستم‌های پیوسته و جوری در سیستم‌های گسسته وجود ندارد.

۲-۲-۱۰ تابع میتاگ لیفلر

این تابع در واقع نقش تابع نمایی در پاسخ سیستم‌های مرتبه صحیح را بازی می‌کند. تابع میتاگ لیفلر یک متغیره و دومتغیره به ترتیب در رابطه (۲۹-۲) و (۳۰-۲) آورده شده است.

$$\varepsilon_{\alpha}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{t^k}{\Gamma(\alpha k + 1)} \quad (29-2)$$

$$\varepsilon_{\alpha,\beta}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{t^k}{\Gamma(\alpha k + \beta)}, \quad \Re(\alpha) > 0, \quad \Re(\beta) > 0 \quad (30-2)$$

۲-۲-۱۱ تقریب

این امکان وجود دارد تا رفتار دینامیکی تابع تبدیل مرتبه کسری را با استفاده از یک تابع تبدیل مرتبه صحیح تقریب زد. این امکان از این جهت حائز اهمیت بوده که روش‌های حل عددی معادلات دیفرانسیل مرتبه صحیح به مراتب شناخته شده‌تر و در دسترس تر هستند و این روش‌ها در اکثر نرم‌افزارهای رایج یافت می‌شود [۱۹]. روش‌های متعددی برای تقریب توابع کسری با توابع مرتبه صحیح وجود دارد که به دو نمونه از مهم‌ترین آن‌ها در ادامه اشاره شده است.

۲-۱۱-۲-۱ تقریب کرون

این تقریب به صورت گسترده‌تری نسبت به سایر روش‌ها مورد استفاده قرار گرفته است. به عنوان نمونه المان کسری s^α با N قطب و صفر حقیقی در درون بازه‌ی فرکانسی $[\omega_l, \omega_h]$ تقریب زده می‌شود.

$$s^\alpha \approx C \prod_{m=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z,m}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p,m}}} \quad (31-2)$$

$$\omega_{z,m} = \omega_1 \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{(2m-1-\alpha)}{2N}}, \quad \omega_{p,m} = \omega_1 \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{(2m-1+\alpha)}{2N}} \quad (32-2)$$

همان‌گونه که دیده می‌شود قطب‌ها و صفرها در نیم‌صفحه چپ صفحه S قرار می‌گیرند [۱۹].

۲-۱۱-۲-۲ تقریب آستالوپ

فیلتر بازگشتی استالوپ قادر خواهد بود تا با دقت بسیار خوبی برای المان کسری، تابع تبدیل مناسب صحیح آن را برازش نماید. در محدوده‌ی فرکانسی مناسب انتخاب شده‌ی $[\omega_l, \omega_h]$ تقریب به صورت روابط زیر ارائه شده است.

$$s^\alpha = K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega_k'}{s + \omega_k} \quad (33-2)$$

جهت محاسبه محل قرارگیری صفرها و قطبها از روابط (۳۴-۲) و (۳۵-۲) استفاده می‌نماییم.

$$\omega_k = \omega_l \left[\frac{\omega_h}{\omega_l} \right]^{\frac{K+N+\frac{1}{2}(1+\alpha)}{2N+1}} \quad (34-2)$$

$$\omega_k' = \omega_l \left[\frac{\omega_h}{\omega_l} \right]^{\frac{K+N+\frac{1}{2}(1-\alpha)}{2N+1}}, \quad K = (\omega_h)^\alpha \quad (35-2)$$

مرتبۀ فیلتر فوق، $(2n+1)$ بوده و با اعمال هر سیگنال ورودی، سیگنال خروجی تقریب زده شده، پاسخ سیستم مرتبۀ کسری به آن سیگنال خواهد بود [۲۲].

۲-۳ کنترل تناسبی - انتگرالی - مشتقی

مهم‌ترین ویژگی در یک سیستم کنترلی حلقه بسته شامل کنترل‌کننده، توانایی تضمین پایداری و داشتن عملکرد مقاوم در هنگام دفع اغتشاش و نویز است. محبوب‌ترین کنترل‌کننده در صنعت که با تنظیم متغیرهای آن می‌توان به عملکرد خوب چه در حوزه زمان و چه در حوزه فرکانس دست‌یافت، کنترل‌کننده‌ی (تناسبی-انتگرالی-مشتقی) است [۲۰, ۲۳]. تنظیم متغیرهای کنترل‌کننده‌ی (ت.ا.م) مهم‌ترین موضوع در صنعت و فرآیندهای کنترلی است. ضرایب تناسبی، انتگرال‌گیر و مشتق‌گیر به دو صورت دستی یا خودتنظیم تعیین می‌گردند. با توجه به مرجع [۲۰] در سال ۱۹۸۹، کنترل‌کننده‌ی (ت.ا.م) در ۹۰٪ حلقه‌های کنترلی مورد استفاده قرار گرفته بود. بررسی‌های تئوری و عملی گسترده‌ای بر روی کنترل‌کننده‌های (ت.ا.م) صورت پذیرفته است که از آن دست می‌توان به تبیین قوانین طراحی مانند زیگلر-

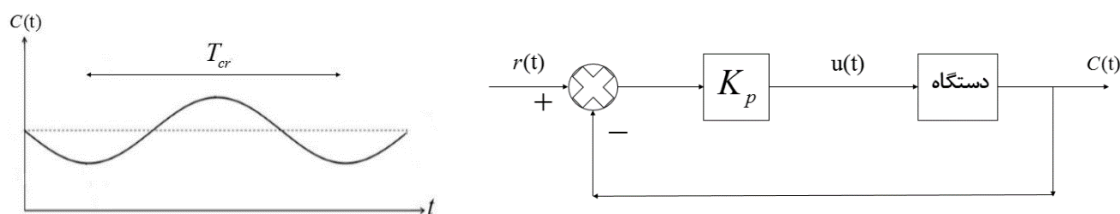
نیکولز در سال ۱۹۴۲ یا روش تعیین ضرایب کنترل کننده‌ی (ت.ا.م) هاگلاند و آستروم در سال ۱۹۵۵ و روش بهبودیافته که توسط هاگلاند و آستروم در سال ۱۹۹۹ پیشنهاد شد، اشاره کرد. بر اساس مرجع [۲۴] امروزه بیش از نیمی از کنترل کننده‌هایی که در صنعت مورد استفاده قرار می‌گیرند شامل طرح‌هایی از کنترل کننده‌های (ت.ا.م) یا (ت.ا.م) بهبودیافته هستند. با استفاده از کنترل کننده‌های (ت.ا.م) در یک آرایش با دو درجه آزادی سامانه‌های کنترلی طراحی می‌شود که دو خواسته مستقل و گاهی متضاحم باهم (مثلا حالت گذرا و حالت دائم) را برآورده نماید. اگر مدل ریاضی دستگاه مشخص باشد، می‌توان با روش‌های محاسباتی و تحلیلی، متغیرهای کنترل کننده (ت.ا.م) را تنظیم نمود اما اگر مدل دستگاه آن قدر پیچیده باشد یا به هر دلیلی امکان تعیین مدل ریاضی دستگاه وجود نداشته باشد باید با استفاده از روش‌های تجربی متغیرهای کنترل کننده (ت.ا.م) تنظیم گردد. اگر مدل ریاضی دستگاه وجود داشته باشد روش‌های ترسیمی و تحلیلی زیادی برای طراحی و تنظیم کنترل کننده وجود دارد. روش‌هایی نظیر زیگلر-نیکولز و آستروم-هاگلاند از جمله مشهورترین این روش‌ها هستند؛ و بعد از ارائه روش زیگلر-نیکولز روش‌های متعدد دیگری نیز پیشنهاد گردید [۲۵].

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (۲-۳۶)$$

در رابطه (۲-۳۶) شکل کلی یک کنترل کننده (ت.ا.م) از نوع موازی ارائه شده است.

۲-۳-۱ طراحی با روش زیگلر و نیکولز

برای طراحی با استفاده از روش زیگلر-نیکولز ابتدا ضرایب انتگرال گیر و مشتق گیر صفر در نظر گرفته می‌شوند و تنها با استفاده از ثابت تناسبی و افزایش آن از مقدار صفر، سامانه کنترلی به مرز ناپایداری و نوسانی شدن برده می‌شود.



شکل ۲-۲ شمای کلی حلقه کنترلی و نوسانی شدن پاسخ برای تعیین ضرایب کنترل کننده

زمانی که سامانه کنترلی در حالت نوسانات نامیرا برای اولین بار قرار گرفت، مقدار بهره که همان بهره بحرانی است به همراه دوره نوسانات نامیرا ثبت می‌شود و با مراجعه به جدول (۲-۱) متغیرهای کنترل کننده انتخاب می‌گردند. این روش می‌تواند به عنوان یک حدس هوشمندانه مورد استفاده قرار گیرد و در نهایت، بر روی مدل واقعی دستگاه، بهینه‌سازی و تنظیم دوباره متغیرهای کنترل کننده به منظور دستیابی به بهترین عملکرد انجام شود.

K_d	K_i	K_p	نوع کنترل کننده
0	∞	$0.5 K_{cr}$	P
0	$\frac{1}{1.2} T_{cr}$	$0.45 K_{cr}$	PI
$0.125 T_{cr}$	$0.5 T_{cr}$	$0.6 K_{cr}$	PID

جدول ۲-۱ تعیین ضرایب کنترل کننده

اگر مدل ریاضی دستگاه مشخص باشد برای به دست آوردن بهره بحرانی و فرکانس نوسانات نامیرا می‌توان از روش مکان هندسی یا با استفاده از روش راث هرولیتس این مقادیر را پیدا کرد [۲۴].

۲-۳-۲ آثار کنترل مشتقی

در سامانه کنترل سری همان‌گونه که در شکل (۲-۲) نشان داده شده است، کنترل مشتقی در حکم افزودن صفر به تابع تبدیل حلقه باز است که این جبران سازی منجر به افزایش میرایی و کاهش فرافروش می‌شود.

البته طراحی مشتق گیر باید به درستی انجام گیرد چراکه در غیر این صورت همراه با آثار مخربی خواهد بود. مشتق گیر می تواند منجر به تقویت شدید نویز شود و پایداری و عملکرد سامانه را تحت تأثیر جدی قرار دهد به همین منظور در اکثر کاربردهای صنعتی در کنترل کننده (ت.ا.م) از یک فیلتر برای حذف نویز فرکانس بالا بهره گرفته می شود. برای اصلاح حالت گذرا می توان از کنترل مشتق گیر با طراحی مناسب استفاده نمود [۲۶].

مشتق گیر در کنترل کننده ی (ت.ا.م) با اصلاح میرایی منجر به افزایش سرعت پاسخ گذرا می گردد.

۲-۳-۳ آثار کنترل انتگرالی

کنترل کننده انتگرالی با افزودن یک قطب در مبدأ منجر به افزایش یک واحدی نوع تابع تبدیل حلقه باز می گردد و در نتیجه در صورت پایداری سامانه جبران سازی شده به دلیل افزایش یک واحدی نوع سامانه، خطای حالت ماندگار کاهش می یابد. کنترل انتگرالی بر روی حالت مانا تأثیرگذار است [۲۶].

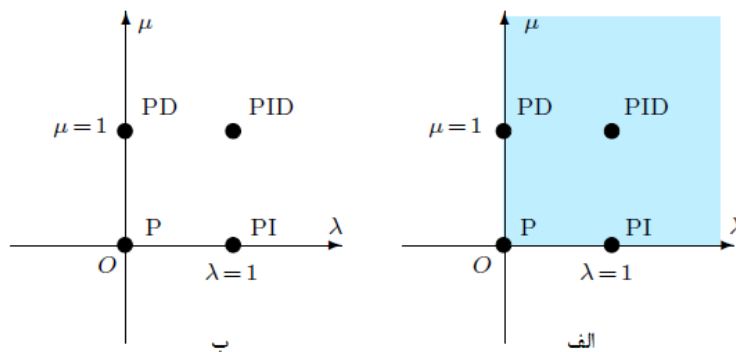
۲-۴ کنترل کننده های (ت.ا.م) مرتبه کسری

کنترل کننده های کسری، کنترل کننده هایی هستند که از مشتقات و انتگرال های مرتبه کسری به جای مرتبه صحیح استفاده می کنند. با توجه به عملکرد مقاوم و مطلوب تر کنترل کننده های کسری نسبت به کنترل کننده های مرتبه صحیح و متداول، در چند سال اخیر مورد توجه ویژه ای قرار گرفته اند. علی رغم تمامی کاربردهای کنترل کسری، اما می توان به مواردی همچون سیستم تعلیق فعال و کنترل ربات های انعطاف پذیر اشاره نمود [۱۹]. کنترل کننده (ت.ا.م) مرتبه کسری که ابتدا در سال ۱۹۹۹ توسط پادلونینی پیشنهاد گردید، در واقع توسعه یافته ی کنترل کننده های (ت.ا.م) رایج بر مبنای حسابان کسری بود. شکل کلی تابع تبدیل کنترل کننده ی (ت.ا.م) در رابطه (۲-۳۷) اشاره شده است.

^{۱۱} Podlubny

$$G(s) = k_p + k_I s^{-\lambda} + k_D s^{\mu} \quad (37-2)$$

گزینش بهینه‌ی ۵ متغیر $\lambda, \mu, k_D, k_I, k_p$ ، طراحی کنترل‌کننده (ت.ا.م) کسری را نسبت به طراحی کنترل‌کننده (ت.ا.م) متداول، چالش پذیر تر خواهد کرد [۲۷]. کنترل‌کننده (ت.ا.م) کسری با گسترش اعداد صحیح به اعداد غیر صحیح به دست می‌آید [۲۰]. همان‌طور که در شکل (۳-۲) دیده می‌شود، گستردگی انتخاب کنترل‌کننده‌های مرتبه کسری بی‌شمار است درحالی‌که انتخاب کنترل‌کننده مرتبه صحیح با توجه به نوع کنترل‌کننده (ت.ا. یا ت.ا.م و انواع دیگر) محدود است. کنترل‌کننده مرتبه کسری امکان انتخاب گسترده و وسیعی از حالات را در اختیار طراح قرار می‌دهد.



شکل ۳-۲ مقایسه گستردگی کنترل‌کننده مرتبه صحیح با مرتبه کسری

شکل (۳-۲ الف) نشان‌دهنده کنترل مرتبه کسری است که تمام نیمه بالایی سمت راست صفحه را شامل می‌شود. در شکل (۳-۲ ب) که معرف کنترل‌کننده مرتبه صحیح است تنها ۴ نوع و حالت از کنترل‌کننده‌ها قابل ایجاد است. روش‌های متعددی در طول چند دهه گذشته جهت تنظیم ضرایب کنترل‌کننده (ت.ا.م) کسری پیشنهاد و ارائه گردیده است [۲۰] که به‌مرور اجمالی برخی از آن‌ها پرداخته می‌شود.

۲-۴-۱ روش فاز تخت^{۱۷}

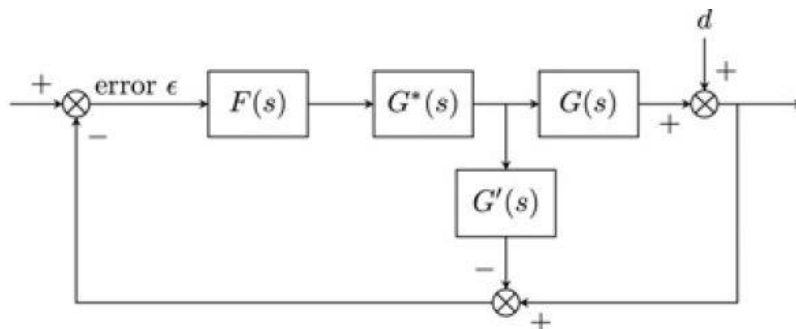
در این حالت می‌خواهیم منحنی فاز تابع تبدیل حلقه باز حول فرکانس قطع بهره ثابت بماند در نتیجه سیستم عملکرد مقاوم نسبت به تغییرات بهره از خود نشان می‌دهد و با تغییرات بهره به دلیل ثابت بودن فاز در محدوده فرکانسی مشخص ویژگی‌های سامانه از قبیل فراجهدش و میرایی که ارتباط نزدیک با مقدار حاشیه فاز دارد دچار تغییر نخواهد شد و مقاوم می‌گردد. شرط اصلی در این روش در رابطه (۲-۳۸) نشان داده شده است.

$$F(s) = C(s)G(s), \quad \left. \frac{d \arg(F(s))}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_{cg}} = 0 \quad (2-38)$$

با توجه به اینکه برای طراحی کنترل کننده در پژوهش پیش رو این روش مورد استفاده قرار گرفته است، به طور کامل در فصل طراحی کنترل کننده مورد بررسی و معرفی قرار می‌گیرد.

۲-۴-۲ روش کنترل مدل داخلی^{۱۸} [۱۹]

این روش همواره منجر به دستیابی به کنترل کننده (ت.ا.م) مرتبه صحیح نمی‌گردد بلکه با اعمال این روش امکان دستیابی به کنترل کننده مرتبه صحیح و یا مرتبه کسری وجود دارد. کنترل مدل داخلی بر اساس شمای کنترلی شکل (۲-۳) صورت می‌پذیرد.



شکل ۲-۴ شمای کنترلی استاندارد در طراحی به روش مدل داخلی

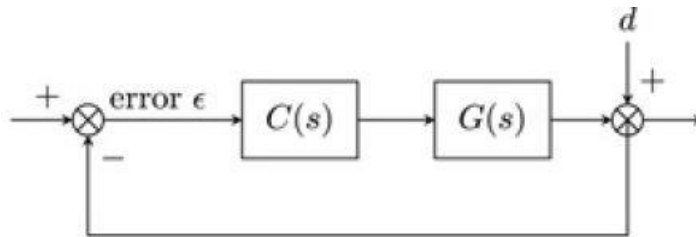
^{۱۷} Flat Phase

^{۱۸} Internal Model Control

در مدل ارائه شده G^* معکوس تابع G یا حداقل تابعی تا حد امکان نزدیک به معکوس G است. G' مدل G و F فیلتر خواهد بود. اگر G' دقیق باشد در این صورت مقدار ϵ برابر با مقدار اغتشاش d است و به علاوه اگر G^* معکوس دقیق G و مقدار فیلتر برابر با یک باشد در این صورت کنترل کامل خواهد بود؛ اما از آنجایی که هیچ مدلی دقیق نیست، شرایط ایده آل ذکر شده مهیا نخواهد شد. به همین علت فیلتر F از نوع پایین گذر قرار داده می شود تا تأثیر خطای فرکانس بالای مدل سازی را کاهش دهد. شمای ارائه شده در شکل (۳-۲) به شرط برقراری رابطه (۳۹-۲) معادل با شمای شکل (۴-۲) خواهد بود.

$$C = \frac{FG^*}{1 - FG^*G'} \quad (39-2)$$

همان گونه که پیش تر هم اشاره گردید الزاماً کنترل کننده ارائه شده در رابطه (۳۹-۲) از مرتبه کسری نخواهد بود بلکه با توجه به شرایطی که برای فیلتر و تابع تبدیل در نظر گرفته می شود می توان به کنترل کننده های مرتبه صحیح و مرتبه کسری از نوع (ت.ا) یا (ت.ا.م) دست یافت.



شکل ۲-۵ مدل معادل در طراحی به روش مدل داخلی

۲-۴-۳ روش قطب های غالب^{۱۹}

برای دستگاه استاندارد که در رابطه (۴۰-۲) ارائه شده است، با در نظر گرفتن شرایط نشان داده شده در همان رابطه تابع تبدیل حلقه بسته محاسبه خواهد شد.

$$G(s) = \frac{be^{-Ls}}{s^\alpha + a_2s^\beta + a_3}, \quad \lambda = \beta, \quad \mu + \lambda = \alpha, \quad P = Da_2, \quad I = Da_3 \quad (40-2)$$

^{۱۹} Dominated Poles Method

تابع تبدیل حلقه بسته به دست آمده در رابطه (۴۱-۲) نشان داده شده است.

$$\frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)} = \frac{((Ds^\alpha + Da_2s^\lambda + Da_3)/s^\beta)(be^{-Ls}/(s^\alpha + a_2s^\beta + a_3))}{1+((Ds^\alpha + Da_2s^\lambda + Da_3)/s^\beta)(be^{-Ls}/(s^\alpha + a_2s^\beta + a_3))} = \frac{Dbe^{-Ls}}{s^\beta + Dbe^{-Ls}} \quad (۴۱-۲)$$

سپس با تعیین محل قطب‌های غالب مطلوب حلقه بسته مقدار D را می‌یابیم و با استفاده از رابطه ارائه شده در عبارت (۴۰-۲) تمام متغیرهای کنترل کننده محاسبه می‌گردند.

۴-۴-۲ الگوریتم افمیگو^{۲۰}

کنترل کننده تناسبی-انتگرالی با استفاده از الگوریتم افمیگو^{۲۰} قابل طراحی است [۱۹، ۲۸]. در این روش بیشترین مقدار برای تابع حساسیت و تابع مکمل حساسیت اعمال می‌شود. در رابطه (۴۲-۲) اندازه تابع حساسیت و مکمل حساسیت به ترتیب از چپ به راست نشان داده شده است.

$$M_s = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1+C(j\omega)G(j\omega)} \right|, \quad M_p = \max_{\omega} \left| \frac{C(j\omega)G(j\omega)}{1+C(j\omega)G(j\omega)} \right| \quad (۴۲-۲)$$

علاوه بر این منحنی نایکوئیست تابع تبدیل حلقه باز نباید وارد دایره‌ای به مرکز C و شعاع R گردد. مرکز و شعاع دایره در رابطه (۴۳-۲) دیده می‌شود.

$$C = \frac{M_s - M_s M_p - 2M_s M_p^2 + M_p^2 - 1}{2M_s (M_p^2 - 1)}, \quad R = \frac{M_s + M_p - 1}{2M_s (M_p^2 - 1)} \quad (۴۳-۲)$$

مراحل الگوریتم در ادامه آورده شده است.

^{۲۰} Fractional M_s Constrained Integral Gain Optimization (F-MIGO)

الف) انتخاب و تعیین مقادیر مطلوب برای اندازه تابع حساسیت و تابع مکمل حساسیت (در رابطه (۲-۴۴) بازه معمول و مقدار مطلوب رایج آورده شده است).

$$M_s \in [1.3, 2], \quad M_p \in [1, 1.5], \quad \text{typical desired values} \rightarrow M_s = 1.4, \quad M_p = 2 \quad (۲-۴۴)$$

ب) انتخاب مقدار دلخواه برای لاندا (مرتبه انتگرال گیر)

پ) حل معادله معرفی شده در رابطه (۲-۴۵) بر حسب فرکانس زاویه‌ای

$$2R \left\{ C \frac{\Im[G(j\omega)]}{|G(j\omega)|} + R \right\} \left\{ \frac{d|G(j\omega)|/d\omega}{|G(j\omega)|} - \frac{\lambda}{\omega} \right\} - C \frac{\Im[G(j\omega)]/|G(j\omega)|}{d\omega} = 0 \quad (۲-۴۵)$$

ت) در این مرحله با استفاده از معادلات تعریف شده در روابط (۲-۴۶) و (۲-۴۷) مقدار ثابت تناسبی و انتگرالی به دست می‌آید.

$$P = R \frac{\cos \pi\lambda/2}{\sin \pi\lambda/2} + C \frac{\Im[G(j\omega)] \cos \pi\lambda/2}{|G(j\omega)|^2 \sin \pi\lambda/2} - C \frac{\Re[G(j\omega)]}{|G(j\omega)|^2} \quad (۲-۴۶)$$

$$I = -R \frac{\omega^\lambda}{|G(j\omega)| \sin \pi\lambda/2} - C \frac{\Im[G(j\omega)] \omega^\lambda}{|G(j\omega)|^2 \sin \pi\lambda/2} \quad (۲-۴۷)$$

باید در این مرحله توجه شود که در صورت محاسبه مقادیر منفی برای ثابت تناسبی یا انتگرالی باید دوباره به مرحله (ب) بازگشت و با انتخاب مقدار جدید برای لاندا مراحل را از ابتدا انجام داد.

د) در پایان پایدار بودن تابع تبدیل حلقه بسته و ارضای شدن اندازه تابع حساسیت و مکمل حساسیت بررسی گردد. در صورت برقراری همه شروط کنترل کننده تناسبی انتگرالی از مرتبه کسری تنظیم شده است.

۲-۵ جمع‌بندی

در این فصل به معرفی تعاریف مهم حسابان کسری، اصول طراحی و تنظیم متغیرهای کنترل‌کننده (ت.ا.م) مرتبه صحیح و همچنین معرفی تعدادی از روش‌های طراحی کنترل (ت.ا.م) مرتبه کسری پرداخته شد. همان‌گونه که دیده می‌شود، تنظیم متغیرهای کنترل‌کننده (ت.ا.م) بیش از هر چیز به انتخاب مقادیر اولیه متغیرها و همچنین انجام آزمون و خطا برای دستیابی به بهترین عملکرد وابسته است. با توجه به گستردگی و وجود انتخاب‌های بیشتری که در کنترل مرتبه کسری در اختیار طراح قرار دارد، امکان دستیابی به عملکرد مطلوب‌تر نسبت به کنترل‌کننده‌های مرتبه صحیح بیشتر است.

فصل سوم

مدل سازی و شناسایی مرتبه کسری مبدل باک

۳-۱ مقدمه

مدل‌سازی دستگاه مورد بررسی اولین گام در کنترل سامانه‌های مختلف است. در این فصل مبدل کاهنده باک به‌عنوان دستگاهی جهت شارژ مناسب باتری و تأمین بار متصل شده به خروجی توربین، به‌صورت مرتبه کسری مدل‌سازی شده است. تعیین تغییرات جریان سلف و ولتاژ خازن از جمله متغیرهایی است که در این فصل محاسبه می‌گردد. همچنین در ادامه، روشی ابتکاری مبتنی بر آزمون و خطا برای تعیین مرتبه کسری سلف و خازن مورد استفاده در مبدل کاهنده باک مورد استفاده در توربین بادی یک کیلووات آورده شده است.

۳-۲ مبدل‌های DC/DC

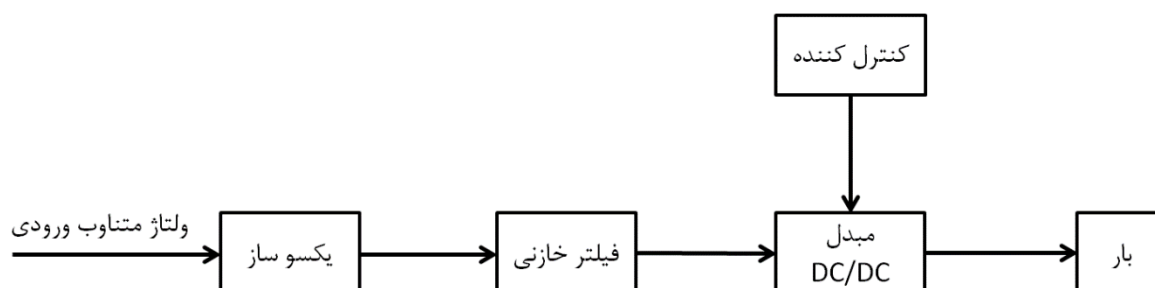
مبدل‌های الکترونیک قدرت DC/DC به‌طور گسترده در منابع تغذیه‌ی سوئیچینگ تنظیم شده و درایو موتورهای جریان مستقیم کاربرد دارد. معمولاً ورودی این نوع مبدل‌ها ولتاژ مستقیم تنظیم نشده است که از یک‌سوسازی ولتاژ خط به‌دست آمده است. با توجه به تغییرات دامنه ولتاژ خط، ولتاژ یکسو شده نیز تغییر پیدا خواهد کرد. مبدل‌های سوئیچینگ DC/DC برای تبدیل ولتاژ ورودی تنظیم نشده به یک ولتاژ خروجی مشخص کنترل شده استفاده می‌گردند. با نگاهی گذرا به کاربردهای مبدل‌ها مشخص می‌شود که این مبدل‌ها عموماً در دو حالت رایج مورد استفاده قرار می‌گیرند.

الف) همراه با ترانسفورماتورهای الکتریکی عایق شده مانند منابع تغذیه

ب) بدون ترانسفورماتور الکتریکی که اغلب در راه‌اندازهای موتورهای جریان مستقیم به کار گرفته می‌شوند. در پروژه انجام شده مبدل استفاده شده مبدل مورد استفاده در توربین بادی یک کیلووات ولتاژ یکسو شده ژنراتور مغناطیس دائم را کاهش داده و شارژ باتری را کنترل می‌کند. انواع مبدل‌های DC/DC در ادامه آورده شده است [۲۹].

- مبدل کاهنده (باک)

- مبدل افزایشده (بوست)
- مبدل کاهشده- افزایشده (باک- بوست)
- مبدل کاک
- مبدل تمام پل



شکل ۳-۱ شمای کلی کنترل شارژ مورد استفاده در توربین بادی

۳-۳ مدل سازی کسری

در مطالعات پیشین، پژوهشگران و مهندسين تقريباً در اکثر موارد مدل انتگرالی و مرتبه صحيح را برای مبدل های الکترونیک قدرت در نظر می گرفتند در صورتی که سلف و خازن به صورت ذاتی از مرتبه غیر صحيح یا کسری هستند [۳۰]. برای مثال وسترلاند^{۲۲} نشان داد که سلف ذاتاً یک عنصر مرتبه کسری است. وی همچنین مرتبه کسری بودن سلف با هسته هوایی را ۰/۹۷ اندازه گیری نمود [۳۱]. وسترلاند و همکاران به صورت آزمایشی مرتبه کسری بودن خازن ها را تحت دی الکتریک های مختلف به دست آوردند که برای مثال ۰/۹۷۷۶ برای پلی وینیلیدن فلوراید^{۲۳} یا ۰/۹۸۲۱ برای ورق متالیزه^{۲۴} و ۰/۹۹۷۸ برای پلی کربنات به دست آمده است [۳۲].

^{۲۲} Westerlund

^{۲۳} Poly Vinylidene Fluoride

^{۲۴} Metalized Paper

درواقع مواد دی‌الکتریک از خود خاصیت کسری نشان می‌دهند و همین مسئله سبب ایجاد امیدانس کسری می‌شود.

$$Z = \frac{1}{(C\omega j)^\alpha}, \quad \alpha \in R^+ \quad (3-1)$$

علاوه بر سلف‌ها و خازن‌ها بسیاری از مدارهای دینامیکی با استفاده از مدل‌های مرتبه کسری بهتر توصیف می‌شوند [۳۱، ۳۳]. بنابراین مدل دقیق و واقعی دستگاه‌ها به صورت کسری خواهد بود.

پرسش مهمی که مطرح می‌شود این است که چرا علی‌رغم مدل‌سازی مبدل‌ها با استفاده از حسابان مرتبه صحیح و ایجاد مدل مرتبه صحیح، خطای مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدل مرتبه صحیح با نتایج داده‌های واقعی کم است؟

با توجه به اینکه سلف‌ها و خازن‌های موجود در بازار دارای مرتبه‌ای نزدیک به یک هستند مدل‌سازی مرتبه صحیح مبدل‌ها با تقریب خوبی رفتار آن‌ها را توصیف می‌کند و در مدل‌سازی مرتبه کسری هم به عددی نزدیک به یک می‌رسیم؛ اما اگر سلف و خازن مورد استفاده دارای مرتبه‌ای بافاصله از یک باشد دیگر مدل مرتبه صحیح نمی‌تواند رفتار سلف، خازن و یا مبدل را به درستی توصیف کند و نیاز به استفاده از مدل کسری، مؤکداً احساس می‌گردد [۳۴]. البته ذکر این نکته ضروری است که همه دستگاه‌ها ذاتاً رفتاری کسری دارند اما خیلی از آن‌ها دارای خاصیت کسری کمی هستند و به همین دلیل بسیاری از مدل‌های صحیح موجود توانایی پاسخ به نیاز طراح را دارد [۳۵].

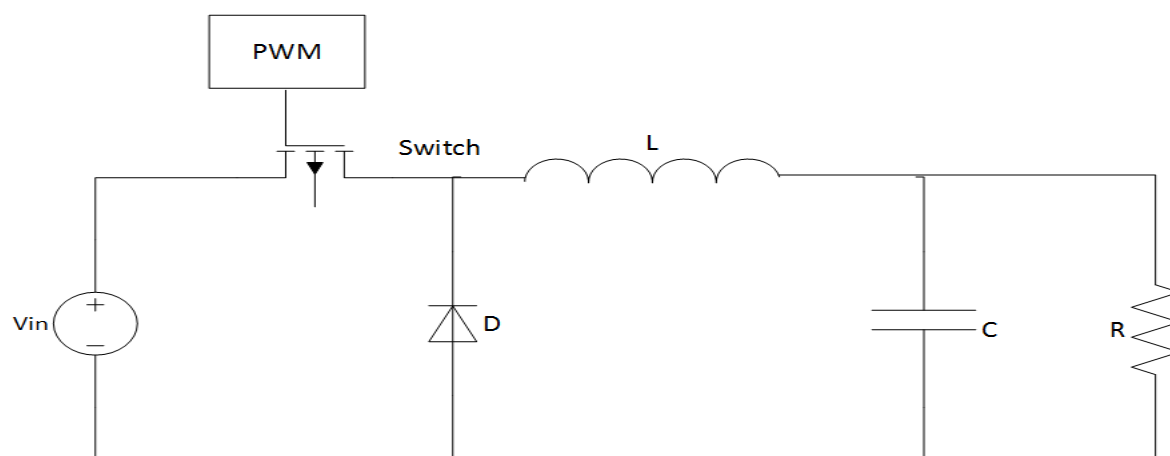
در این پروژه مبدل باک مورد استفاده در پژوهشگاه هوا خورشید بر اساس داده‌های عملی به صورت کسری مدل‌سازی گردیده است.

۳-۳-۱ مدل کسری فضای حالت مبدل باک

استفاده از مدل فضای حالت برای مدل‌سازی دینامیکی بسیاری از دستگاه‌ها از جمله مبدل‌های قدرت، امکان طراحی حلقه‌های کنترل خطی و شبیه‌سازی حالت ماندگار یا رفتار دینامیکی مبدل‌های قدرت که تحت ورودی، اغتشاش و نویز قرار گرفته‌اند را فراهم می‌کند.

با استفاده از میانگین‌گیری و خطی‌سازی مدل فضای حالت می‌توان روش‌های معمول و شناخته‌شده‌ی کنترل خطی را پیاده‌سازی نمود. همچنین بستر مناسبی را برای اعمال روش‌های غیرخطی مانند خطی‌سازی پس‌خورد و مود لغزشی خواهد بود [۳۶]. روش میانگین به‌منظور بررسی رفتار دینامیکی مبدل در ناحیه فرکانس‌های پایین پیشنهاد شده است [۳۴].

برای نوشتن معادلات فضای حالت، ابتدا متغیرهای حالت که جریان سلف و ولتاژ خازن هستند در نظر گرفته می‌شود. ولتاژ ورودی هم به‌عنوان بردار ورودی فرض خواهد شد.



شکل ۳-۲ طرح مداری مبدل باک

بر اساس تعاریف حسابان کسری ولتاژ خازن و جریان سلف به‌صورت روابط زیر تعریف می‌شود [۱۹].

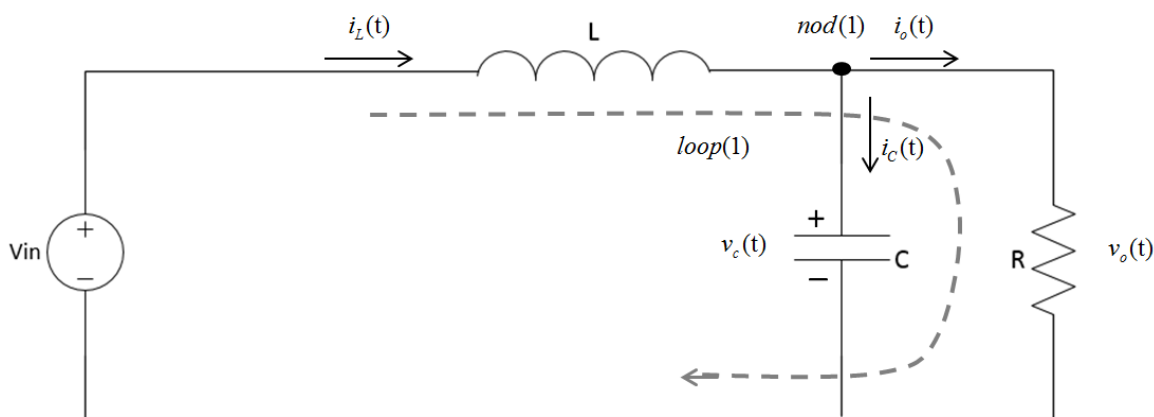
$$I_C(t) = C \frac{d^\beta V_C(t)}{dt^\beta} \quad (۲-۳)$$

$$V_L(t) = L \frac{d^\alpha I_L(t)}{dt^\alpha} \quad (3-3)$$

با توجه به غیرخطی بودن مدار به دلیل وجود کلید برای نوشتن مدل فضای حالت، دو حالت روشن بودن و خاموش بودن کلید را در نظر می‌گیریم و برای هر حالت معادلات را می‌نویسیم.

۳-۳-۱-۱ روشن بودن کلید

در مدت‌زمان روشن بودن کلید، مدار مبدل باک به صورت شکل (۳-۳) در خواهد آمد.



شکل ۳-۳ طرح مداری مبدل باک در حالت روشن بودن کلید

$$X = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix}, \quad U = [V_{in}(t)], \quad i_{in}(t) = i_L(t) \quad (4-3)$$

فرم کانونیکال فضای حالت نیز در رابطه (۵-۳) اشاره شده است.

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \\ Y(t) = CX(t) + DU(t) \end{cases} \quad (5-3)$$

با اعمال قانون ولتاژ به مدار روابط را بازنویسی می‌کنیم.

$$v_l(t) = v_{in}(t) - v_o(t) \quad , \quad v_o(t) = v_c(t) \quad (6-3)$$

در رابطه (6-3) ولتاژ سلف برحسب مشتق جریان جایگزین خواهد شد.

$$L \frac{d^\alpha i_L(t)}{dt^\alpha} = v_{in}(t) - v_o(t) \quad \rightarrow \quad \frac{d^\alpha i_L(t)}{dt^\alpha} = \frac{v_{in}(t)}{L} - \frac{v_o(t)}{L} \quad (7-3)$$

با اعمال قانون جریان در گره شماره یک روابط (8-3) نوشته می‌شود.

$$i_o(t) = i_L(t) - i_c(t) \quad , \quad i_o(t) = \frac{v_c(t)}{R} \quad (8-3)$$

در رابطه (8-3) جریان خازن و جریان خروجی جایگزین می‌گردد.

$$C \frac{d^\beta v_c(t)}{dt^\beta} = i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R} \quad \rightarrow \quad \frac{d^\beta v_c(t)}{dt^\beta} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_c(t)}{RC} \quad (9-3)$$

معادلات فضای حالت از روابط (7-3) و (9-3) به دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} \frac{d^\alpha i_L(t)}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta v_c(t)}{dt^\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}(t) \quad (10-3)$$

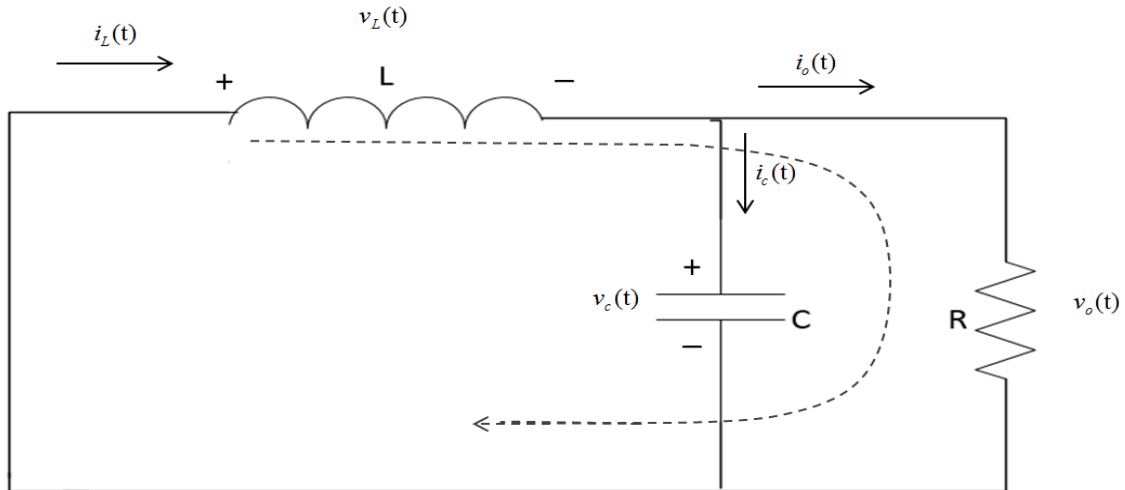
$$[v_o(t)] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}$$

ماتریس‌های A_1, B_1, C_1, D_1 که مربوط به حالت روشن بودن کلید است در معادلات (10-3) دیده می‌شوند.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad , \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad , \quad C_1 = [0 \quad 1] \quad , \quad D_1 = 0 \quad (11-3)$$

۳-۱-۳-۲ خاموش بودن کلید

در حالت خاموش بودن جریان از دیود هرزگرد عبور خواهد کرد. مدار باک در این حالت در شکل (۴-۳) آورده شده است.



شکل ۴-۳ طرح مداری مبدل باک در حالت خاموش بودن کلید

همانند حالت روشن بودن با اعمال قانون ولتاژ و جریان در حلقه و گره مشخص شده روابط نوشته خواهد شد.

با اعمال قانون ولتاژ روابط زیر حاصل می‌شود،

$$v_o(t) = -v_L(t) \quad , \quad v_o(t) = v_C(t) \quad (12-3)$$

$$v_C(t) = -L \frac{d^\alpha i_L(t)}{dt^\alpha} \quad \rightarrow \quad \frac{d^\alpha i_L(t)}{dt^\alpha} = -\frac{v_C(t)}{L} \quad (13-3)$$

قانون جریان،

$$i_c(t) = i_L(t) - i_o(t) \quad , \quad i_o(t) = \frac{v_c(t)}{R} \quad \rightarrow \quad \frac{d^\beta v_c(t)}{dt^\beta} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_c(t)}{RC} \quad (14-3)$$

با استفاده از روابط (13-3) و (14-3) معادلات فضای حالت به صورت رابطه (15-3) قابل نوشتن خواهد بود.

$$\begin{bmatrix} \frac{d^\alpha i_L(t)}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta v_c(t)}{dt^\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (15-3)$$

$$[v_o(t)] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + [0] v_{in}$$

ماتریس‌های A_2, B_2, C_2, D_2 که مربوط به حالت خاموش بودن کلید است از رابطه (15-3) قابل دستیابی است.

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} , \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} , \quad C_2 = [0 \quad 1] , \quad D_2 = 0 \quad (16-3)$$

در مدل مرتبه صحیح فضای حالت توصیف‌کننده مبدل باک تنها ظرفیت خازن، اندوکتانس سلف و امیدانس بار اهمیت دارد اما در مدل فضای حالت مرتبه کسری علاوه بر این متغیرها، متغیرهای جدید α, β هم افزوده شده که باید از مقدار آن‌ها مطلع باشیم. به‌طور کلی برای سلف‌ها و خازن‌ها باید درجه کسری بودن آن‌ها هم مشخص باشد.

با توجه به زمان روشن بودن کلید ($d(t)T$) و زمان خاموش بودن کلید ($d'(t)T$) ماتریس‌های جدید A, B, C, D به دست می‌آیند.

$$A = d(t)A_1 + d'(t)A_2 \quad , \quad d(t) + d'(t) = 1 \quad , \quad d(t) = \frac{T_{on}}{T} \quad , \quad d'(t) = \frac{T_{off}}{T} \quad (۱۷-۳)$$

$$A = d(t) \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} + d'(t) \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \rightarrow A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (۱۸-۳)$$

$$B = d(t)B_1 + d'(t)B_2$$

$$B = d(t) \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + d'(t) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۱۹-۳)$$

$$C = d(t)C_1 + d'(t)C_2$$

$$C = d(t)[0 \ 1] + d'(t)[0 \ 1] = [0 \ 1] \quad (۲۰-۳)$$

با توجه به مقادیر به دست آمده برای ماتریس‌های توصیف کننده فضای حالت، معادلات فضای حالت میانگین نوشته می‌شود.

$$\begin{bmatrix} \frac{d^\alpha i_L(t)}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta v_C(t)}{dt^\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}(t) \quad (۲۱-۳)$$

۲-۳-۳ مدل کسری میانگین فضای حالت

بر اساس رابطه‌ی میانگین‌گیری که در (۲۲-۳) آمده است می‌توان از هر متغیر دلخواه میانگین گرفت.

$$\langle x(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(\tau) d\tau \quad (22-3)$$

با توجه به هارمونیک‌های کلید زنی فرکانس بالایی که متغیرها دارند با اعمال میانگین‌گیری در طول یک دوره تناوب این هارمونیک‌ها حذف خواهند شد [۳۷].

بر اساس آنچه در مرجع [۳۷] آورده شده است رابطه (۲۳-۳) اثبات می‌شود.

$$\frac{d^\alpha \langle x(t) \rangle_T}{dt^\alpha} = \left\langle \frac{d^\alpha x(t)}{dt^\alpha} \right\rangle_T \quad (23-3)$$

برای تمام متغیرهای تعریف‌شده، مقدار میانگین به‌صورت مجموع دو قسمت سیگنال بزرگ و سیگنال کوچک تعریف می‌شود.

$$\langle i_L(t) \rangle = I_L + \hat{i}_L(t) \quad , \quad \langle v_C(t) \rangle = V_C + \hat{v}_C(t) \quad (24-3)$$

$$\langle v_{in}(t) \rangle = V_{in} + \hat{v}_{in}(t) \quad , \quad \langle d(t) \rangle = D + \hat{d}(t)$$

بنابراین مدل میانگین فضای حالت به‌صورت رابطه (۲۵-۳) بازنویسی خواهد شد.

$$\begin{bmatrix} \frac{d^\alpha \langle i_L(t) \rangle}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta \langle v_C(t) \rangle}{dt^\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_L(t) \rangle \\ \langle v_C(t) \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left\langle \frac{d(t)}{L} \right\rangle \\ 0 \end{bmatrix} \langle v_{in}(t) \rangle \quad (25-3)$$

در رابطه (۲۵-۳) مجموع مقادیر سیگنال بزرگ و کوچک با مقدار میانگین جایگزین می‌شود.

$$\begin{bmatrix} \frac{d^\alpha(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta(V_C + \hat{v}_C(t))}{dt^\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L + \hat{i}_L(t) \\ V_C + \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D + \hat{d}(t)}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in} + \hat{v}_{in}(t)] \quad (26-3)$$

۳-۳-۳ تحلیل سیگنال بزرگ

در تحلیل سیگنال بزرگ از مقادیر AC متغیرها صرف نظر شده و مقدار میانگین هر متغیر با مقدار سیگنال بزرگ آن جایگزین می‌گردد.

از تعریف کاپوتو برای مشتق گیرهای موجود در معادلات فضای حالت استفاده شده است. با توجه به صفر بودن مشتق مقدار DC در تعریف کاپوتو بنابراین رابطه (۲۷-۳) به دست خواهد آمد.

$$0 = A \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + BU \quad (27-3)$$

$$\begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = -A^{-1}BU \quad \rightarrow \quad \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} -\frac{L}{R} & C \\ -L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (28-3)$$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{DV_{in}}{R} \\ DV_{in} \end{bmatrix} \quad (29-3)$$

۴-۳-۳ تحلیل سیگنال کوچک

مشتق پارامترهای سیگنال بزرگ و حاصل ضرب پارامترهای سیگنال کوچک صفر است [۳۸].

$$\frac{d^\alpha \hat{i}_L(t)}{dt^\alpha} = \frac{1}{L}(-\hat{v}_C(t) + D\hat{v}_{in}(t) + \hat{d}V_{in}) \quad (30-3)$$

$$\frac{d^\beta \hat{v}_C(t)}{dt^\beta} = \frac{1}{C}(\hat{i}_L(t) - \frac{1}{R}\hat{v}_C(t)) \quad (31-3)$$

مدل میانگین فضای حالت برای تحلیل سیگنال کوچک به صورت رابطه (32-3) بازنویسی می شود.

$$\begin{bmatrix} \frac{d^\alpha \hat{i}_L(t)}{dt^\alpha} \\ \frac{d^\beta \hat{v}_C(t)}{dt^\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(t) + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(t) \quad (32-3)$$

3-4 توابع تبدیل

برای به دست آوردن توابع تبدیل با فرض شرایط اولیه صفر از تعریف لاپلاس برای مشتق کاپوتو استفاده کرده و توابع تبدیل مبدل به دست آورده می شود.

$$s^\alpha \hat{i}_L(s) = -\frac{1}{L}\hat{v}_C(s) + \frac{D}{L}\hat{v}_{in}(s) + \frac{V_{in}}{L}\hat{d}(s) \quad (33-3)$$

$$s^\beta \hat{v}_C(s) = \frac{1}{C}\hat{i}_L(s) - \frac{1}{RC}\hat{v}_C(s) \quad \rightarrow \quad \hat{i}_L(s) = Cs^\beta \hat{v}_C(s) + \frac{1}{R}\hat{v}_C(s) \quad (34-3)$$

با جایگذاری (34-3) در (33-3) و برابر صفر قرار دادن $\hat{d}(s)$ تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی محاسبه می گردد.

$$s^\alpha (Cs^\beta \hat{v}_c(s) + \frac{1}{R} \hat{v}_c(s)) = -\frac{1}{L} \hat{v}_c(s) + \frac{D}{L} \hat{v}_{in}(s) \rightarrow \hat{v}_c(s) (Cs^{\alpha+\beta} + \frac{1}{R} s^\alpha + \frac{1}{L}) = \frac{D}{L} \hat{v}_{in}(s) \quad (35-)$$

(۳)

$$G_{v_o-v_{in}} = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D}{LCs^{\alpha+\beta} + \frac{L}{R} s^\alpha + 1} \quad (36-3)$$

مجدداً می‌توان با جایگذاری رابطه (۳۴-۳) در رابطه (۳۳-۳) و برابر صفر قرار دادن \hat{v}_{in} تابع تبدیل ولتاژ خروجی به سیکل وظیفه قابل محاسبه است.

$$Cs^{\alpha+\beta} \hat{v}_c(s) + \frac{1}{R} s^\alpha \hat{v}_c(s) = -\frac{1}{L} \hat{v}_c(s) + \frac{V_{in}}{L} \hat{d}(s) \rightarrow \hat{v}_c(s) (Cs^{\alpha+\beta} + \frac{1}{R} s^\alpha + \frac{1}{L}) = \frac{V_{in}}{L} \hat{d}(s) \quad (37-)$$

(۳)

$$\rightarrow G_{v_o-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}(s)=0} = \frac{V_{in}}{LCs^{\alpha+\beta} + \frac{L}{R} s^\alpha + 1} \quad (38-3)$$

همچنین از معادله (۳۴-۳) رابطه‌ی (۳۹-۳) قابل دریافت است که با استفاده از این رابطه و ترکیب آن با رابطه (۳۳-۳) تابع تبدیل جریان سلف به سیکل وظیفه به دست می‌آید.

$$\hat{v}_c(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{Cs^\beta + \frac{1}{R}} \quad (39-3)$$

$$s^\alpha \hat{i}_L(s) = -\frac{1}{L} \left(\frac{\hat{i}_L(s)}{Cs^\beta + \frac{1}{R}} \right) + \frac{V_{in}}{L} \hat{d}(s) \quad (40-3)$$

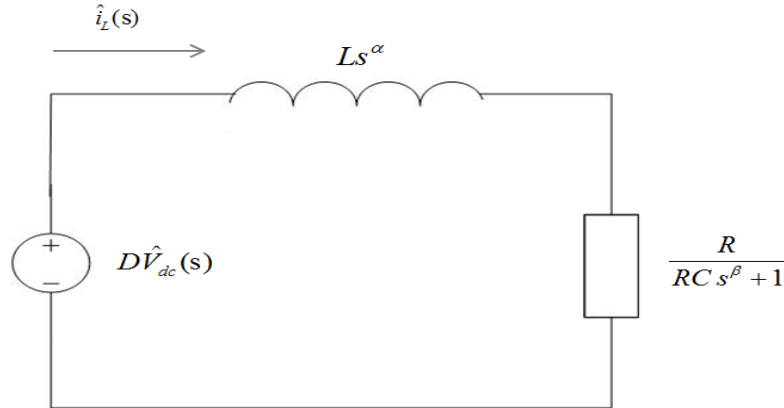
$$\hat{i}_L(s) \left(s^\alpha + \frac{1}{LCs^\beta + \frac{L}{R}} \right) = \frac{V_{in}}{L} \hat{d}(s)$$

$$G_{i_L-d} = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_{in}(s)=0} = \frac{V_{in} \left(Cs^\beta + \frac{1}{R} \right)}{LCs^{\alpha+\beta} + \frac{L}{R} s^\alpha + 1} = \frac{V_{in}}{R} \frac{(RCs^\beta + 1)}{LCs^{\alpha+\beta} + \frac{L}{R} s^\alpha + 1} = G_1(s) \quad (41-3)$$

تابع تبدیل ولتاژ خروجی به جریان سلف به سادگی بر اساس رابطه (۳-۳۴) محاسبه خواهد شد.

$$\begin{aligned} \hat{i}_L(s) &= Cs^\beta \hat{v}_C(s) + \frac{1}{R} \hat{v}_C(s) \\ \rightarrow G_{v_c-i_L} &= \frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{R}{RCs^\beta + 1} \end{aligned} \quad (42-3)$$

با توجه به مدل سیگنال کوچک که در شکل (۳-۵) نمایش داده شده است به راحتی می توان با اعمال قانون ولتاژ در مدار شکل (۳-۵) به یکی دیگر از توابع تبدیل که در فصل آینده برای کنترل سیستم مورد استفاده قرار می گیرد دست یافت.



شکل ۳-۵ مدل سیگنال کوچک مبدل باک

$$-D\hat{V}(s) + Ls\hat{i}_L(s) + \left(\frac{R}{RCs + 1} \right) \hat{i}_L(s) = 0 \quad (43-3)$$

با انجام محاسبات ساده ریاضی رابطه (۳-۴۴) به دست می آید.

$$G_{\hat{i}_L-\hat{v}} = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{V}(s)} \right|_{\hat{d}=0} = \frac{D}{R} \frac{(RCs+1)}{\left(LCs^2 + \frac{L}{R} s + 1 \right)} \quad (44-3)$$

۳-۵ محاسبه تغییرات جریان

با توجه به رابطه ولتاژ سلف در مدت زمان روشن بودن کلید $[0, DT]$ رابطه تغییرات جریان سلف همان طور که در رابطه (۳-۴۵) نشان داده شده است به دست می آید.

$$v_L(t) = L \frac{d^\alpha i_L(t)}{dt^\alpha}, \quad v_L(t) = v_{in}(t) - v_o(t) \quad (۳-۴۵)$$

$$\langle v_L(t) \rangle = L \frac{d^\alpha \langle i_L(t) \rangle}{dt^\alpha} \rightarrow \frac{\langle v_{in}(t) - v_o(t) \rangle}{L} = \frac{d^\alpha \hat{i}_L(t)}{dt^\alpha} \quad (۳-۴۶)$$

از طرفین رابطه (۳-۴۶) انتگرال کسری با مرتبه α گرفته می شود. حاصل انتگرال از سمت راست همان تغییرات جریان خواهد بود که در رابطه (۳-۴۷) آورده شده است. حاصل انتگرال سمت چپ نیز در ادامه ذکر می شود.

$$\Delta i_L(t) = I^\alpha \left(\frac{d^\alpha \hat{i}_L(t)}{dt^\alpha} \right) \quad (۳-۴۷)$$

$$I^\alpha \frac{\langle v_{in}(t) - v_o(t) \rangle}{L} = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^{DT} (t-\tau)^{\alpha-1} \frac{\langle v_{in}(t) - v_o(t) \rangle}{L} d\tau \quad (۳-۴۸)$$

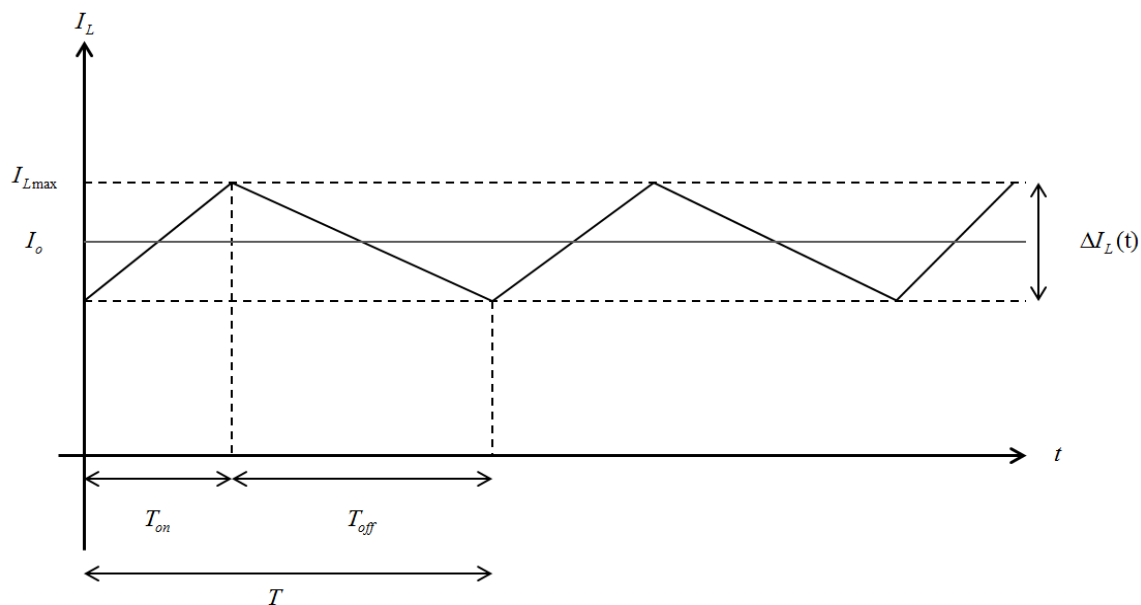
با فرض اینکه مقادیر v_{in}, v_o تقریباً ثابت هستند رابطه (۳-۴۸) بازنویسی می شود.

$$I^\alpha \frac{\langle v_{in}(t) - v_o(t) \rangle}{L} = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \frac{\langle v_{in}(t) - v_o(t) \rangle}{L} \int_0^{DT} (t-\tau)^{\alpha-1} d\tau \quad (۳-۴۹)$$

برای محاسبه انتگرال فوق، ابتدا تابع داخل انتگرال را حول نقطه صفر به وسیله بسط تیلور گسترش داده و در نهایت انتگرال به صورت رابطه ای بسته محاسبه می شود. ضمناً از تغییرات سیگنال کوچک ولتاژ ورودی هم صرف نظر می شود.

$$\Delta i_L = \frac{(v_{in} - v_o)(DT)^\alpha}{\Gamma(\alpha)L} \quad (50-3)$$

در شکل (۶-۳) تغییرات جریان سلف آورده شده است.



شکل ۶-۳ تغییرات جریان سلف بر اساس مدل کسری مبدل باک

حالت کاری پیوسته^۵ (CCM) زمانی اتفاق می افتد که جریان سلف پیوسته باشد. به عبارت دیگر جریان سلف همواره بزرگتر از صفر خواهد بود. جریان بیشینه و محاسبات آن در رابطه (۵۱-۳) نشان داده شده است.

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (51-3)$$

$$I_{Lmax} = \frac{Dv_{in}}{R} + \frac{1}{2} \frac{(v_{in} - v_o)}{\Gamma(\alpha)L} (DT)^\alpha$$

^۵ Continuous Condition Mode

۳-۶ محاسبه تغییرات ولتاژ

یکی از فاکتورهای مهم مبدل‌های افزایشنده باک جهت طراحی مقادیر سلف و خازن، به دست آوردن رابطه‌ی تغییرات جریان سلف و ولتاژ خازن است. تغییرات جریان در قسمت قبل تعیین گردید و تعیین رابطه تغییرات ولتاژ خازن در این قسمت محاسبه می‌شود. همان‌گونه که پیش‌تر اشاره شد رابطه (۳-۵۲) بر اساس مدل مبدل باک قابل استحصال است.

$$i_c(t) = -i_o(t) + i_L(t) \rightarrow \frac{d^\beta v_C(t)}{dt^\beta} = -\frac{v_C(t)}{R} + \frac{i_L(t)}{C} \quad (۳-۵۲)$$

با استفاده از رابطه (۳-۵۲) می‌توان تغییرات ولتاژ خازن را محاسبه کرد. روش تجزیه ادمیان در مراجع [۳۴, ۳۷] به‌منظور حل معادله دیفرانسیل کسری مورد استفاده قرار گرفته است. ادمیان روشی قدرتمند در حل معادلات غیرخطی در صورت خطی تحلیل بودن است که برای حل معادلات دیفرانسیل کسری قابل اعمال است.

رابطه (۳-۵۳) شکل کلی یکی از قالب‌های معادله دیفرانسیل کسری است که بر اساس تجزیه ادمیان قابل تحلیل و حل است. بر این اساس رابطه (۳-۵۲) را به شکل رابطه (۳-۵۳) بازنویسی می‌کنیم.

$$D^\alpha x(t) = Ax(t) + f(t) \quad , \quad 0 < \alpha < 1 \quad , \quad 0 < t < T \quad (۳-۵۳)$$

حل معادله (۳-۵۳) بر اساس مشتق کاپوتو به صورت رابطه (۳-۵۴) قابل بیان خواهد بود [۳۹, ۴۰].

$$x(t) = x_h(t) + x_p(t) \quad (۳-۵۴)$$

$$x_h(t) = E_{\alpha,1}(At^\alpha)C \quad , \quad x_p(t) = t^{\alpha-1} E_{\alpha,\alpha}(At^\alpha) * f(t)$$

E تابع میتاگ لیفلر بوده و C شرایط اولیه را نشان می‌دهد. برای برقرار بودن صحت رابطه (۳-۵۴) شرایط زیر باید ارضا گردد.

$$\exists \varepsilon > 0, M > 0, \beta > -\alpha \quad |f_i(t)| \leq Mt^\beta \quad (55-3)$$

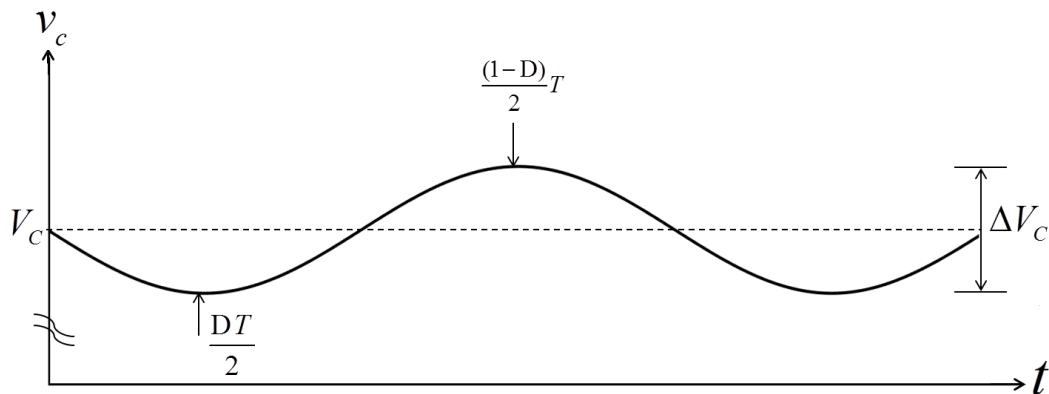
با توجه به توپولوژی مدار در حالت روشن و خاموش بودن کلید، تفاوتی در معادله به دست آمده در رابطه (52-3) که در پایین مجدداً اشاره و بازنویسی شده است ایجاد نمی‌شود.

$$D^\beta V_C(t) = -\frac{V_C(t)}{RC} + \frac{i_L(t)}{C} \quad (56-3)$$

با توجه به حل اشاره شده توسط تجزیه ادمیان می‌توان معادله (56-3) را به صورت حل (57-3) به دست آورد.

$$V(t) = E_{\beta,1}\left(-\frac{t^\beta}{RC}\right)V_0 + t^{\beta-1} E_{\beta,\beta}\left(-\frac{t^\beta}{RC}\right) * \frac{i_L(t)}{C} \quad (57-3)$$

با توجه به شکل (7-3) می‌توان تغییرات ولتاژ خازن که همان تغییرات ولتاژ خروجی است را به دست آورد [29].



شکل 7-3 تغییرات ولتاژ خازن مبدل باک

با توجه به شکل (7-3) و ساده‌سازی رابطه (57-3) با جایگذاری زمان قله و قعر منحنی می‌توان به روابط ارائه شده در ادامه دست یافت.

^{۲۱} Adomian Decomposition

$$V\left(\frac{DT}{2}\right) = E_{\beta,1} \left(-\frac{\left(\frac{DT}{2}\right)^\beta}{RC}\right) V_0 + \left(\frac{DT}{2}\right)^{\beta-1} E_{\beta,\beta} \left(-\frac{\left(\frac{DT}{2}\right)^\beta}{RC}\right) * \frac{i_L \left(\frac{DT}{2}\right)}{C} \quad (58-3)$$

9

$$V\left(\frac{1-D}{2}T\right) = E_{\beta,1} \left(-\frac{\left(\frac{(1-D)}{2}T\right)^\beta}{RC}\right) V_0 + \left(\frac{(1-D)}{2}T\right)^{\beta-1} E_{\beta,\beta} \left(-\frac{\left(\frac{(1-D)}{2}T\right)^\beta}{RC}\right) * \frac{i_L \left(\frac{(1-D)}{2}T\right)}{C} \quad (59-3)$$

رابطه (۶۰-۳) با توجه به شکل‌های (۶-۳) و (۷-۳) قابل اثبات است.

$$\Delta V = V\left(\frac{1-D}{2}T\right) - V\left(\frac{D}{2}T\right), \quad I\left(\frac{1-D}{2}T\right) \approx I\left(\frac{D}{2}T\right) \quad (60-3)$$

می‌توان رابطه تغییرات ولتاژ را به صورت گسترده ارائه شده در رابطه (۶۱-۳) تبدیل نمود.

$$\Delta V = \left[E_{\beta,1} \left(-\frac{\left(\frac{(1-D)}{2}T\right)^\beta}{RC}\right) - E_{\beta,1} \left(-\frac{\left(\frac{D}{2}T\right)^\beta}{RC}\right) \right] V_0 * \frac{I_o}{C} \left[\left(\frac{(1-D)}{2}T\right)^{\beta-1} E_{\beta,\beta} \left(-\frac{\left(\frac{(1-D)}{2}T\right)^\beta}{RC}\right) - \left(\frac{D}{2}T\right)^{\beta-1} E_{\beta,\beta} \left(-\frac{\left(\frac{D}{2}T\right)^\beta}{RC}\right) \right] \quad (61-3)$$

۷-۳ شناسایی مدل باک

برای شناسایی مدل باک بر اساس روش‌های رایج شناسایی، ابتدا باید مدل ساختاری مبدل مشخص شده و با اعمال ورودی پایا به سیستم و با داشتن ورودی‌ها و خروجی‌های سیستم بر اساس روش‌های شناخته شده متغیرهای مبدل باک شناسایی می‌گردد. در این پروژه، هدف مدل‌سازی مبدل باک مورد استفاده در سیستم توربین بادی پژوهشگاه هوا خورشید است که این مدل‌سازی بر اساس داده‌های عملیاتی گردآوری شده از سایت پژوهشگاه خواهد بود. همان‌طور که پیش‌تر اشاره شد با معلوم بودن مقادیر سلف، خازن و بار استفاده شده، بر اساس روابط فضای حالت می‌توان توابع تبدیل مبدل را بر اساس روابط ریاضی به دست آورد اما در مدل‌سازی کسری، دو متغیر آلفا و بتا نامعلوم هستند که باید محاسبه شوند.

۳-۷-۱ استفاده از جعبه‌ابزار متلب

جعبه‌ابزارهای گوناگونی در سال‌های اخیر در رابطه با مبحث کسری طراحی گردیده است که یکی از آنها دستور (FOTFID) متلب جهت شناسایی سیستم است. شناسایی با این جعبه‌ابزار می‌تواند در دامنه‌ی فرکانسی یا زمانی باشد. رابط گرافیکی اشاره‌شده این امکان را به کاربر می‌دهد تا بر اساس داده‌های زمانی ورودی - خروجی یک سیستم مرتبه کسری پیوسته را به صورت رابطه (۳-۶۲) شناسایی نماید.

$$G(s) = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (۳-۶۲)$$

روش کار این جعبه‌ابزار بر مبنای برازش یک مدل اولیه برای سیستم است که با استفاده از معیار حداقل مربعات به کمینه‌سازی خطا می‌پردازد.

$$\text{minimize } \|e\|_2^2, \quad e(t) = y(t) - y_{id}(t) \quad (۳-۶۳)$$

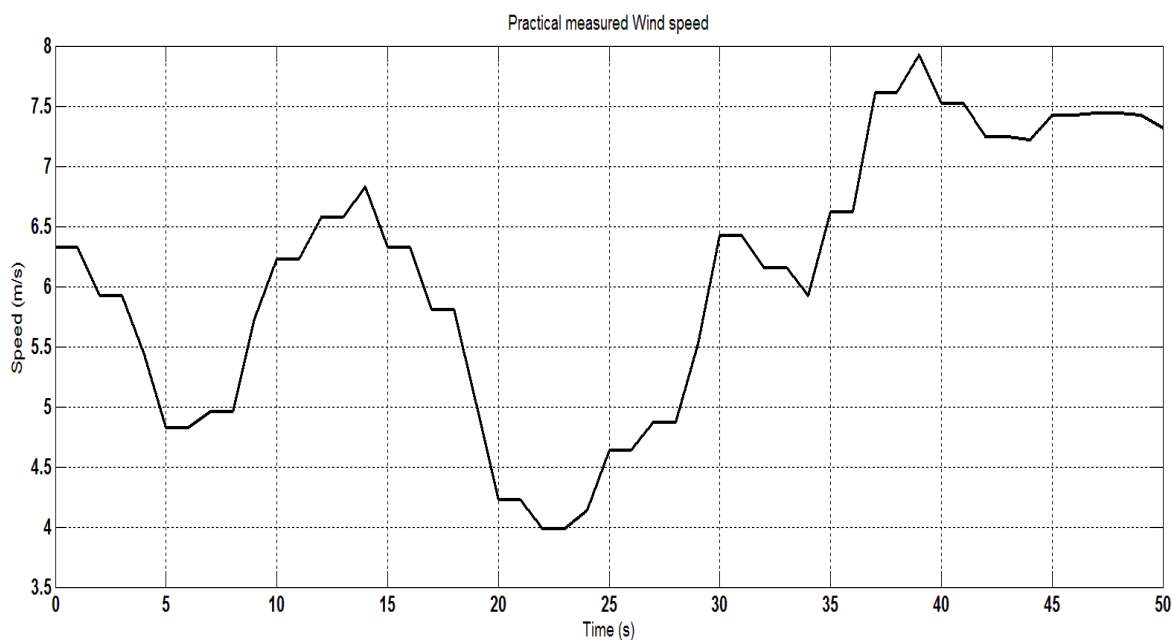
$$\theta = [a_p, \alpha_p, b_z, \beta_z], \quad a_p = [a_n, a_{n-1}, \dots, a_0], \quad b_z = [b_m, b_{m-1}, \dots, b_0] \quad (۳-۶۴)$$

مدل اولیه می‌تواند مدل تولیدشده از سیستم متناسب با مرتبه بالا باشد. این مدل اولیه می‌تواند از طریق کاربر به متلب داده شود. همچنین می‌توان محدودیتی برای متغیرهای شناسایی شده قرارداد تا از آن حدود خارج نگردند. قابلیت کاهش تعداد متغیرهای شناسایی از دیگر ویژگی‌های این جعبه‌ابزار است [۴۱, ۴۲].

۳-۷-۲ تعیین مقادیر آلفا و بتا با استفاده از روش پیشنهادی

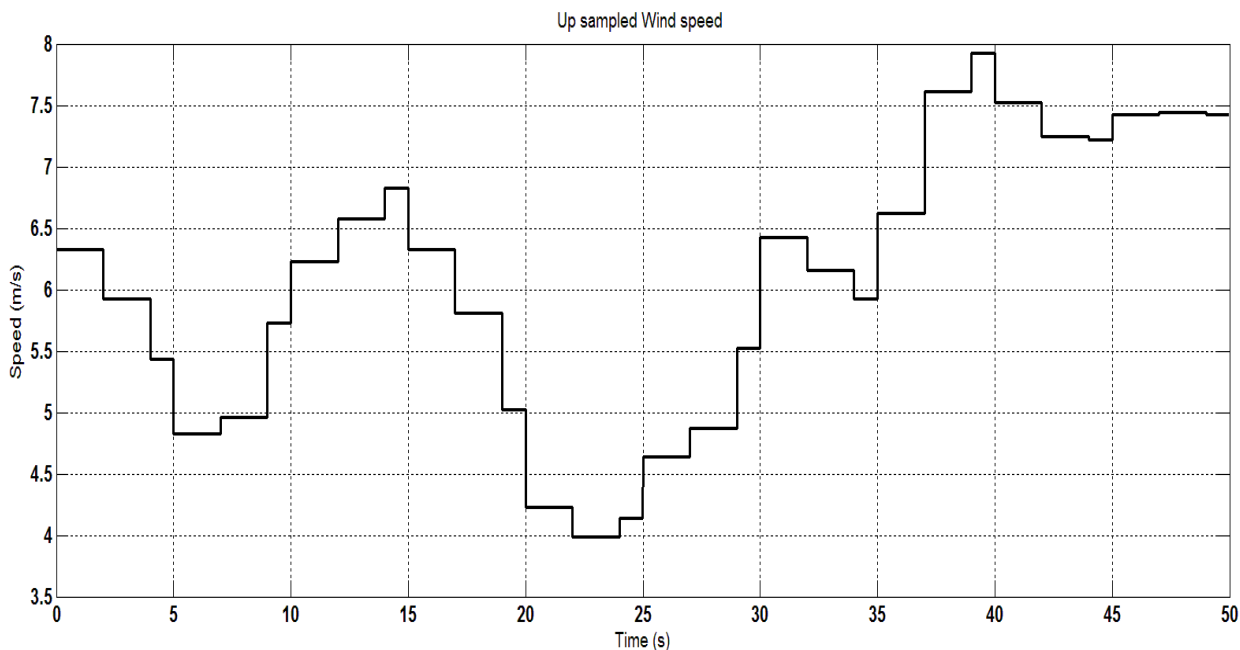
روش‌های شناسایی و روش‌های گفته‌شده نیاز به اعمال ورودی پایا به مبدل باک یا داشتن ورودی و خروجی‌های مبدل باک دارد؛ اما در سیستم توربین بادی پژوهشگاه هوا خورشید تنها سرعت باد، ولتاژ

باتری، جریان باتری و سرعت ژنراتور به عنوان پارامترهای اندازه‌گیری شده در دسترس هستند و همان‌گونه که قبلاً اشاره گردید با دوره نمونه‌برداری یک ثانیه توسط دستگاه‌های اندازه‌گیری ثبت شده‌اند. عملاً ولتاژ لینک دی سی اعمالی به باک اندازه‌گیری نشده و با توجه به حلقه بسته بودن سیستم مقدار سیکل وظیفه هم مشخص نیست. برای رفع این مشکل و یافتن ولتاژ ورودی به مبدل باک، کل سیستم توربین بادی بر اساس نمونه ساخته شده در سیمولینک متلب شبیه‌سازی شده و با اعمال سرعت باد به عنوان ورودی شبیه‌سازی صورت پذیرفته است. بر اساس داده‌های موجود در بازه‌ی زمانی ۰ تا ۵۰ ثانیه سرعت وزش باد تقریباً ثابت است؛ بنابراین با آزمون و خطا و تغییر شرایط شارژ اولیه باتری و اعمال سرعت وزش باد در بازه‌ی زمانی اشاره شده شبیه‌سازی صورت می‌گیرد و مقدار خروجی شبیه‌سازی را با داده‌های خروجی واقعی مقایسه کرده و با تنظیم شرایط بار و باتری، خروجی شبیه‌سازی را به خروجی واقعی نزدیک می‌کنیم. در این حالت می‌توان متغیرهای مختلف مدار را در سیمولینک متلب اندازه‌گیری کرد و اطمینان داشت که با دقت خوبی همان مقادیر واقعی در سیستم توربین بادی باشند.



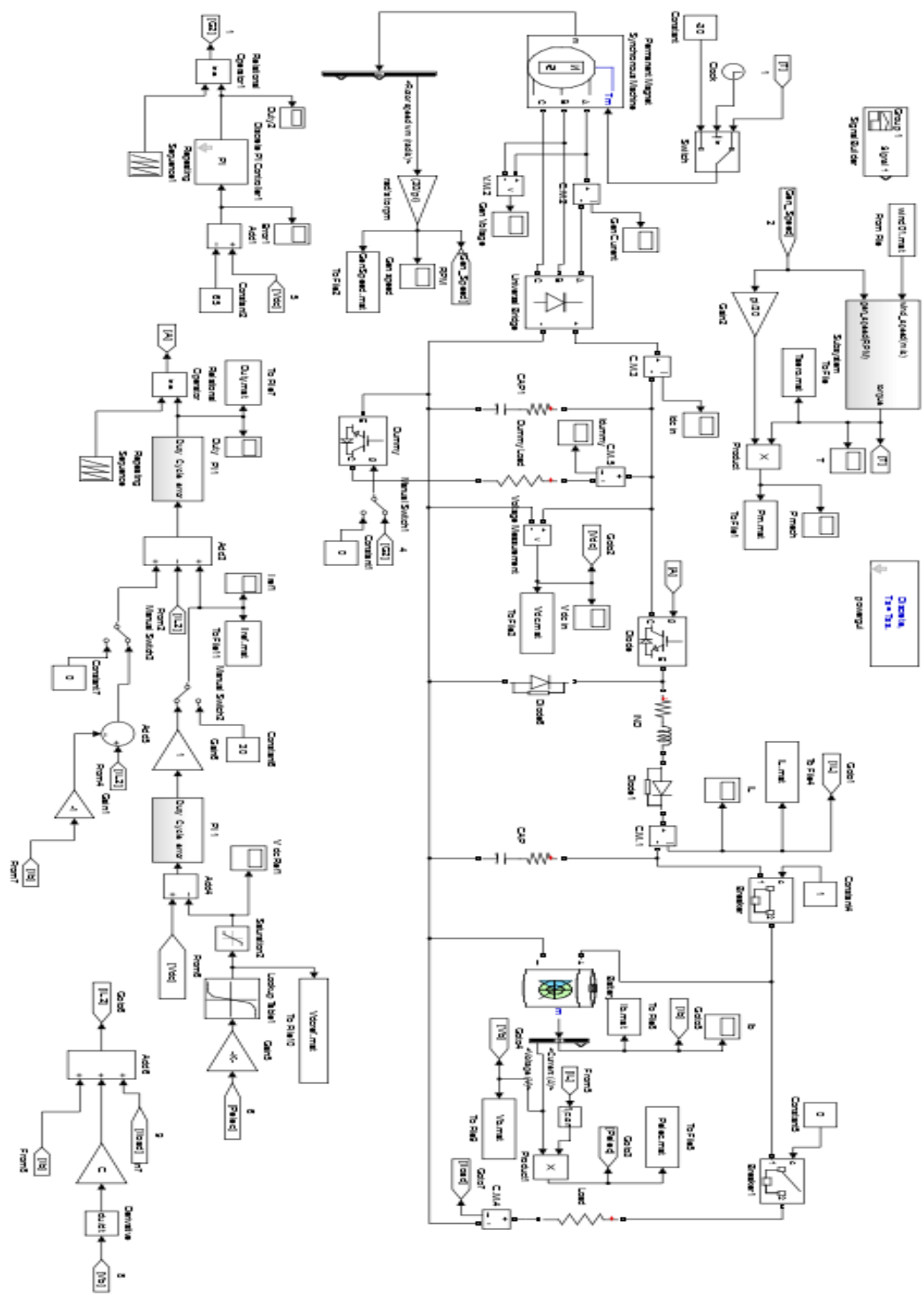
شکل ۳-۸ سرعت باد اندازه‌گیری شده در سایت بینالود

در شکل (۳-۸) سرعت باد در بازه‌ی زمانی ۰ تا ۵۰ ثانیه که با دوره‌ی نمونه‌برداری یک ثانیه اندازه‌گیری شده اشاره گردیده است. برنامه شبیه‌سازی متلب با دوره‌ی نمونه‌برداری یک میلی‌ثانیه اجرا می‌گردد بنابراین داده‌های سرعت باد را نیز افزایش می‌دهیم که در شکل (۳-۹) دیده می‌شود.



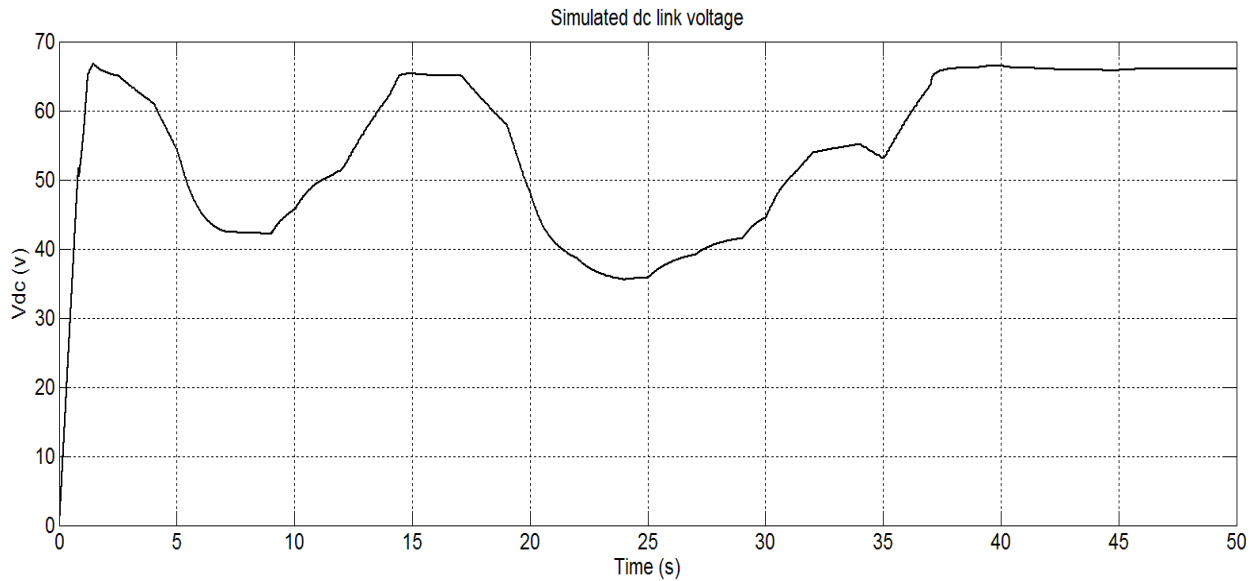
شکل ۳-۹ سرعت باد پس از افزایش تعداد نمونه‌ها

داده‌ی افزایش نمونه داده‌شده سرعت وزش باد را به شبیه‌ساز شکل (۳-۱۰) اعمال کرده و با آزمون و خطا مقدار شارژ اولیه باتری به‌گونه‌ای پیدا می‌شود که خروجی اندازه‌گیری شده توسط شبیه‌ساز سیمولینک با داده‌های خروجی واقعی اندازه‌گیری شده در سایت تقریباً یکسان گردد.

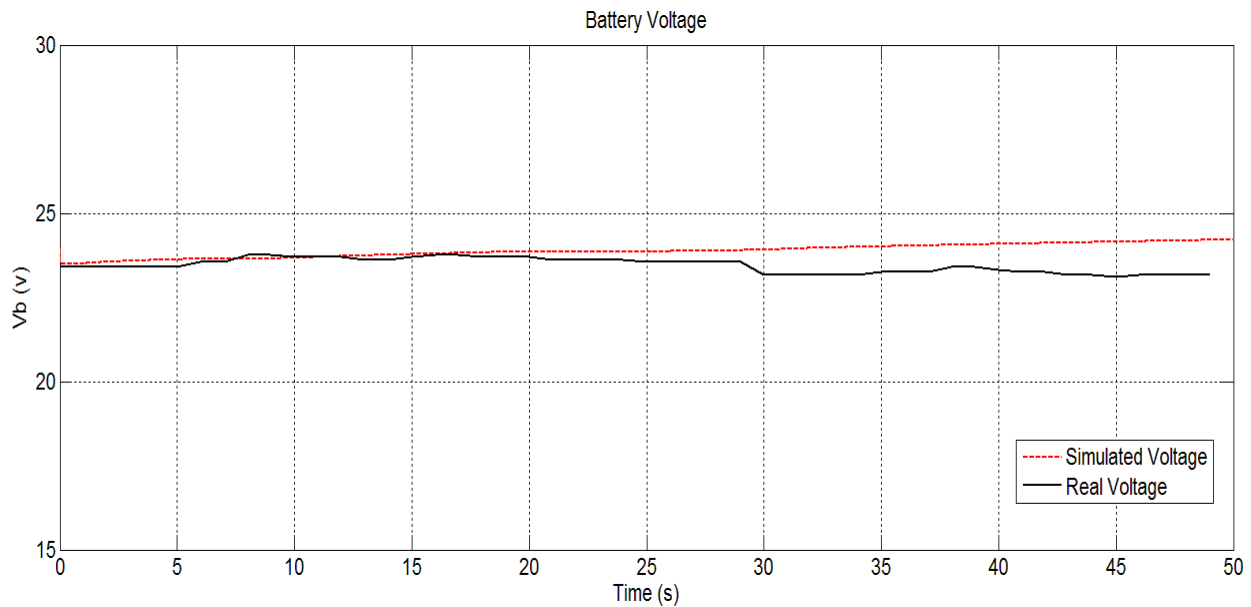


شکل ۳-۱۰ شبیه‌سازی توربین بادی در محیط سیمولینک

نهایتاً در طول ۵۰ ثانیه مقدار ولتاژ لینک دی سی که جزء متغیرهای اندازه‌گیری شده در سایت نبود توسط شبیه‌ساز سیمولینک در شکل (۳-۱۱) آورده شده است. ولتاژ خروجی واقعی اندازه‌گیری شده در سایت هم در شکل (۳-۱۲) مشاهده می‌شود.



شکل ۳-۱۱ ولتاژ لینک دی سی شبیه‌سازی شده در محیط سیمولینک متلب

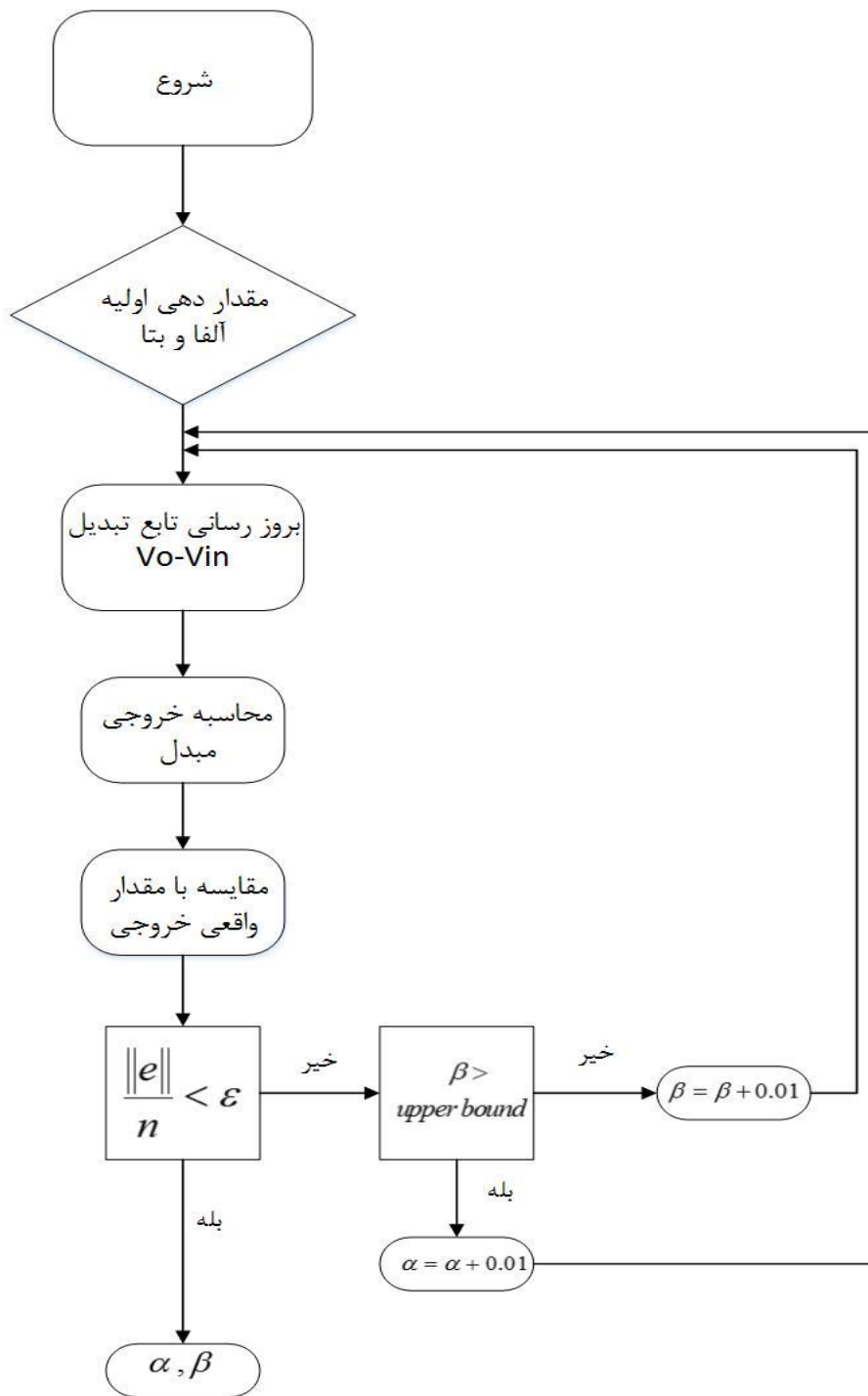


شکل ۳-۱۲ مقایسه ولتاژ باتری اندازه‌گیری شده در سایت و ولتاژ باتری شبیه‌سازی شده

با استفاده از الگوریتم جستجوی زیر برای آلفا و بتاهای گوناگون جستجو انجام می‌گیرد و بهترین مقدار آلفا و بتا که به ازای آن‌ها بهترین پاسخ به دست می‌آید محاسبه می‌شود. در بازه‌ی زمانی ۳۷ ثانیه تا ۵۰ ثانیه که در شکل (۳-۹) و (۳-۱۱) هم مشخص است، سرعت باد و به تبع آن ولتاژ لینک دی سی و مقدار سیکل وظیفه تقریباً ثابت است. در این بازه زمانی مقدار سیکل وظیفه برابر با ۰/۳۵۲۰ است. مقدار مقاومت بار که در خروجی مبدل کاهنده باک قرار می‌گیرد تقریباً ۰/۱ خواهد بود.

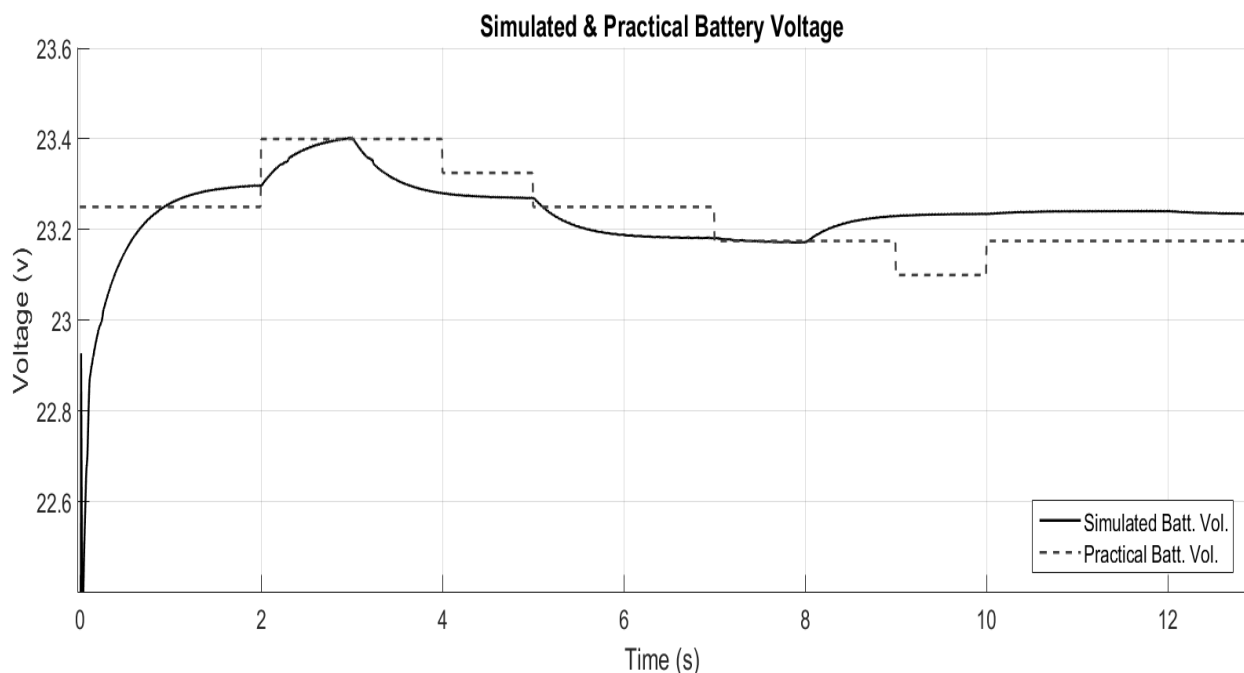
$$G_{v_o-v_{in}} = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D}{LCs^{\alpha+\beta} + \frac{L}{R}s^{\alpha} + 1} \quad (۳-۶۵)$$

مبتنی بر الگوریتم پیشنهادی شکل (۳-۱۳) می‌توان مقدار α, β ای که بر اساس آن پاسخ تابع تبدیل به مقدار واقعی خروجی سیستم حلقه بسته مبدل باک نزدیک‌تر است را به دست آورد و بر اساس آن به مدل مرتبه کسری سیستم دست‌یافت. همان‌طور که پیش‌تر گفته‌شده بود به دلیل در دسترس نبودن تمام داده‌های ورودی و خروجی مبدل باک به‌ناچار مجبور به استفاده از یک روش جستجوی سراسری برای تعیین ضرایب کسری تابع تبدیل مبدل خواهیم بود. به دلیل کوچک بودن ضریب $s^{\alpha+\beta}$ عملاً مقدار بتا در محدوده مشخص شده، تأثیر عمده‌ای در خروجی تابع تبدیل ندارد اما از روی این الگوریتم می‌توان مقدار آلفا را یافت.



شکل ۳-۱۳ الگوریتم پیشنهادی جهت یافتن مقدار آلفا

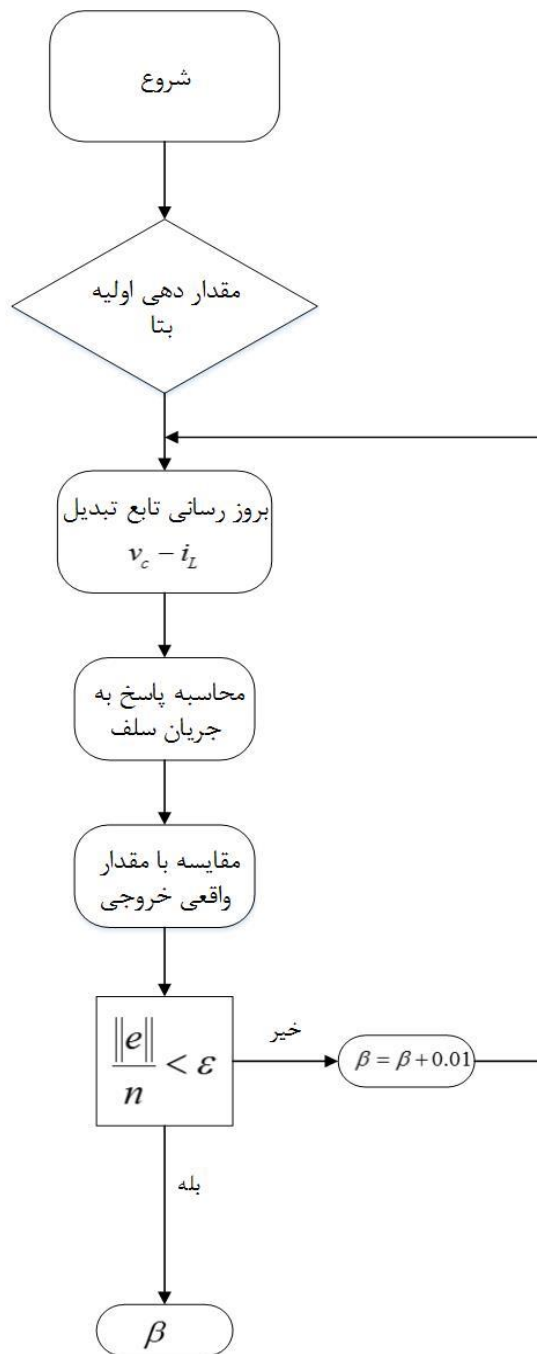
بر اساس داده‌های تعریف‌شده و اجرای برنامه، مقدار آلفا برابر با ۰/۹۵ می‌شود که در این حالت نسبت به آلفا برابر با یک، پاسخ به مقدار داده‌های واقعی خروجی نزدیک‌تر است. در شکل (۳-۱۴) ولتاژ باتری اندازه‌گیری شده در سایت با ولتاژ شبیه‌سازی شده با استفاده از متلب در حالت کسری مقایسه می‌گردد.



شکل ۳-۱۴ ولتاژ باتری در دو حالت شبیه‌سازی شده به صورت کسری با سیمولینک و داده‌های اندازه‌گیری شده سایت برای یافتن مقدار بتا به سراغ تابع تبدیلی خواهیم رفت که بتوان از داده‌های عملی در آن استفاده نمود و همچنین مقدار بتا را به صورت مجزا به دست آورد.

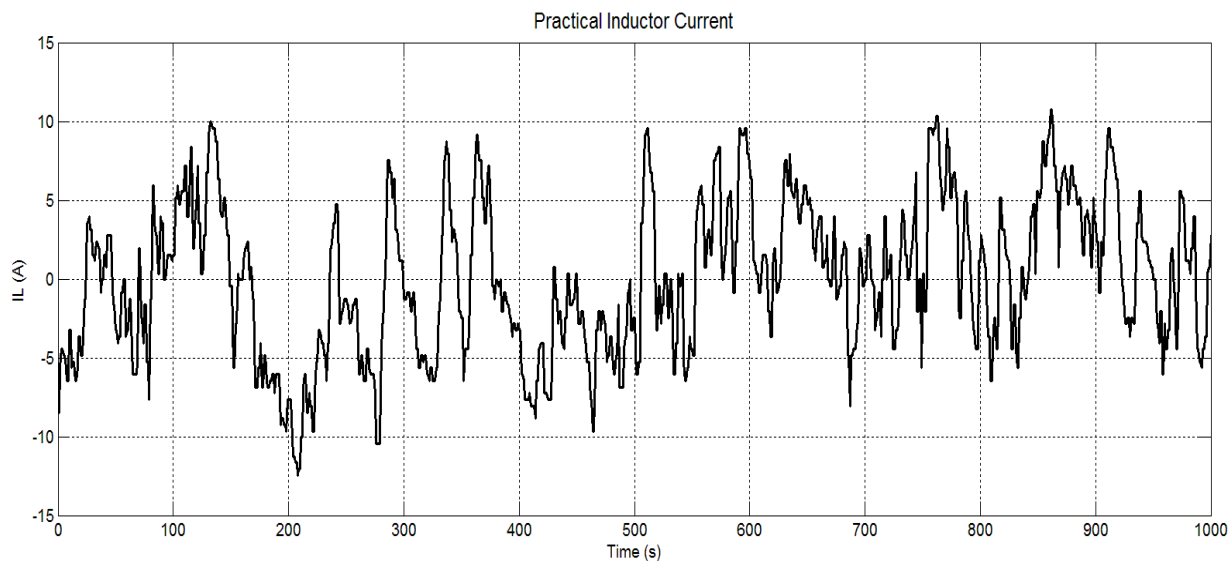
$$G_{v_c-i_L} = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{R}{RCs^\beta + 1} \quad (3-66)$$

الگوریتم دیگری طراحی شده که بر اساس آن با اعمال ورودی جریان سلف به تابع تبدیل و محاسبه ولتاژ خازن یا همان ولتاژ باتری و مقایسه آن با مقدار ولتاژ باتری که در سایت اندازه‌گیری شده است، خطا محاسبه می‌گردد و شرط توقف، یافتن مقدار β ای است که به ازای آن خطا کمینه شود. اساس کار این الگوریتم در شکل (۳-۱۵) نشان داده شده است.

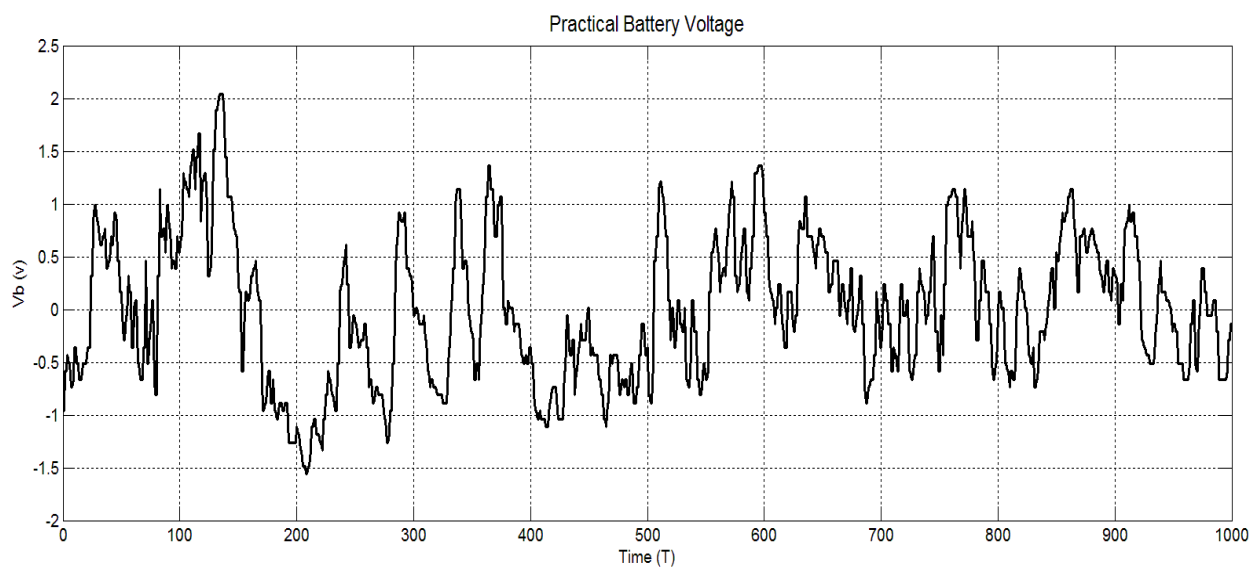


شکل ۳-۱۵ الگوریتم جستجوی پیشنهادی جهت یافتن مقدار بتا

جریان سیگنال کوچک اندازه‌گیری شده‌ی سلف و ولتاژ سیگنال کوچک اندازه‌گیری شده‌ی باتری برای حالتی که باری در خروجی قرار ندارد و تنها باتری به‌عنوان مصرف‌کننده عمل می‌کند در بازه‌ی زمانی ۱۰۰۰ ثانیه‌ای در شکل‌های (۳-۱۶) و (۳-۱۷) آورده شده است.



شکل ۳-۱۶ تغییرات اندازه‌گیری شده جریان سلف به صورت واقعی



شکل ۳-۱۷ تغییرات اندازه‌گیری شده ولتاژ باتری به صورت واقعی

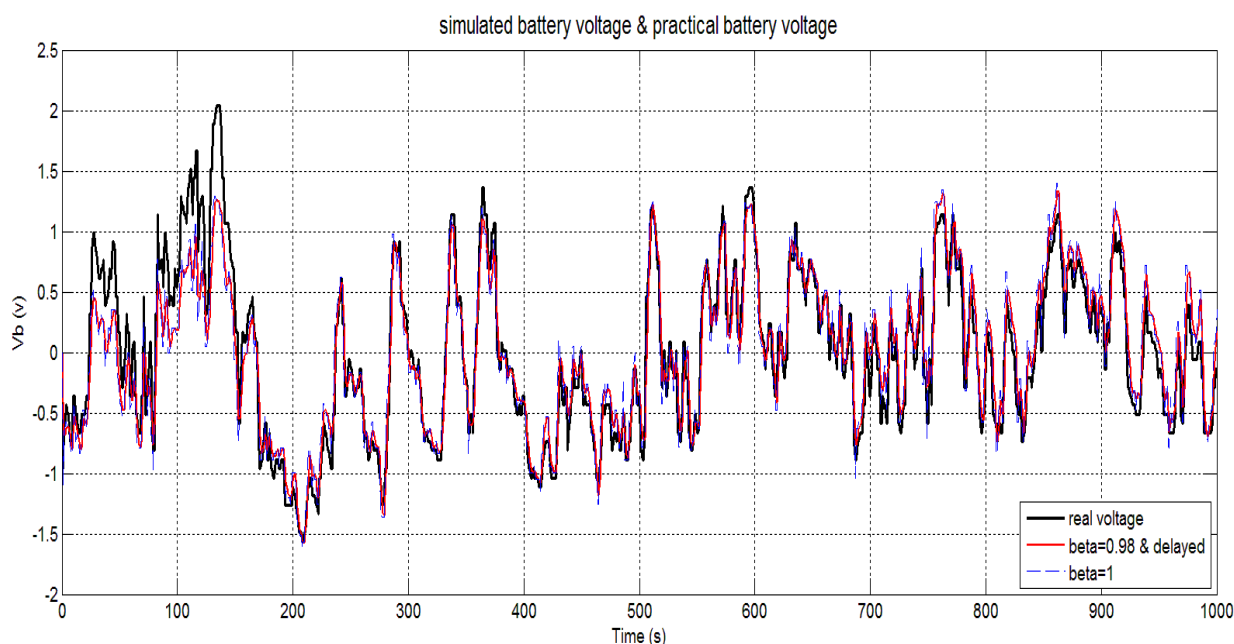
با اعمال الگوریتم پیشنهادی شکل (۳-۱۵) و بررسی خروجی‌ها مشخص می‌شود که سیستم واقعی نسبت به جریان سلف دارای تأخیری یک‌ثانیه‌ای است، یعنی خروجی تابع تبدیل نسبت به ولتاژ باتری که در سایت اندازه‌گیری شده یک ثانیه عقب‌تر است. برای اعمال این تأخیر به تابع تبدیل رابطه (۳-۶۶) از تقریب پده استفاده می‌نماییم [۴۳]. با استفاده از این تقریب می‌توان تأخیر زمانی موجود را با استفاده از یک تابع تبدیل

مرتبه دلخواه تقریب زد و در تابع تبدیل رابطه (۳-۶۶) وارد نمود. با در نظر گرفتن تقریب پده مرتبه سوم برای تأخیر یک ثانیه‌ای به تابع تبدیل رابطه (۳-۶۷) می‌رسیم.

$$G_{pade}(s) = \frac{-s^3 + 12s^2 - 60s + 120}{s^3 + 12s^2 + 60s + 120} \quad (۳-۶۷)$$

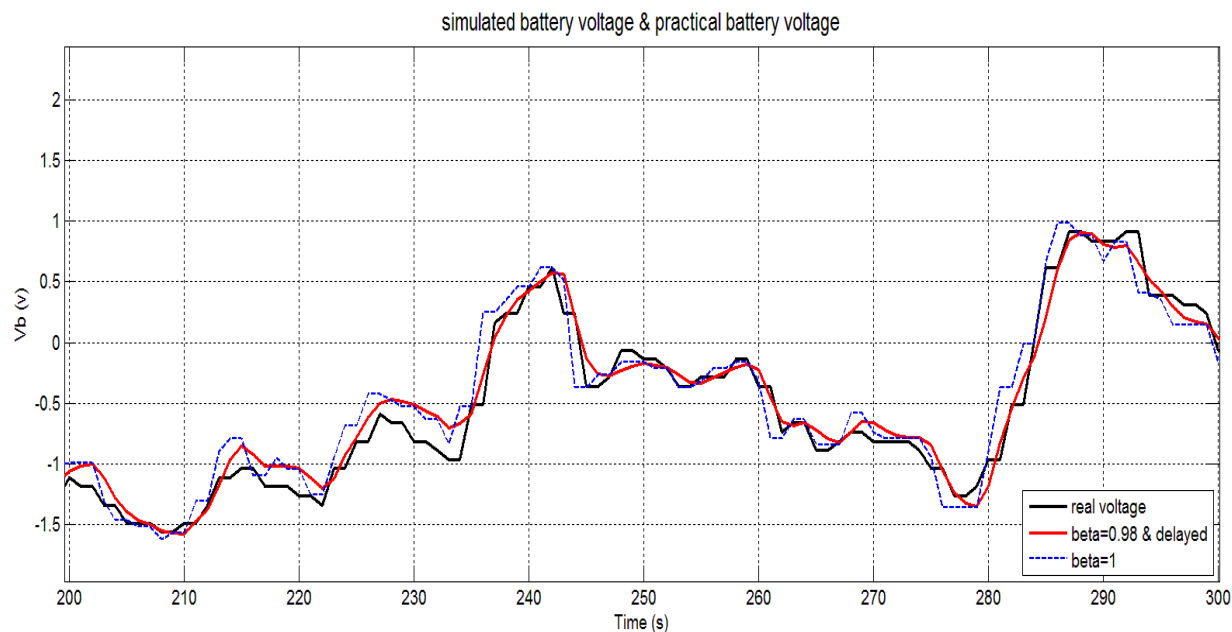
بنابراین تابع تبدیل تأخیر دار به صورت رابطه‌ی (۳-۶۸) تبدیل می‌گردد.

$$G_{v_c-i_L} = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{i}_L(s)} = \left(\frac{R}{RCs^\beta + 1} \right) * \left(\frac{-s^3 + 12s^2 - 60s + 120}{s^3 + 12s^2 + 60s + 120} \right) \quad (۳-۶۸)$$



شکل ۳-۱۸ مقایسه ولتاژ باتری شبیه‌سازی شده با مدل صحیح و کسری با مقدار واقعی ولتاژ باتری

برای نمایش بهتر نتیجه، شکل (۳-۱۸) در طول مدت‌زمان ۱۰۰ ثانیه در نمودار شکل (۳-۱۹) آورده شده است.



شکل ۳-۱۹ مقایسه ولتاژ باتری شبیه‌سازی شده با مدل صحیح و کسری با مقدار واقعی ولتاژ باتری در مدت ۱۰۰ ثانیه تابع تبدیل به دست آمده با جایگذاری مقادیر متغیرها در رابطه (۳-۶۹) دیده می‌شود.

$$G_{v_c-i_L} = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{i}_L(s)} = \left(\frac{R}{RCs^\beta + 1} \right) e^{-s} = \frac{0.13}{0.00611s^{0.98} + 1} e^{-s} \quad (۳-۶۹)$$

با اعمال الگوریتم اشاره شده و بررسی خروجی‌ها، عدد ۰/۹۸ برای بتا در نظر گرفته شد که در این صورت پاسخ تابع تبدیل به مقدار واقعی ولتاژ نزدیک تراز بتا برابر با یک است. البته این تفاوت بسیار ناچیز و حتی قابل اغماض است. در نهایت تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی بر اساس مقداردهی متغیرها قابل دستیابی است.

$$G_{v_o-v_{in}} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} \Big|_{\dot{d}(s)=0} = \frac{D}{LCs^{\alpha+\beta} + \frac{L}{R}s^\alpha + 1} = \frac{0.35}{0.000011092s^{1.93} + 0.000196s^{0.95} + 1} \quad (۳-۷۰)$$

۳-۸ جمع‌بندی

در این فصل ابتدا مدل میانگین فضای حالت و توابع تبدیل از مرتبه کسری برای مبدل باک استخراج شد و در ادامه تغییرات جریان سلف و نوسانات ولتاژ خازن که همواره در مبدل‌های باک برای تعیین مقادیر سلف و خازن از آن‌ها استفاده می‌شود به صورت مرتبه کسری محاسبه گردید. در قسمت دوم این فصل، مبدل مورد استفاده در توربین بادی مورد مطالعه با استفاده از داده‌های عملیاتی اندازه‌گیری شده در سایت بینالود با روش پیشنهادی مبتنی بر آزمون و خطا به صورت مرتبه کسری مدل‌سازی شد. همان‌گونه که انتظار می‌رفت به دلیل استفاده از سلف‌ها و خازن‌هایی با خاصیت کسری ناچیز و مرتبه‌هایی تقریباً نزدیک به یک، مدل مرتبه کسری به دست آمده با مدل مرتبه صحیح رایج تفاوت ملموسی نداشت.

فصل چهارم

طراحی کنترل کننده مرتبه کسری

۱-۴ مقدمه

همان‌گونه که پیش‌تر هم اشاره شد، روش‌های متعددی برای کنترل توربین بادی به‌منظور دستیابی به حداکثر توان دریافتی از باد وجود دارد که البته در مدل‌های واقعی و صنعتی کنترل‌کننده رایج از نوع تناسبی - انتگرالی است. در این فصل با استفاده از اصول کنترل کسری، کنترل‌کننده‌ای طراحی و تنظیم می‌شود که مقاوم بودن نسبت به تغییرات بهره در کنار عملکرد مطلوب از جمله ویژگی‌های آن خواهد بود.

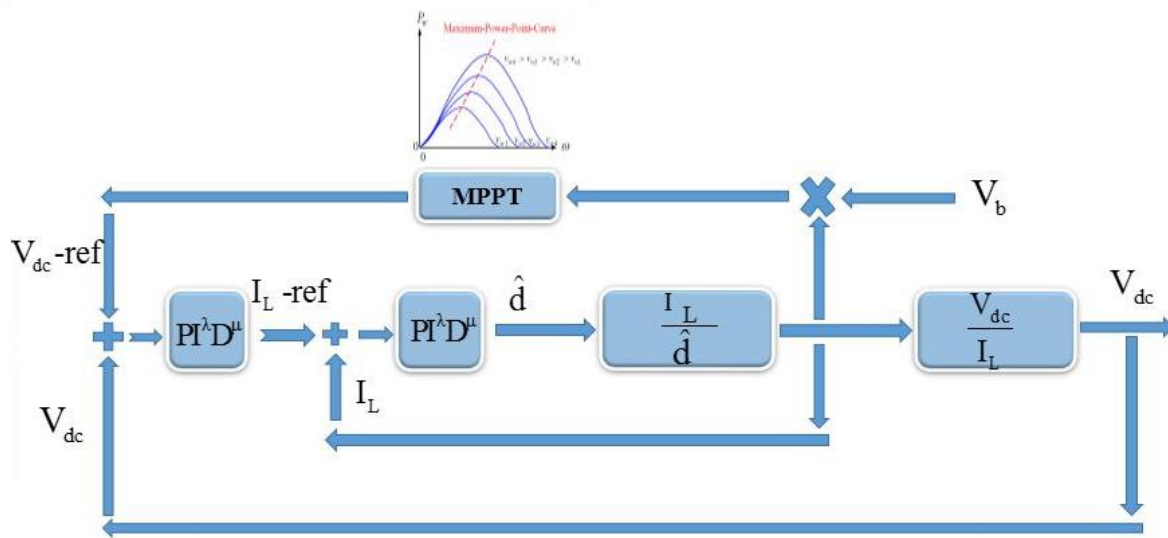
۲-۴ معرفی سامانه توربین بادی

در این فصل هدف شارژ باتری ۲۰۰ آمپرساعتی است که با بار ۱۰ آمپری در خروجی توربین بادی یک کیلوواتی به‌صورت موازی قرار دارد. دو حلقه کنترلی برای دستیابی به شارژ مناسب و باکیفیت باتری در کنار تأمین بار ۱۰ آمپری در واحد کنترل مبدل باک سامانه توربین بادی قرار گرفته است. همان‌گونه که در شمای کلی کنترل مبدل باک در شکل (۴-۱) دیده می‌شود با استفاده از دو کنترل‌کننده‌ی (ت.ا.م) مقدار سیکل وظیفه به‌گونه‌ای تنظیم می‌شود تا ولتاژ لینک دی سی یا همان ولتاژ یکسو سازی شده ژنراتور که به مبدل باک متصل است بتواند مقدار ولتاژ لینک دی سی مرجع را ردیابی نماید. ولتاژ لینک دی سی مرجع با استفاده از متغیرهایی همچون ولتاژ خروجی (همان ولتاژ دو سر باتری) و جریان سلف مبدل باک که تقریباً برابر است با جریان خروجی مبدل باک و اعمال این متغیرها به جدول مراجعه‌ای، به‌گونه‌ای تعیین می‌گردد که با ردیابی این ولتاژ دریافت حداکثر توان از باد توسط سامانه توربین بادی یا همان ردیابی نقطه توان بیشینه برآورده گردد. وظیفه کنترل‌کننده حلقه خارجی تعیین مقدار جریان سلف مرجع است و کنترل‌کننده حلقه داخلی وظیفه تولید سیکل وظیفه برای ردیابی این جریان را بر عهده دارد. ۴ حالت کلی برای سامانه‌های کنترلی وجود دارد:

- دستگاه کسری و کنترل‌کننده مرتبه کسری

- دستگاه کسری و کنترل کننده مرتبه صحیح
- دستگاه صحیح و کنترل کننده مرتبه کسری
- دستگاه صحیح و کنترل کننده مرتبه صحیح.

در این بخش دو کنترل کننده مرتبه صحیح و مرتبه کسری برای دستگاه مدل سازی شده به صورت مرتبه صحیح طراحی می شود.



شکل ۴-۱ شکل کلی حلقه های کنترلی داخلی و خارجی

مشخصات سامانه توربین بادی یک کیلووات پژوهشکده هوا خورشید در جدول (۴-۱) نشان داده شده است.

مقدار	متغیرهای مبدل باک و باتری
0.236mH	L
$47000\ \mu\text{F}$	C_{out}
$13350\ \mu\text{F}$	C_{in}
$0.04\ \Omega$	r_L
$40\ \text{Hz}$	حداقل پهنای باند حلقه داخلی
$100\ \text{Hz}$	حداکثر پهنای باند حلقه داخلی
$3\ \text{Hz}$	پهنای باند حلقه خارجی
$24\ \text{V}$	ولتاژ نامی باتری
$200\ \text{Ah}$	ظرفیت باتری

جدول ۴-۱ اطلاعات مبدل باک و باتری

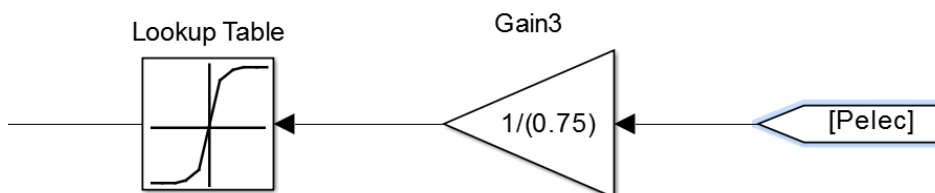
۴-۲-۱ ردیابی نقطه توان بیشینه

در این قسمت ولتاژ لینک دی سی مرجع تولید می‌شود. به این ترتیب که توان خروجی مبدل باک با وارد شدن به یک جدول مراجعه‌ای، ولتاژ لینک دی سی مرجع را تولید می‌کند. با ردیابی این ولتاژ مرجع توسط ورودی باک، ردیابی نقطه توان بیشینه تحقق می‌یابد. داده‌های مربوط به حداکثر توان در جدول (۴-۲) آورده شده است. این داده‌ها بر اساس اطلاعات حاصل از طراحی آنرودینامیک جمع‌آوری گردیده است. اطلاعات اولیه شامل منحنی حداکثر توان مکانیکی و سرعت ژنراتور بوده که به علت نبود حس‌گر اندازه‌گیری سرعت، با در نظر گرفتن ملاحظاتی اطلاعات به صورت توان الکتریکی خروجی و ولتاژ ورودی باک تبدیل شده است. یکی از این ملاحظات در نظر گرفتن بازده ۷۵ درصدی بین توان الکتریکی خروجی و توان مکانیکی جذب شده از سرعت باد است. با توجه به تشابهی که از نظر دینامیک و تغییرات گذرای سرعت ژنراتور و ولتاژ لینک دی سی وجود دارد، به جای سرعت، ولتاژ لینک دی سی نظیر در منحنی حداکثر توان لحاظ می‌شود [۴۴].

ولتاژ دی سی ورودی (ولت)	توان (وات)
۲۵	۳۳/۵۲۹
۲۹/۵	۵۳/۸۹۰۹
۳۳/۸	۸۰/۲۸۷۳
۳۷/۱	۱۱۵/۵۷۸
۴۱/۲	۱۵۸/۲۸۵
۴۴/۱	۲۱۱/۴۸۱
۴۷/۹	۲۷۵/۷۲۴
۵۱/۹	۳۵۰/۳۲۲
۵۴/۷	۴۴۰/۳۷۴
۵۸/۲	۵۴۱/۴۵۵
۶۰/۷	۶۵۸/۴۶۱
۶۳/۹	۷۹۰/۹۰۹
۶۶/۲	۹۳۹/۶۲۶
۶۸/۴	۱۱۰۰/۴۳
۷۱/۷	۱۲۹۲/۲۹

جدول ۲-۴ جدول مراجعه‌ای مربوط به ردیابی نقطه توان بیشینه

نحوه مدل‌سازی در مدل غیرخطی در شکل (۲-۴) آورده شده است.



شکل ۲-۴ استفاده از جدول مراجعه‌ای در مدل غیرخطی

۴-۲-۲ توابع تبدیل حلقه‌های کنترلی

در حلقه داخلی تابع تبدیل استفاده شده برای طراحی نسبت جریان سلف به سیکل وظیفه است. در فصل قبل مدل سازی کسری مبدل باک صورت گرفت و برخی از توابع تبدیل محاسبه شد. به دلیل نزدیک بودن مدل صحیح و مدل کسری و برای کاهش حجم محاسبات از توابع تبدیل و مدل صحیح دستگاه برای طراحی استفاده می‌نماییم.

با توجه به مرجع [۴۴] تابع تبدیل دستگاه حلقه داخلی در رابطه (۴-۱) نشان داده می‌شود.

$$G_1(s) = \left(\frac{V_{dc}}{R}\right) \frac{RCs+1}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + rC\right)s + \left(1 + \frac{r}{R}\right)} \quad (۴-۱)$$

با توجه به مقادیری که برای مبدل باک طبق جدول (۴-۱) اشاره شده است می‌توان مقدار عددی تابع تبدیل ذکر شده در رابطه (۴-۱) را بازنویسی کرد.

$$G_1(s) = \frac{0.2585s + 55}{1.109e - 6s^2 + 0.000424s + 0.14} \quad (۴-۲)$$

تابع تبدیل دیگری که در حلقه خارجی مورد استفاده قرار می‌گیرد، نسبت ولتاژ لینک دی سی به جریان سلف خواهد بود.

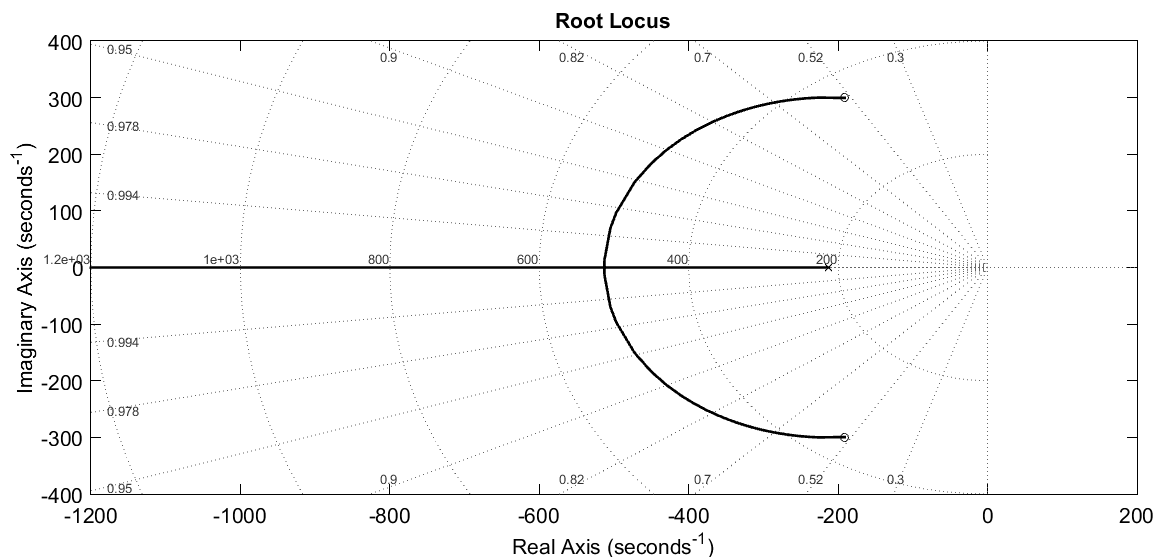
$$G_2(s) = \frac{\hat{V}_{dc}}{\hat{I}_L} = \frac{1}{D} \frac{RLC s^2 + (RrC + L)s + (R+r)}{(RCs+1)} \quad (۴-۳)$$

با توجه به مقدار $D=0.43$ که برای مقدار سیگنال بزرگ سیکل وظیفه در نظر گرفته می‌شود تابع تبدیل (۴-۳) را به صورت عددی و با استفاده از جدول (۴-۱) مطابق رابطه (۴-۴) بازنویسی می‌شود.

$$G_2(s) = \frac{1.1092e - 6s^2 + 424e - 6s + 0.14}{2.021e - 3s + 0.43} \quad (۴-۴)$$

با توجه به اینکه تابع تبدیل حلقه خارجی، یعنی نسبت ولتاژ لینک دی سی به جریان سلف در واقع نسبت سیگنال ورودی به خروجی بوده و علی نیست، با افزودن قطب در فرکانس‌های بالا این تابع تبدیل به صورت

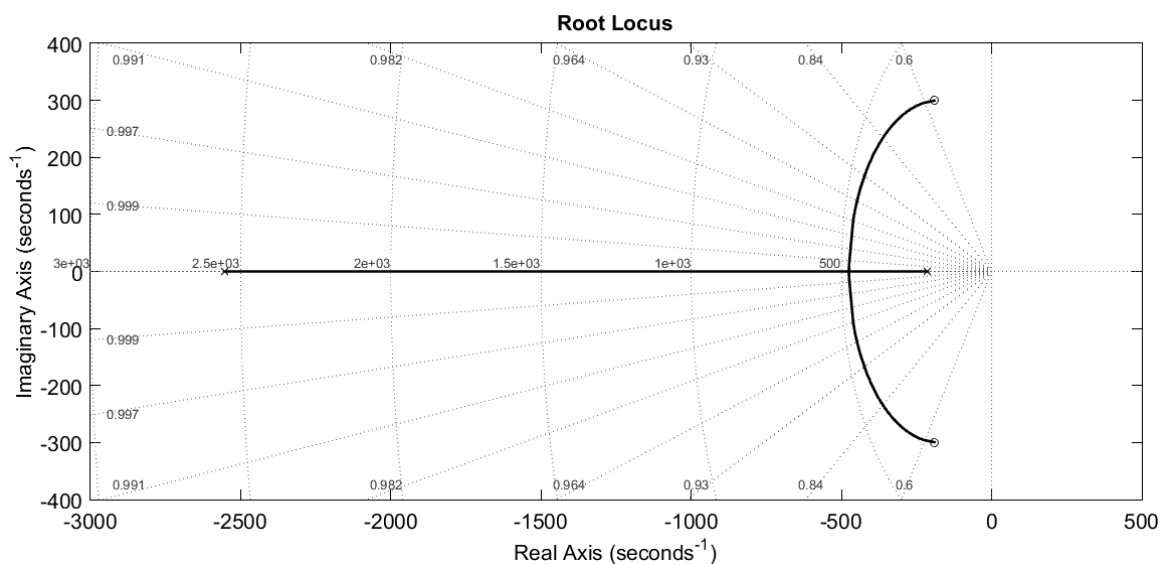
مناسب تبدیل خواهد شد. در شکل (۴-۳) مکان ریشه‌های تابع تبدیل حلقه خارجی اشاره شده در رابطه (۴-۴) نمایش داده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود، تابع تبدیل دارای دو صفر مزدوج در i و $-i$ و یک قطب در $-212/76$ است.



شکل ۴-۳ مکان ریشه تابع تبدیل ولتاژ دی سی به جریان سلف

برای مناسب شدن تابع تبدیل رابطه (۴-۴) قطبی دوازده برابر دورتر از قطب تبدیل به آن اضافه می‌شود؛ یعنی در فرکانس 255.3 رادیان بر ثانیه یک قطب ساده به تابع تبدیل اضافه می‌نماییم. تابع تبدیل جدید در رابطه (۴-۵) نشان داده می‌شود و نمودار مکان ریشه آن نیز در شکل (۴-۵) قابل مشاهده است.

$$G_2(s) = \frac{1.1092e-6s^2 + 424e-6s + 0.14}{2.021e-3s^2 + 5.59s + 1098} \quad (4-5)$$



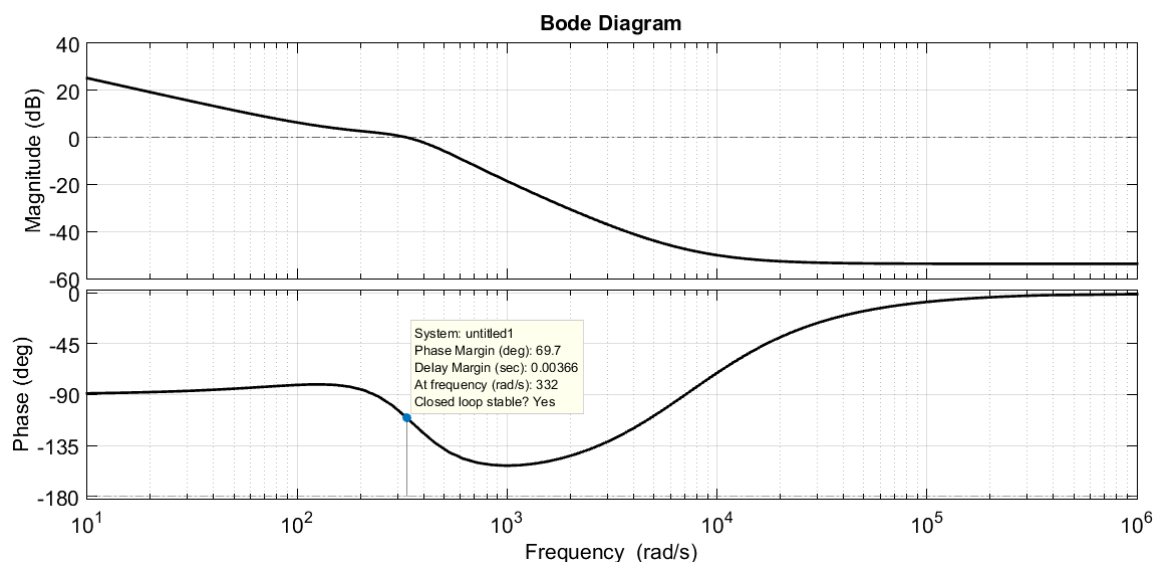
شکل ۴-۴ مکان ریشه تابع تبدیل ولتاژ دی سی به جریان سلف بعد از افزودن قطب

۳-۴ طراحی کنترل کننده مرتبه صحیح

برای حلقه داخلی کنترل کننده (ت.ا.م) طراحی می شود به گونه ای که پهنای باند حلقه داخلی از محدوده مجاز قیدشده در جدول (۴-۱) خارج نشود و حاشیه فاز به حدود ۶۵ درجه برسد. کنترل کننده طراحی شده در رابطه (۴-۶) نشان داده شده است.

$$C(s) = 0.000128 + \frac{0.462}{s} + 8.81e-09 s, \quad F(s) = C(s) \times G_1(s) \quad (4-6)$$

منحنی فاز تابع تبدیل حلقه باز $F(s)$ برای حلقه داخلی در شکل (۴-۵) دیده می شود.

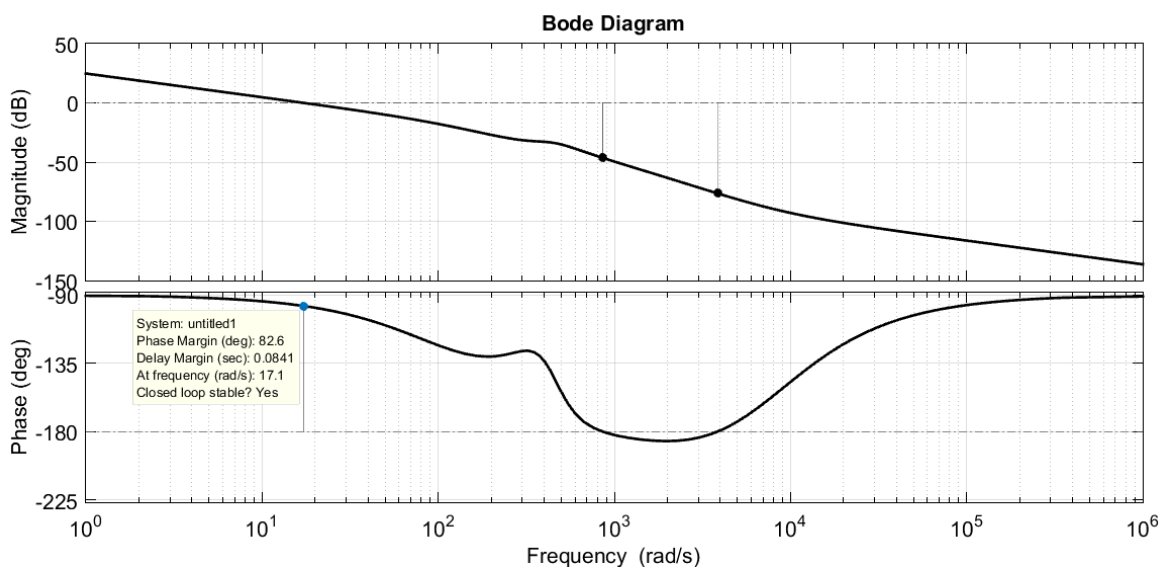


شکل ۴-۵ منحنی بود حلقه داخلی سامانه جبران سازی شده با استفاده از کنترل کننده مرتبه صحیح

در این طراحی به حاشیه فاز ۶۹ درجه در پهنای باند ۸۱ هرتز دست یافته می‌شود.

با توجه به کنترل کننده حلقه داخلی، به سراغ طراحی کنترل کننده حلقه خارجی می‌رویم. با توجه به پهنای باند ۳ هرتزی مجاز برای حلقه خارجی، این پهنای باند به همراه حاشیه فاز ۸۲ درجه‌ای توسط کنترل کننده $C_2(s)$ برای حلقه کنترلی خارجی ایجاد شده است. این کنترل کننده در رابطه (۴-۷) قابل مشاهده است. همچنین در شکل (۴-۶) منحنی بود تابع تبدیل حلقه باز در حلقه کنترلی خارجی نشان داده شده است.

$$C_2(s) = \frac{1.36e+5}{s} \quad (۴-۷)$$



شکل ۴-۶ منحنی بود حلقه خارجی سامانه جبران سازی شده با استفاده از کنترل کننده مرتبه صحیح

همان گونه که در شکل‌های (۴-۶) و (۴-۵) دیده می‌شود، با استفاده از کنترل کننده مرتبه صحیح یکی از مهم‌ترین اهداف که همان مقاوم بودن به تغییرات بهره است، ارضا نشده و با تغییرات بهره و جابجا شدن منحنی اندازه، منحنی فاز هم جابجا شده و مقدار حاشیه فاز تغییر می‌کند. با تغییر حاشیه فاز عملکرد سیستم تحت تاثیر قرار گرفته و دیگر عملکرد مطلوب تعیین شده دریافت نمی‌گردد. همان‌گونه که در شکل‌های (۴-۶) و (۴-۵) دیده می‌شود، کنترل کننده مرتبه صحیح قادر به ارضای تمامی قیود خواسته شده نخواهد بود. مهم‌ترین قیدی که برآورده نمی‌شود، تخت بودن فاز است که منجر به مقاوم شدن سیستم نسبت به تغییرات بهره می‌شود.

۴-۴ طراحی کنترل کسری

در این قسمت می‌خواهیم کنترل کننده (ت.ا.م) از مرتبه کسری برای مبدل باک مورد استفاده در توربین بادی طراحی کنیم به گونه‌ای که باتری با کیفیت مناسب شارژ شود و همچنین بیشترین توان از باد دریافت گردد. همان‌گونه که پیش‌تر نیز اشاره شد قالب کلی کنترل کننده در رابطه (۴-۸) اشاره شده است و لاند و

میو به ترتیب مرتبه انتگرال و مشتق گیر کنترل کننده است؛ بنابراین پنج متغیر در کنترل کننده (ت.ا.م) مرتبه کسری می بایست تنظیم شوند که نسبت به کنترل کننده (ت.ا.م) مرتبه صحیح با سه متغیر تنظیم شونده، دشواری بیشتری را در طراحی ایجاد می نماید.

$$C(s) = P I^\lambda D^\mu \rightarrow C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} + k_d s^\mu \quad (\text{parallel form}) \quad (۸-۴)$$

۴-۴-۱ تنظیم متغیرهای کنترل کننده (ت.ا.م) کسری

برای دستیابی به اهداف کنترلی همچون مقاوم بودن نسبت به نامعینی های دستگاه، دفع اغتشاش بار و حذف نویز فرکانس بالا در کنار برآورده شدن حاشیه فاز مناسب و پایداری دستگاه، رعایت ویژگی هایی که در ادامه اشاره می شود، ضروری است.

۴-۴-۱-۱ حاشیه فاز (φ_m) و فرکانس قطع بهره (ω_{cg})

حاشیه فاز و حاشیه بهره همواره به عنوان اندازه گیرهای مهمی از مقاوم بودن دستگاه به حساب می آیند. به دلیل وابسته بودن حاشیه فاز به ضریب میرایی، این متغیر می تواند نشان دهنده عملکرد دستگاه باشد. [۱۶] در رابطه (۹-۴) رابطه ای که حاشیه فاز و فرکانس قطع بهره را تعریف می کند آورده شده است.

$$\left| C(j\omega_{cg}) G(j\omega_{cg}) \right|_{dB} = 0dB, \quad \arg(C(j\omega_{cg}) G(j\omega_{cg})) = -\pi + \varphi_m \quad (۹-۴)$$

۴-۴-۱-۲ مقاوم بودن نسبت به تغییرات بهره

با توجه به وجود تغییرات بهره در تابع تبدیل مبدل باک، ارضا شدن این قید منجر به مقاوم شدن دستگاه نسبت به تغییرات بهره شده و با توجه به اینکه در سرعت های متفاوت باد، مقادیر مختلفی برای بهره که همان ولتاژ ژنراتور است ایجاد می شود این قید باعث می شود تا عملکرد دستگاه دچار تغییر نگردد. برای برقراری این قید تغییرات فاز در حوالی فرکانس قطع بهره باید ناچیز باشد و در اصطلاح فاز تخت شود؛ بنابراین با تغییر بهره دستگاه فرکانس قطع بهره تغییر می کند اما به دلیل ثابت بودن فاز در محدوده در نظر

گرفته شده تغییر در مقدار حاشیه فاز و در نتیجه فراجهدش ایجاد نمی گردد. انتخاب این محدوده فرکانسی با توجه به پاسخ فرکانسی دستگاه و کنترل کننده مورداستفاده صورت می گیرد. [۴۶, ۴۵, ۱۶]

$$F(s) = C(s)G(s), \quad \left. \frac{d \arg(F(s))}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_{cg}} = 0 \quad (10-4)$$

در رابطه (۱۰-۴) شرایط فاز تخت بودن برای تابع تبدیل حلقه باز در بازه فرکانسی نزدیک فرکانس قطع بهره نشان داده می شود.

۴-۴-۱ حذف نویز فرکانس بالا

برای تضمین حذف نویز فرکانس بالا، قید اشاره شده در رابطه (۴-۱۱) بر روی تابع مکمل حساسیت که در ادامه تعریف شده است اعمال می گردد.

$$\left| T(j\omega) = \frac{C(j\omega)G(j\omega)}{1+C(j\omega)G(j\omega)} \right|_{dB} < A \text{ dB}, \quad \forall \omega \geq \omega_t \text{ rad/sec} \Rightarrow |T(j\omega_t)|_{dB} = A \text{ dB} \quad (11-4)$$

A میزان میرایی دلخواه نویز در فرکانس های بزرگتر از ω_t را مشخص می کند.

۴-۴-۱ دفع اغتشاش خروجی

قیدی مشابه با قید تعریف شده در قسمت قبل برای تابع حساسیت در نظر گرفته می شود که منجر به دفع اغتشاش در خروجی خواهد شد.

$$\left| S(s) = \frac{1}{1+C(j\omega)G(j\omega)} \right|_{dB} \leq B \text{ dB}, \quad \forall \omega \leq \omega_s \text{ rad/sec} \Rightarrow |S(j\omega_s)|_{dB} = B \text{ dB} \quad (12-4)$$

B مقدار دلخواه اندازه تابع حساسیت در فرکانس های کمتر از ω_s را مشخص می کند.

۴-۴-۲ تعیین متغیرهای فرکانسی

برای تعیین پارامترهای کنترل کننده ابتدا باید متغیرهای فرکانسی مانند حاشیه فاز، فرکانس قطع بهره و سایر متغیرها تعیین گردند.

حلقه داخلی که در شکل (۴-۱) نشان داده شده است باید دارای پهنای باندی بین ۴۰ تا ۱۰۰ هرتز باشد. برای دستیابی به این پهنای باند مقدار فرکانس قطع بهره حدود ۳۲۰ رادیان بر ثانیه انتخاب می شود و به این ترتیب ω_b یعنی فرکانسی که در آن اندازه پاسخ فرکانسی تابع تبدیل حلقه بسته به منفی ۳ دسی بل می رسد بر اساس یک رابطه سرانگشتی حدود ۱/۵ برابر فرکانس قطع بهره خواهد بود. فرکانس قطع بهره در رابطه (۴-۱۳) برای دستیابی به پهنای باند حدود ۷۰ تا ۷۵ هرتزی محاسبه شده است.

$$f=70-75\text{Hz} \Rightarrow \omega_b \approx 470 \text{ rad/sec} \Rightarrow \omega_b \approx 1.5 \omega_{cg} \Rightarrow \omega_{cg} \approx 320 \text{ rad/sec} \quad (4-13)$$

در حلقه داخلی و خارجی مقادیر A و B که به ترتیب مربوط به حذف نویز فرکانس بالا و دفع اغتشاش خروجی هستند، منفی ۲۰ دسی بل منظور می شوند. همچنین ω_s و ω_t در حلقه داخلی به ترتیب ۱۰۰۰ و ۰,۰۰۱ رادیان بر ثانیه در نظر گرفته می شود و دستیابی به حاشیه فاز حدود ۸۰ درجه مطلوب است. در حلقه خارجی هم ω_s و ω_t به ترتیب حدود ۱۴۰ و ۱ رادیان بر ثانیه در کنار حاشیه فاز حدوداً ۹۰ درجه ای به عنوان مطلوب های مسئله در نظر گرفته می شود.

۴-۴-۳ تنظیم متغیرهای کنترل کننده

برای تنظیم ۵ متغیر کنترل کننده (ت.ا.م) مرتبه کسری با استفاده از دستور (fmincon) که مخصوص حل معادلات غیرخطی، یک متغیره و مقید هست برنامه ای ایجاد می شود که با اعمال شرایط اولیه برای متغیرهای کنترل کننده، این متغیرها به گونه ای تنظیم شوند که تابع هزینه که در رابطه (۴-۱۴) آورده شده است کمینه شود به طوری که تمامی قیود ذکر شده در بالا ارضا گردند.

$$\begin{aligned} \min_x f(x) \quad , \quad x &= [k_p, k_i, \lambda, k_d, \mu] \\ \text{subject to} \quad C(x) &\leq 0, \quad C_{eq}(x) = 0, \quad x_m \leq x \leq x_M \end{aligned} \quad (14-4)$$

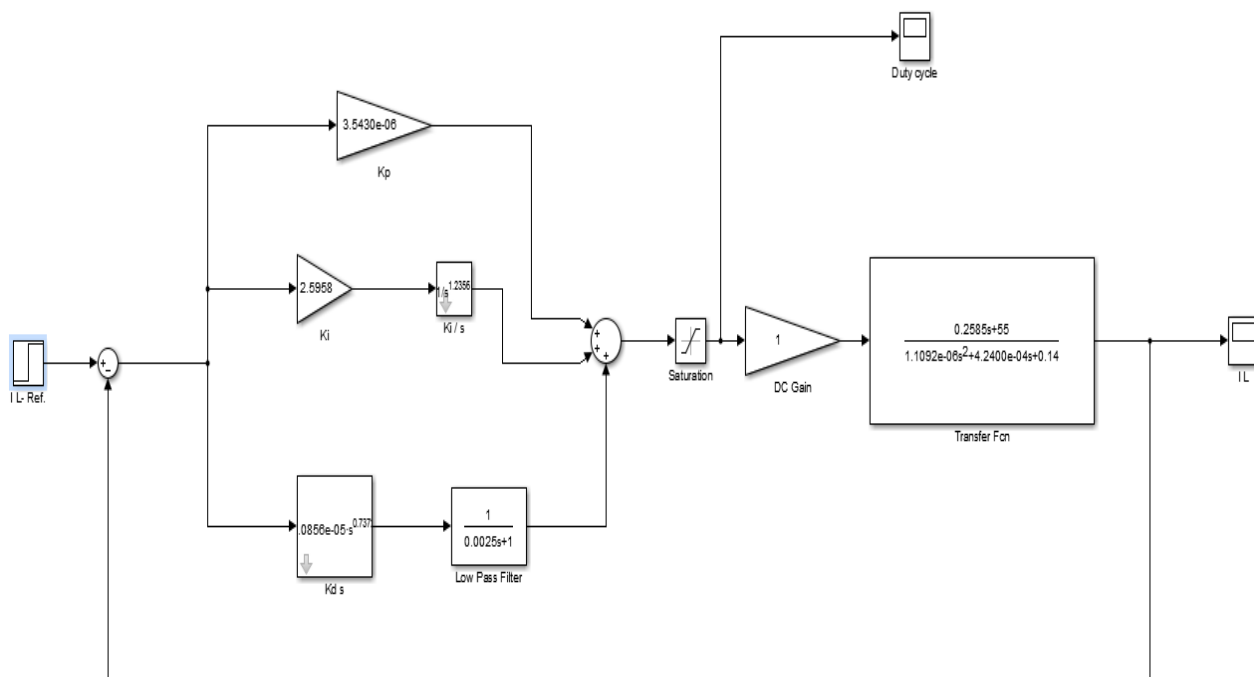
تابع هزینه، تفاضل مقدار زاویه تابع تبدیل حلقه باز در فرکانس قطع بهره با مقدار حاشیه فاز است که می‌بایست کمینه شود به شرط برقراری قیود مساوی و نامساوی که پیش‌تر اشاره گردید.

$f(x)$ تابع هزینه، x بردار متغیرهای کنترل‌کننده (ت.ا.م) مرتبه کسری، $C(x)$ شامل دو قید غیرخطی نامساوی مربوط به حذف نویز و دفع اغتشاش اشاره‌شده در روابط (۴-۱۱) و (۴-۱۲)، $C_{eq}(x)$ دو قید غیرخطی مساوی مربوط به تخت بودن فاز در فرکانس قطع بهره که در روابط (۴-۹) و (۴-۱۰) ذکر شده است خواهد بود. x_m حد پایین متغیرهای کنترل‌کننده و x_M حد بالای متغیرهای کنترل‌کننده خواهد بود.

تعیین کنترل‌کننده بهینه با استفاده از الگوریتم بالا به شدت به مقدار اولیه کنترل‌کننده وابسته است. برای دستیابی به بهترین کنترل‌کننده با استفاده از الگوریتم اجتماع پرنده‌گان، با جمعیت اولیه ۵۰ و حداکثر تکرار ۶۰ واحدی شرایط اولیه مختلف را بررسی می‌نماییم تا به پاسخی که تمامی شرایط گفته‌شده در بالا را در کنار کمینه شدن مقدار تابع تبدیل ارضا نماید برسیم. لازم به ذکر است که برای اطمینان کامل از حذف نویز فرکانس بالا به دلیل استفاده از مشتق‌گیر، فیلتر پایین‌گذر هم به کنترل‌کننده (ت.ا.م) افزوده شده است. کنترل‌کننده به دست آمده در رابطه (۴-۱۵) نشان داده شده است.

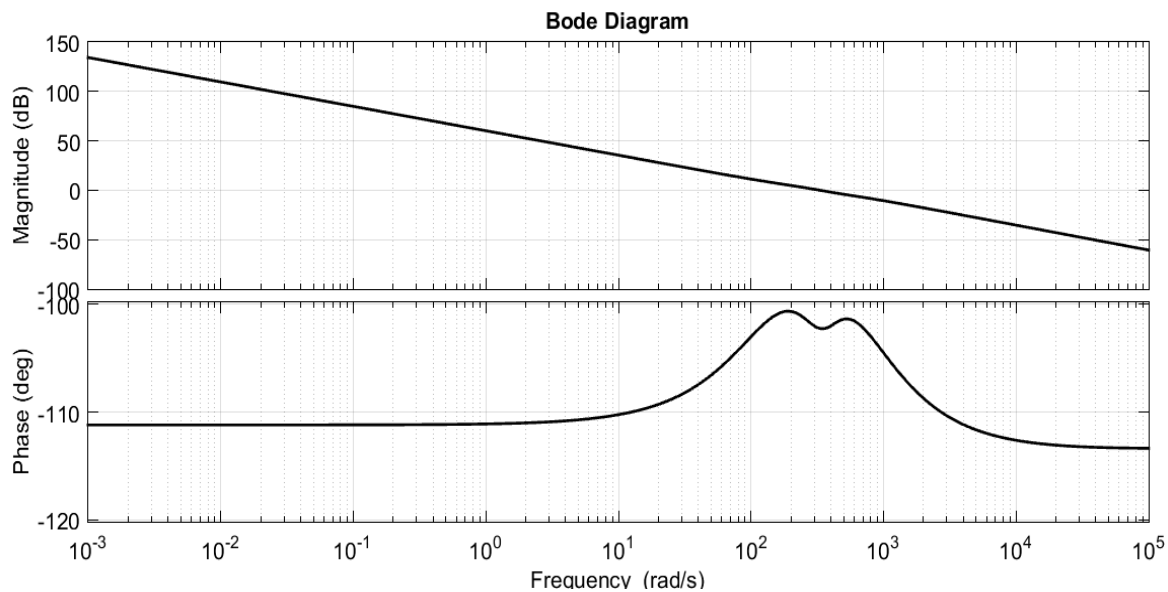
$$C(s) = 3.5430e-06 + \frac{2.5958}{s^{1.2356}} + \frac{2.0856e-05 s^{0.7372}}{0.0025s + 1} \quad (15-4)$$

با اعمال کنترل‌کننده رابطه (۴-۱۵) به حلقه داخلی که به صورت خطی در متلب همان‌گونه که در شکل (۴-۷) دیده می‌شود شبیه‌سازی شده است می‌توان پاسخ زمانی و فرکانسی را برای حلقه داخلی به دست آورد.



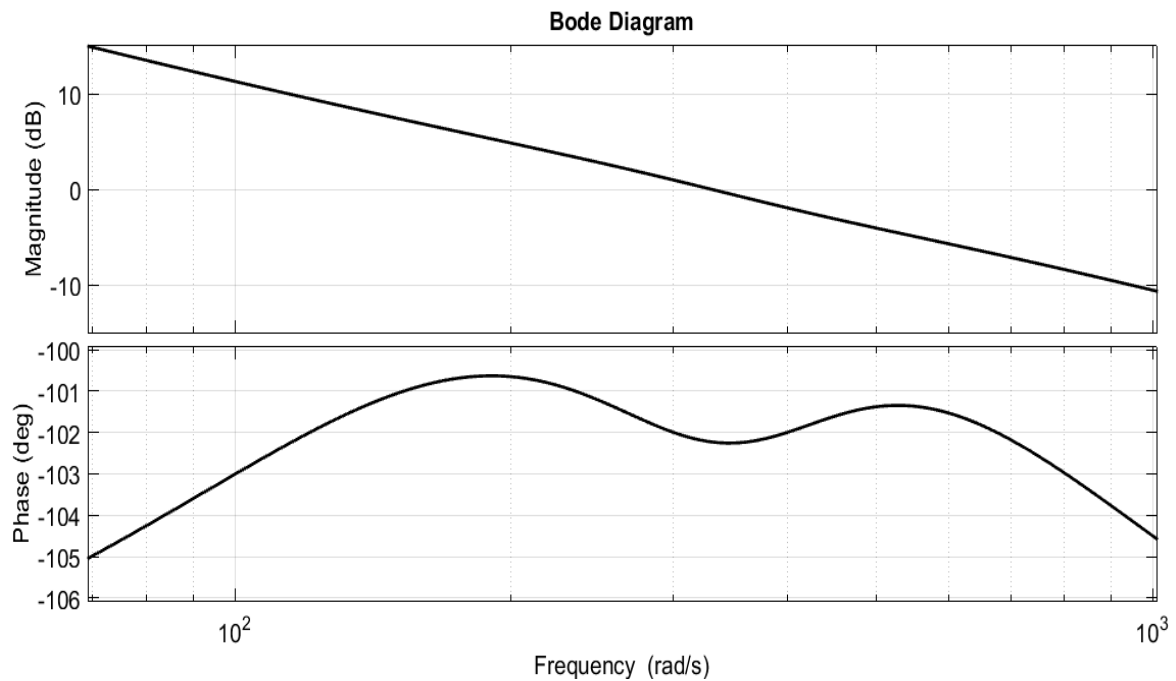
شکل ۴-۷ شبیه‌سازی کنترل حلقه داخلی با استفاده از تابع تبدیل مرتبه صحیح و کنترل‌کننده مرتبه کسری

پاسخ فرکانسی تابع تبدیل حلقه باز با کنترل‌کننده طراحی شده برای حلقه داخلی در شکل (۴-۸) دیده می‌شود.



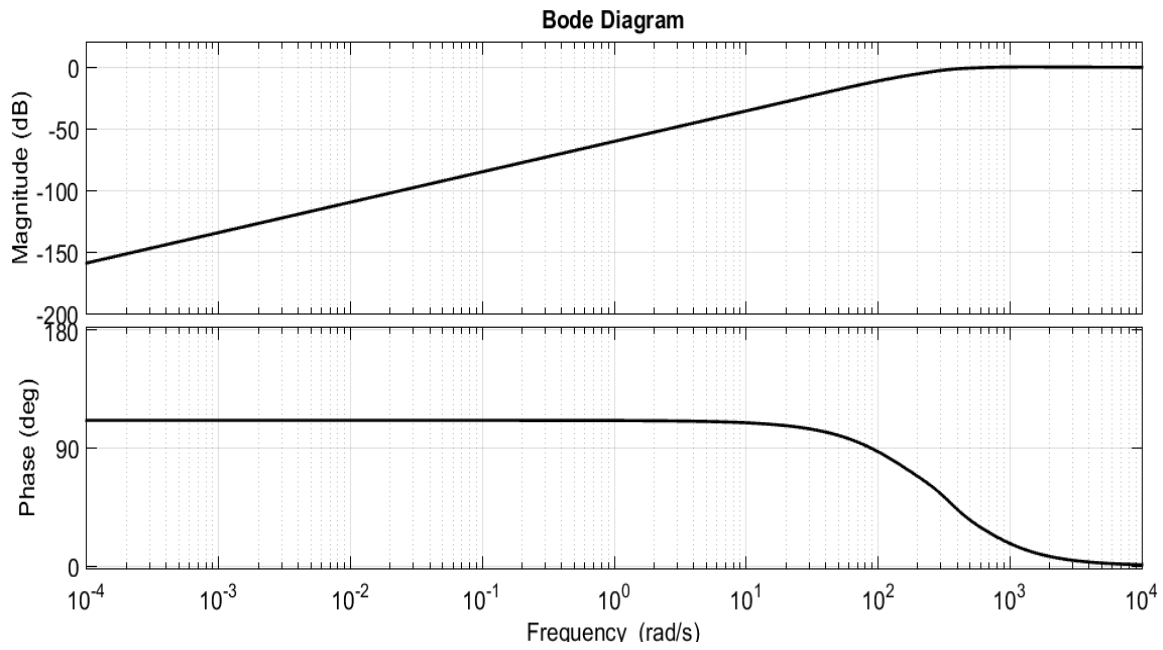
شکل ۴-۸ منحنی بود حلقه داخلی سامانه جبران سازی شده با استفاده از کنترل‌کننده مرتبه کسری

منحنی بود نشان می‌دهد که فاز در محدوده فرکانسی ۱۰۰ تا ۱۰۰۰ رادیان بر ثانیه تقریباً ثابت است، تغییرات فاز در این محدوده فرکانسی کمتر از ۴ درجه است و این مسئله منجر به مقاوم شدن کنترل‌کننده نسبت به تغییرات بهره می‌شود و با تغییر بهره در مقدار حاشیه فاز تقریباً تفاوتی ایجاد نمی‌گردد. برای مشاهده بهتر صاف بودن فاز، منحنی بزرگ‌نمایی شده در شکل (۹-۴) دیده می‌شود.



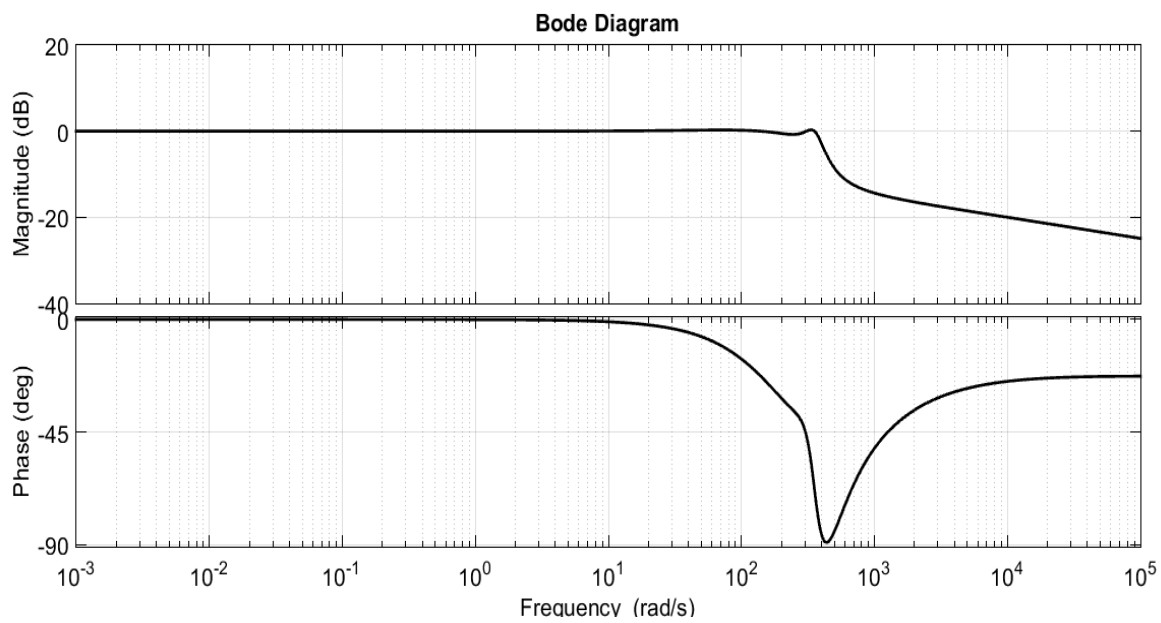
شکل ۹-۴ تغییرات اندک فاز حلقه کنترلی داخلی در محدوده فرکانسی اشاره‌شده

قید مربوط به دفع اغتشاش هم با استفاده از کنترل‌کننده طراحی شده همان‌گونه که در شکل (۱۰-۴) دیده می‌شود، ارضا شده است. در شکل (۱۰-۴) تابع حساسیت در فرکانس خواسته‌شده دارای اندازه کمتر از ۲۰ دسی‌بل است.



شکل ۴-۱۰ پاسخ فرکانسی تابع حساسیت حلقه کنترلی داخلی

قید دیگر مربوط به حذف نویز فرکانس بالا نیز با توجه به تابع مکمل حساسیت که در شکل (۴-۱۱) ترسیم شده، برآورده شده است.



شکل ۴-۱۱ پاسخ فرکانسی تابع مکمل حساسیت حلقه کنترلی داخلی

تابع هزینه که همان مقدار حاشیه فاز است نیز کمینه شده و حاشیه فاز در فرکانس قطع بهره به مقدار مطلوب حدوداً ۸۰ درجه رسیده است؛ بنابراین تمامی قیود خواسته شده به همراه پهنای باند حدوداً ۸۰ هرتزی در کنترل حلقه داخلی منظور گردید.

کنترل حلقه خارجی برای دستیابی به پهنای باند ۳ هرتزی در کنار عملکرد مقاوم نسبت به تغییرات بهره، حذف نویز و دفع اغتشاش با طی مسیری همانند آنچه برای کنترل کننده حلقه داخلی صورت پذیرفت انجام می گیرد. دو کنترل کننده برای حلقه خارجی که تمامی شرایط را ارضا می کند طراحی می شود. کنترل کننده (۱۶-۴) با حاشیه فاز ۹۲ درجه طراحی شده و کنترل کننده (۱۷-۴) با حاشیه فاز ۷۵ درجه ای طراحی شده است.

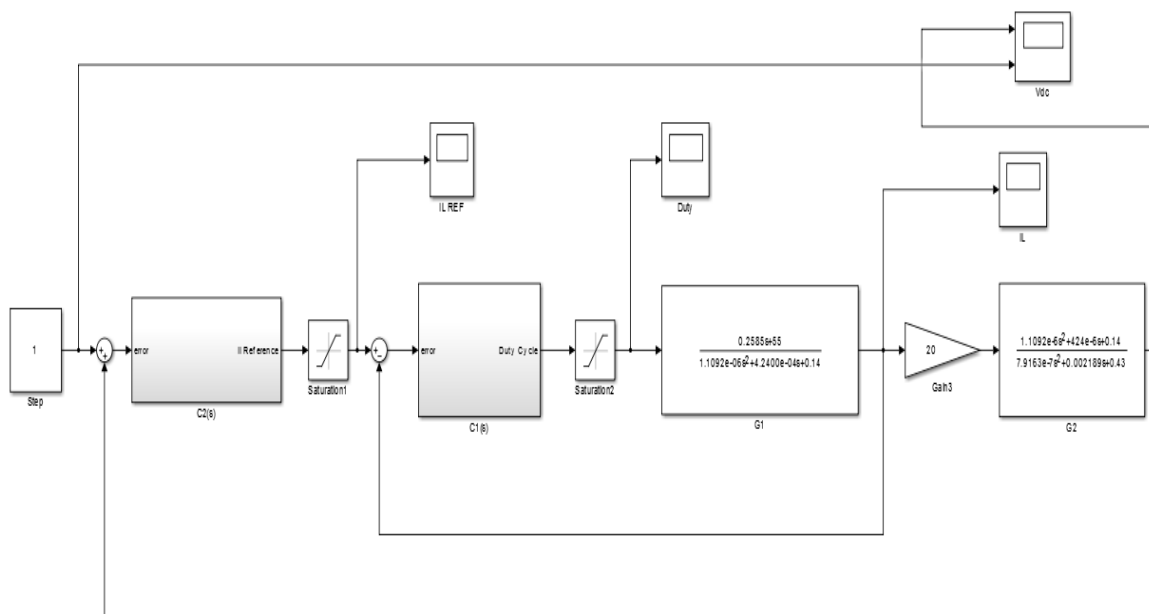
$$C_2(s) = 0.140 + \frac{2.8}{s^{0.98}}, \quad \varphi_m = 92^\circ \quad (16-4)$$

$$C_{2-1}(s) = 0.007 + \frac{3.5}{s^{1.15}}, \quad \varphi_m = 75 \quad (17-4)$$

با توجه به اینکه با بیشتر شدن حاشیه فاز در حلقه خارجی مقدار جریان مرجع تولید شده برای حلقه داخلی نرم تر می گردد و این تغییرات نرم جریان منجر به افزایش طول عمر باتری می شود، در کنترل حلقه خارجی از کنترل کننده $C_2(s)$ گردید. تابع تبدیل حلقه بسته در حلقه داخلی با استفاده از کنترل کننده $C_1(s)$ است. $F_2(s)$ تابع تبدیل حلقه باز در حلقه خارجی است که در رابطه (۱۸-۴) دیده می شود.

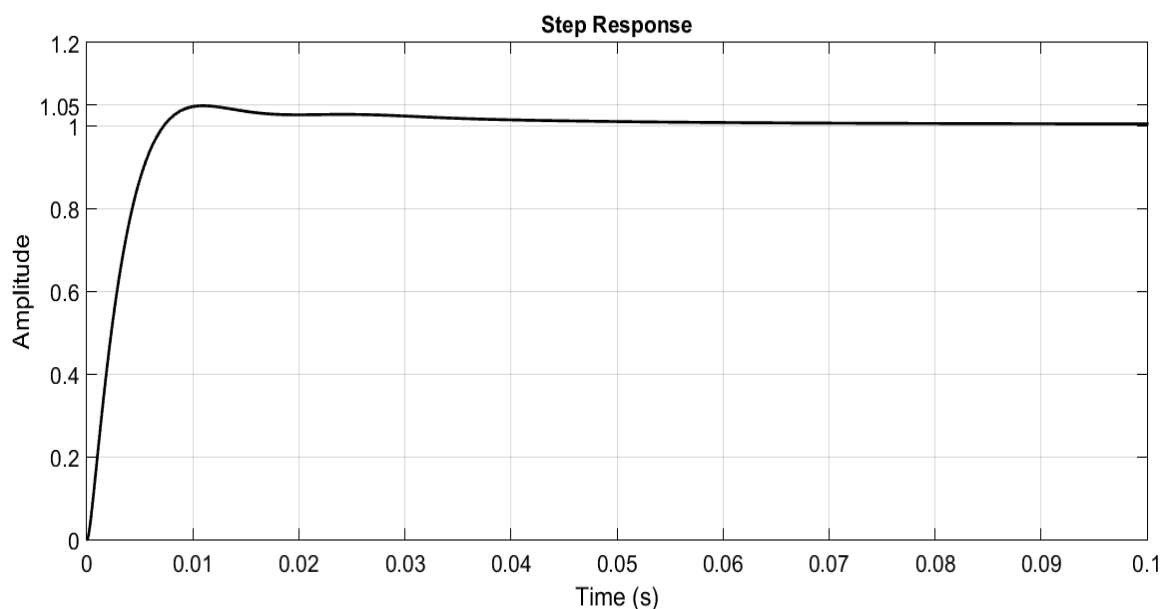
$$F_2(s) = C_2 \times G_{ClosedLoop} \times G_2 \quad (18-4)$$

پاسخ پله و مشخصات حوزه زمان با استفاده از مدل خطی اشاره شده در شکل (۴-۱۴) آورده شده است.



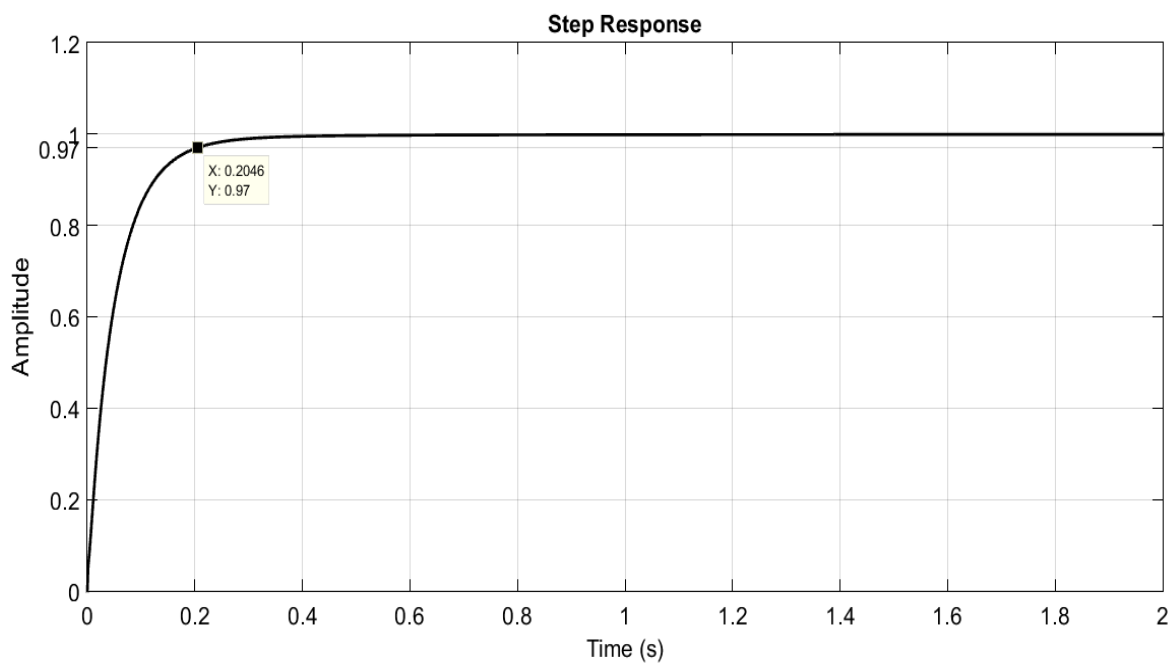
شکل ۴-۱۴ مدل خطی با استفاده از کنترل کننده های مرتبه کسری طراحی شده

در شکل (۴-۱۵) پاسخ پله حلقه کنترل داخلی با استفاده از کنترل کننده مرتبه کسری ارائه شده در رابطه (۴-۱۵) آورده شده است. دستیابی به فراجهش حدود ۵ درصد و خطای حالت دائم صفر در کنار زمان نشست ۰/۰۱ ثانیه ای بر اساس معیار ۵ درصد از جمله ویژگی هایی است که در پاسخ حوزه زمان حلقه داخلی که خروجی آن مقدار جریان است به چشم می خورد.



شکل ۴-۱۵ پاسخ پله حلقه داخلی در مدل خطی با استفاده از کنترل کننده طراحی شده مرتبه کسری

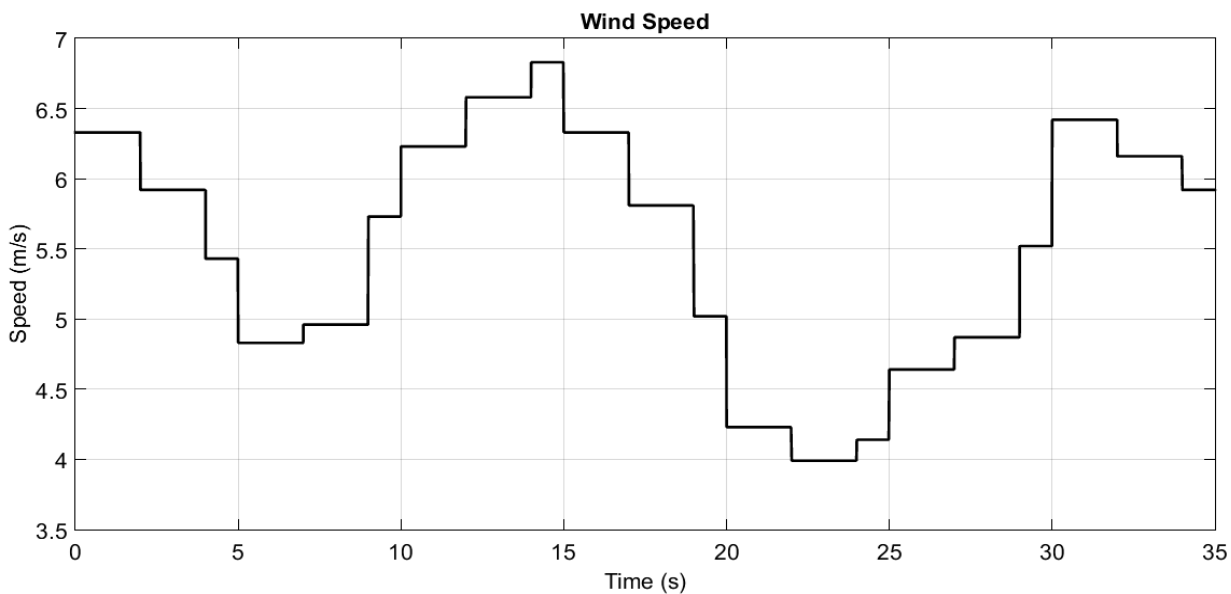
پاسخ حوزه زمان برای حلقه خارجی با استفاده از کنترل کننده مرتبه کسری ارائه شده در رابطه (۴-۱۶) در شکل (۴-۱۶) نشان داده شده است. زمان نشست حدود 0.2 ثانیه‌ای نشان دهنده کندتر بودن پاسخ حلقه خارجی نسبت به حلقه داخلی است که با توجه به پهنای باند 3 هرتزی در نظر گرفته شده برای حلقه خارجی در مقایسه با پهنای باند حدود 80 هرتزی در حلقه داخلی، این مسئله قابل توجیه است. فراجاهش و خطای حالت دائم در پاسخ پله حلقه خارجی دیده نمی‌شود.



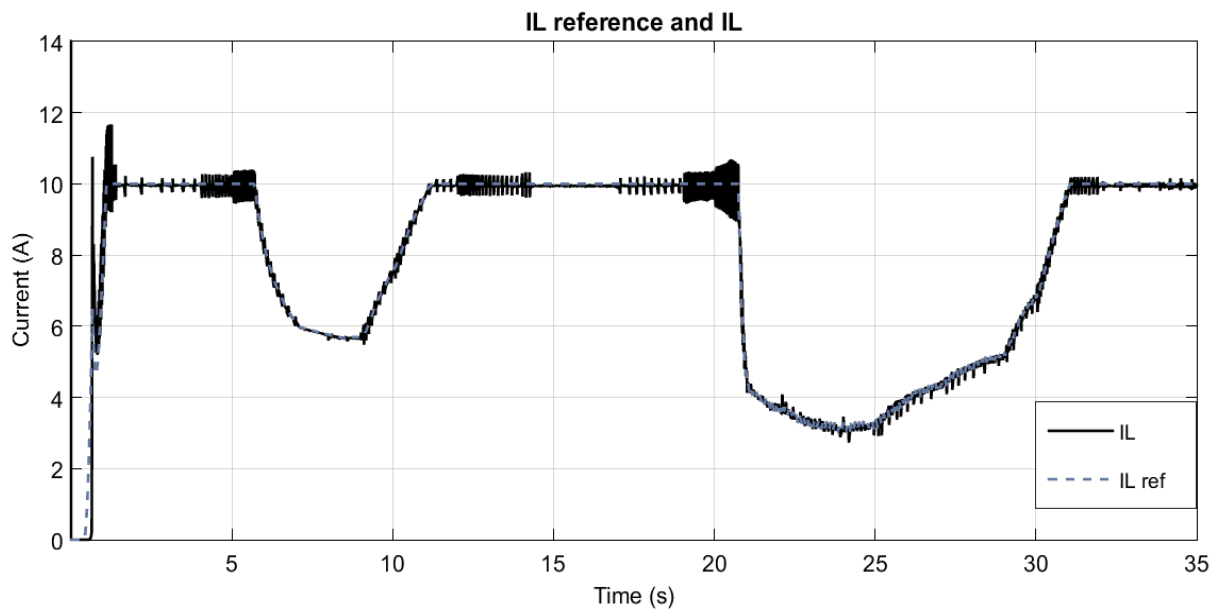
شکل ۴-۱۶ پاسخ پله حلقه خارجی در مدل خطی با استفاده از کنترل کننده طراحی شده مرتبه کسری

۴-۵ نتایج شبیه‌سازی بر روی مدل غیرخطی

با اعمال کنترل کننده‌های مرتبه کسری طراحی شده به مدل غیرخطی، متغیرهای گوناگون سامانه توربین بادی در ادامه آورده می‌شود. شبیه‌سازی در محیط سیمولینک برای ۳۵ ثانیه بر اساس سرعت وزش باد که در شکل (۴-۱۷) دیده می‌شود صورت گرفته است. مقدار شارژ اولیه باتری ۳۱ درصد منظور شده و بار ۱۰ آمپری در خروجی قرار ندارد. حداکثر جریان شارژ قابل تحمل برای باتری ۱۰ آمپر است. جریان منفی برای باتری به معنای شارژ شدن و جریان مثبت برای آن به معنای دشارژ شدن است.

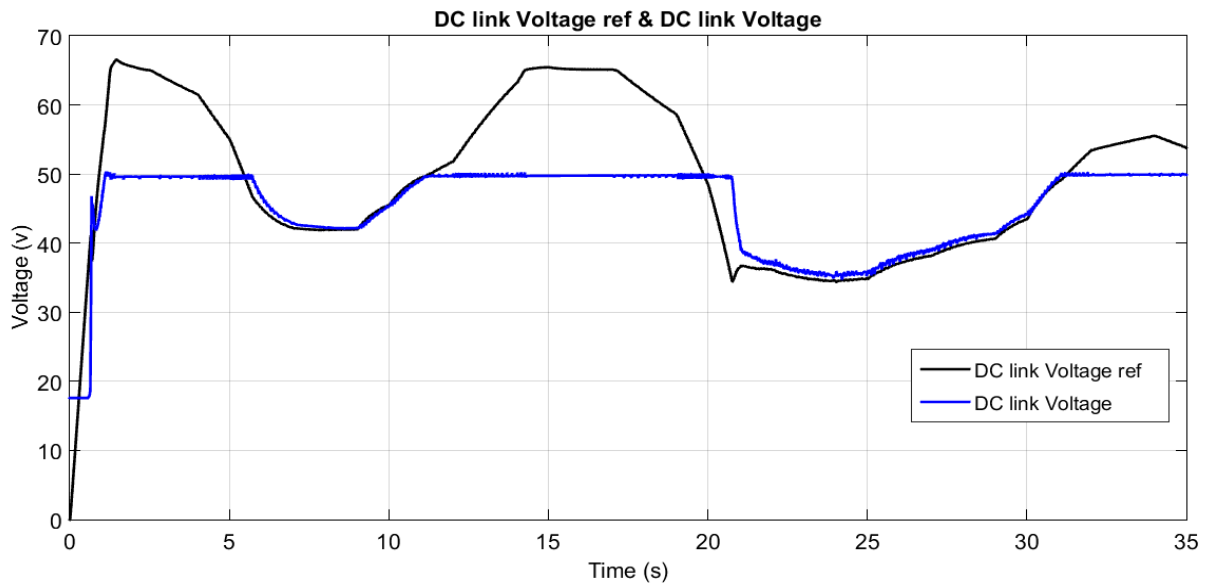


شکل ۴-۱۷ سرعت وزش باد برای مدت ۳۵ ثانیه



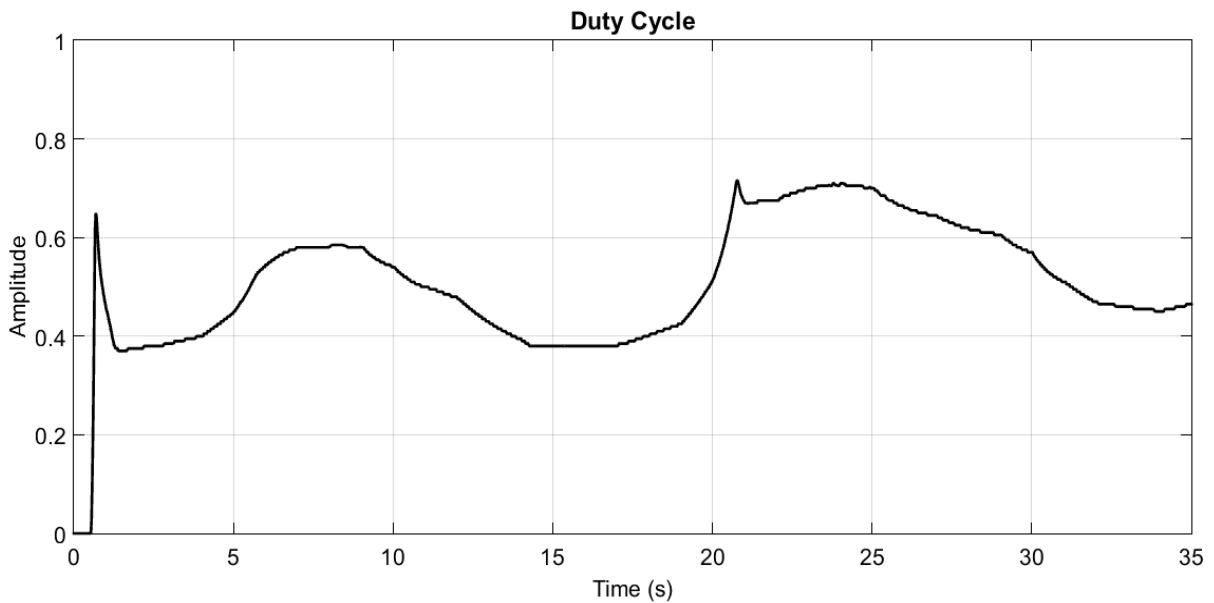
شکل ۴-۱۸ ردیابی جریان سلف مرجع توسط جریان سلف مبدل باک

ردیابی جریان سلف مرجع با خطای حالت دائم صفر انجام گرفته است. به دلیل محدودیت در نظر گرفته شده برای جریان شارژ باتری که حداکثر ۱۰ آمپر می تواند باشد، نوسانات موجود در جریان سلف دیده می شود که البته با توجه به محدود بودن دامنه نوسانات می توان از این جریانات چشم پوشی کرد.

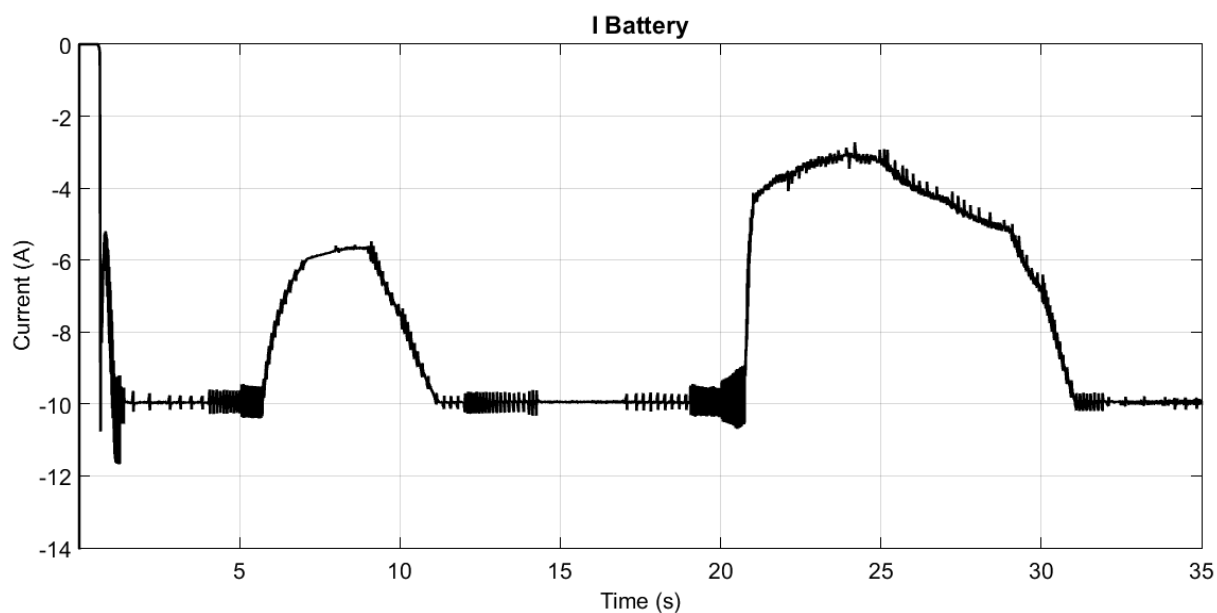


شکل ۴-۱۹ ردیابی ولتاژ لینک دی سی مرجع توسط ولتاژ ورودی باک

همان‌گونه که پیش‌تر اشاره‌شد، در صورت ردیابی ولتاژ لینک دی‌سی مرجع توسط ولتاژ ورودی مبدل باک، ردیابی نقطه توان بیشینه محقق شده‌است. شکل (۴-۱۹) ردیابی ولتاژ را نشان می‌دهد که البته باز هم به دلیل محدود شدن جریان شارژ باتری، برای جلوگیری از دریافت توان بیشتر، مقدار ولتاژ محدود شده‌است.

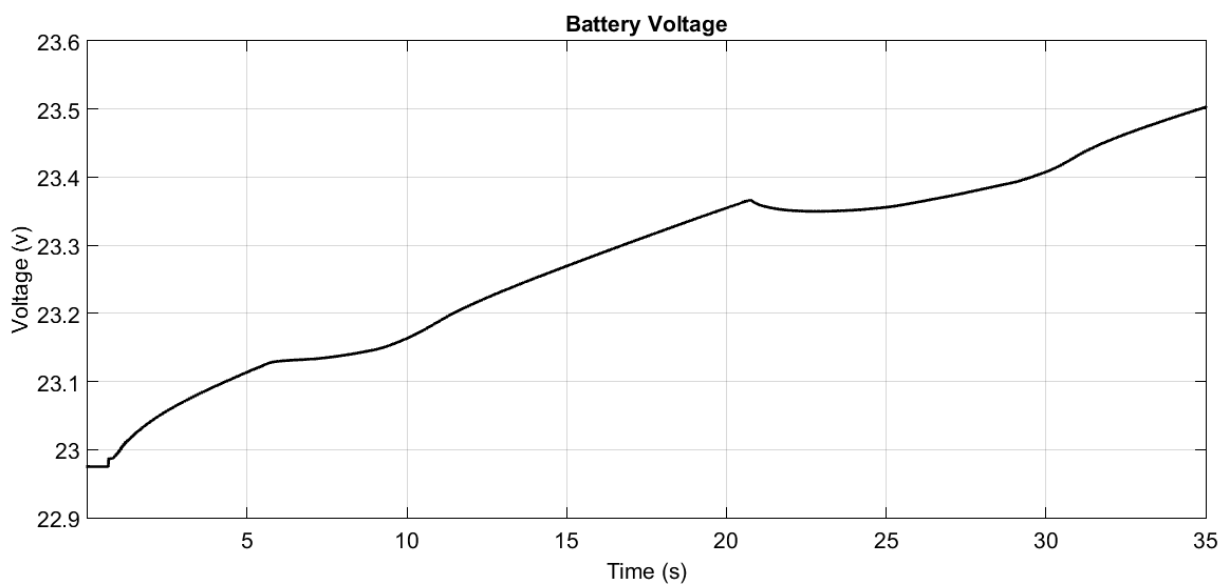


شکل ۴-۲۰ سیکل وظیفه اعمال شده به کلید مبدل باک



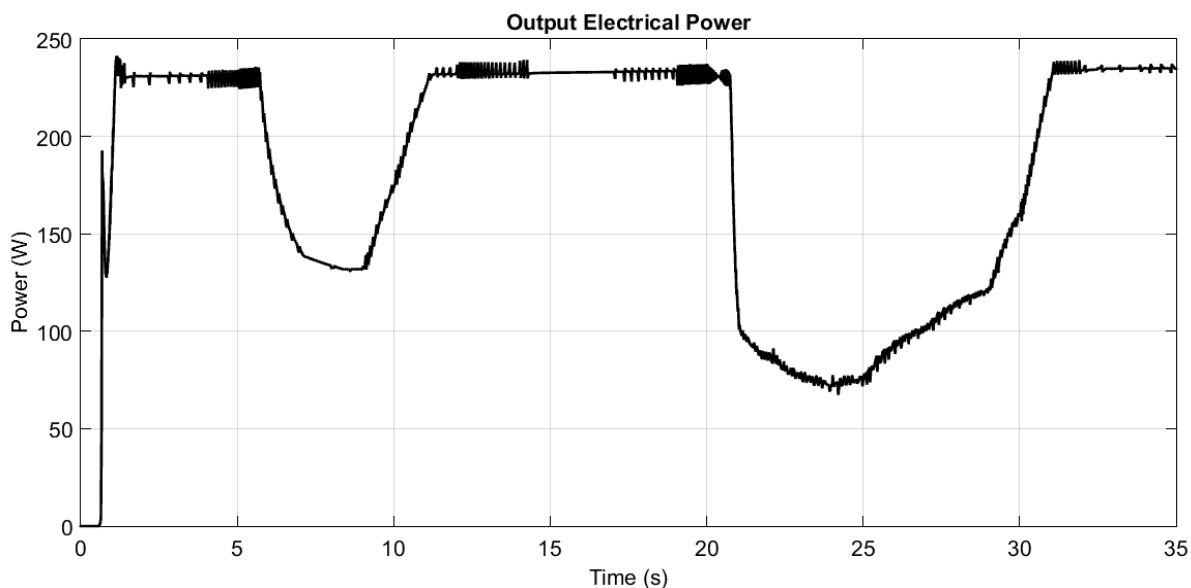
شکل ۴-۲۱ جریان باتری

در شکل (۴-۲۱) به خوبی محدودیت ۱۰ آمپری برای شارژ شدن باتری دیده می شود.



شکل ۴-۲۲ ولتاژ باتری

به دلیل اینکه باتری در حالت شارژ شدن قرار دارد و هیچ جریانی از باتری کشیده نمی شود، ولتاژ باتری در طول مدت ۳۵ ثانیه مورد بررسی، با افزایش مواجه می شود.

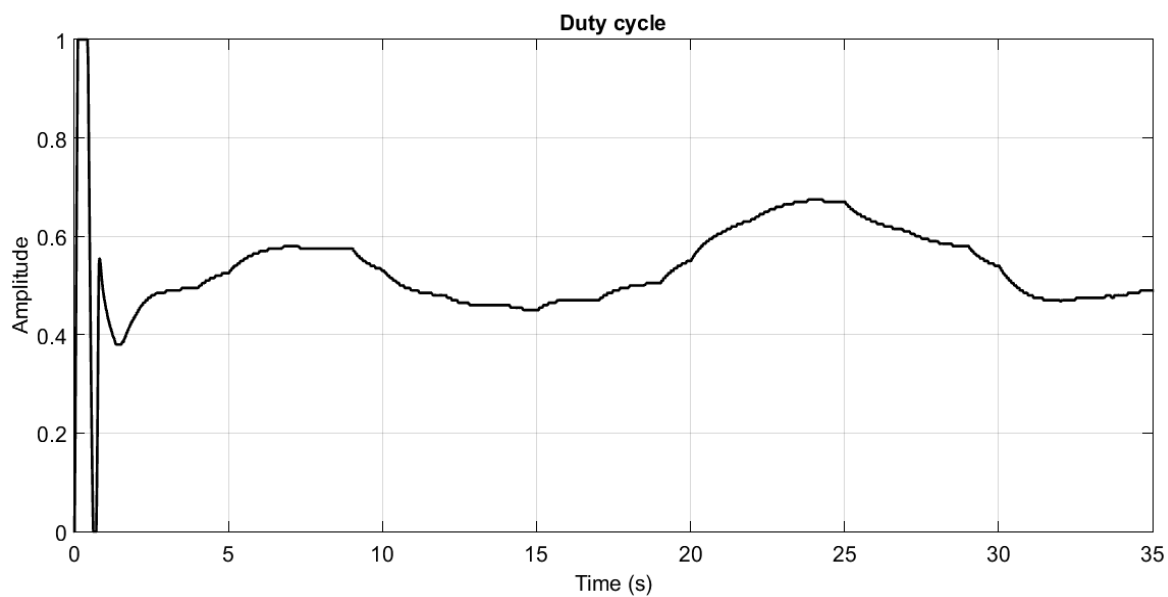


شکل ۴-۲۳ توان الکتریکی دریافت شده در خروجی مبدل باک

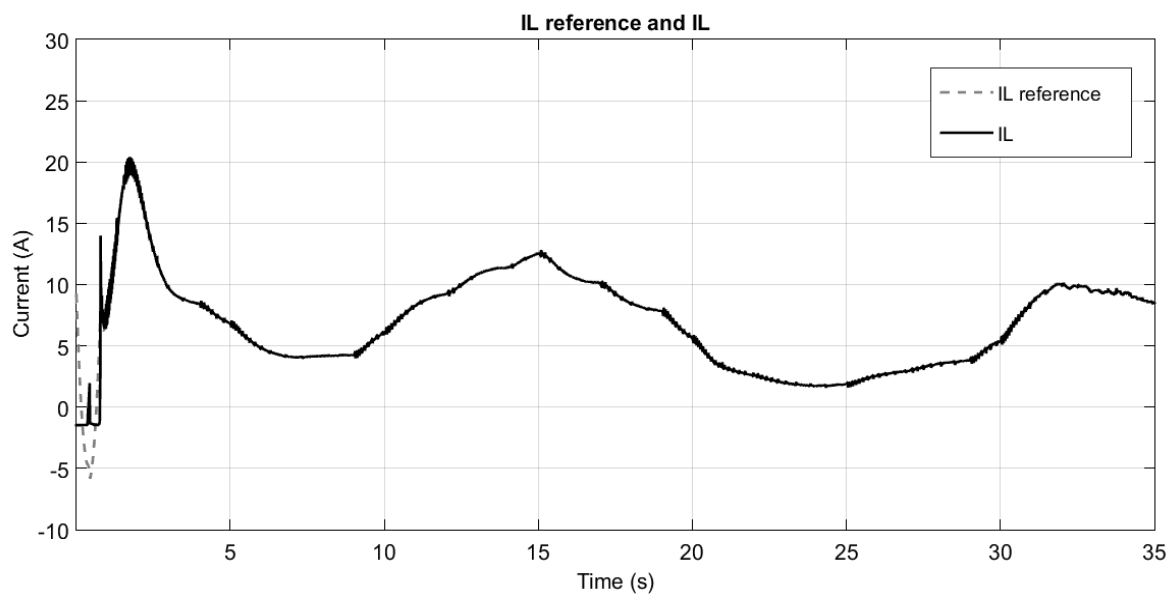
در شکل (۴-۲۳) توان الکتریکی دریافت شده از خروجی مبدل باک دیده می شود که حداکثر توان دریافتی به میزان حدود ۲۳۰ وات است. به دلیل محدودیت ۱۰ آمپری در بار، توان دریافتی از این مقدار نباید فراتر رود چراکه در غیر این صورت به باتری آسیب وارد می شود.

همان گونه که در ابتدا هم اشاره شد، در حالت دوم، بار ۱۰ آمپری در خروجی توربین به صورت موازی با باتری قرار می گیرد. ۱۰ آمپر جریان برای این بار باید تامین گردد و مازاد توان تولیدی در باتری ذخیره و یا کمبود توان تولید شده توسط باتری جبران می گردد.

در ادامه تغییرات متغیرهای اندازه گیری شده در مدل غیر خطی برای ۳۵ ثانیه شبیه سازی شده و نشان داده شده است.

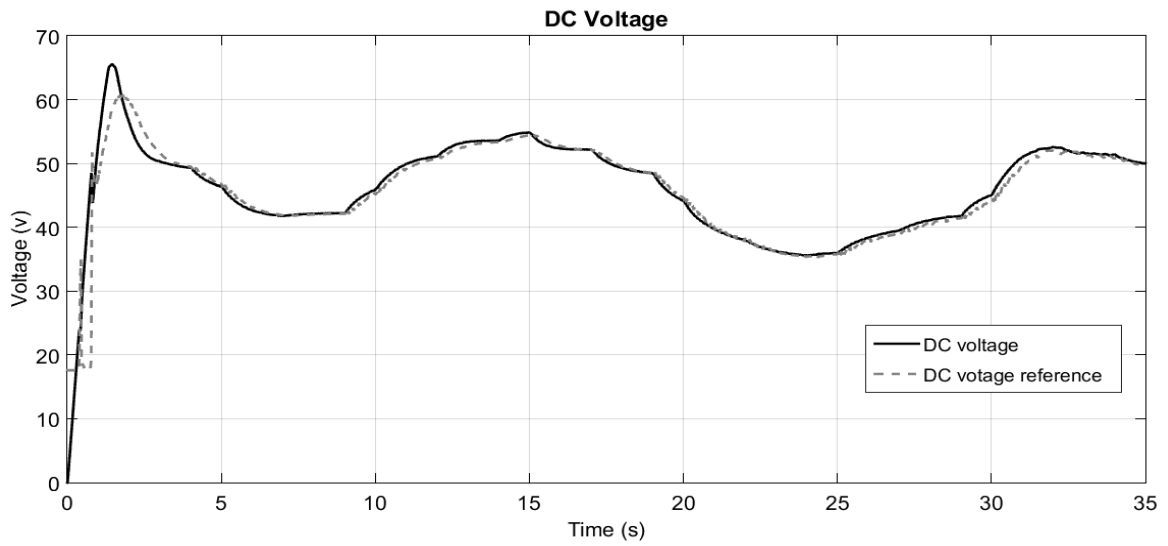


شکل ۴-۲۴ سیکل وظیفه اعمال شده به کلید مبدل باک با وجود بار



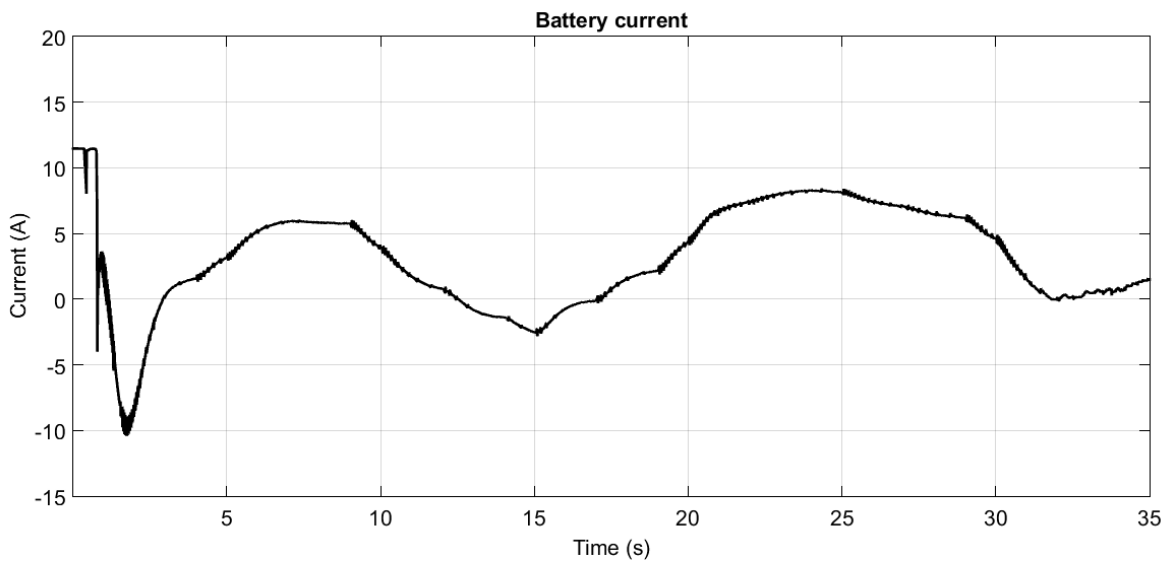
شکل ۴-۲۵ ردیابی جریان سلف مرجع توسط جریان سلف مبدل باک با وجود بار

همان گونه که در شکل (۴-۲۵) به خوبی دیده می شود، جریان سلف مرجع تعیین شده توسط کنترل کننده حلقه خارجی با خطای صفر و سرعت بسیار مناسب ردیابی شده است. نوسانات کم و قابل چشم پوشی است.



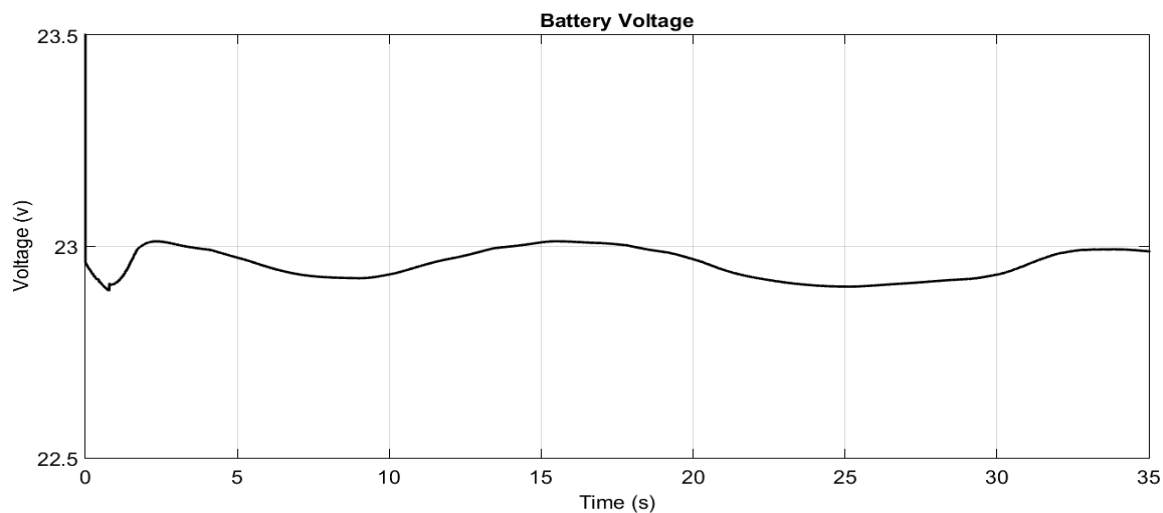
شکل ۴-۲۶ ردیابی ولتاژ لینک دی سی مرجع توسط ولتاژ ورودی باک با وجود بار

ردیابی ولتاژ لینک دی سی مرجع که در شکل (۴-۲۶) دیده می شود، به معنای دستیابی به ردیابی نقطه توان بیشینه که همان هدف اصلی در این پایان نامه است خواهد بود. ردیابی با دقت بسیار خوب و خطای حالت دائم صفر انجام گردید. سرعت کم در شکل (۴-۲۶) به دلیل پهنای باند ۳ هرتزی است که جزء خواسته های مسئله بود.



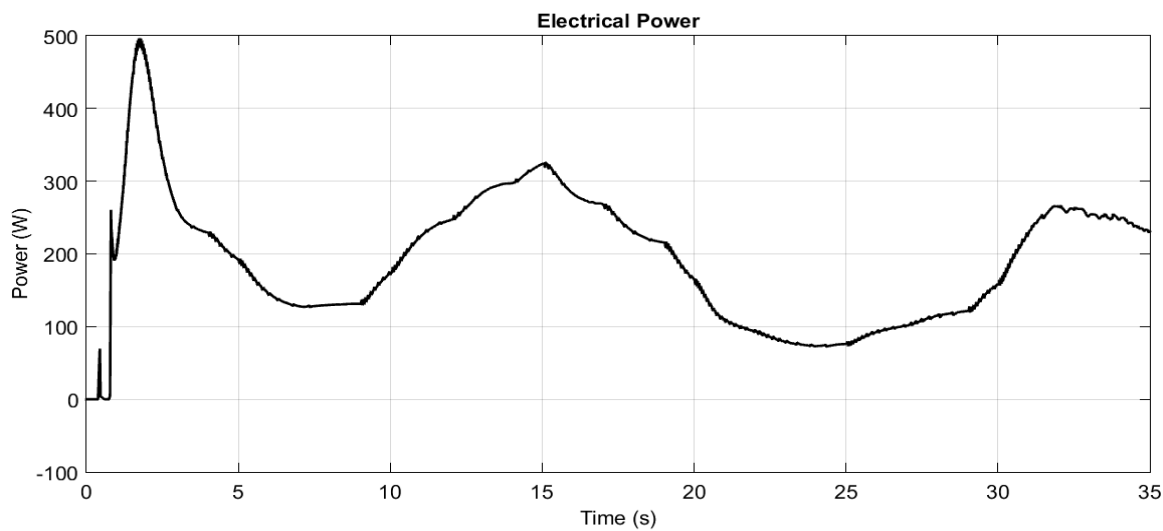
شکل ۴-۲۷ جریان باتری با وجود بار

جریان باتری به دلیل قرار گرفتن باتری در حالت شارژ و دشارژ گاهی مثبت و گاهی منفی می شود که به معنای دشارژ شدن و شارژ شدن است.



شکل ۴-۲۸ ولتاژ باتری با وجود بار

ولتاژ باتری هم به دلیل شارژ و دشارژ شدن، در محدوده ۲۳ ولتی دارای نوسان است که در شکل (۴-۲۸) دیده می شود.



شکل ۴-۲۹ توان الکتریکی دریافت شده در خروجی مبدل باک با وجود بار

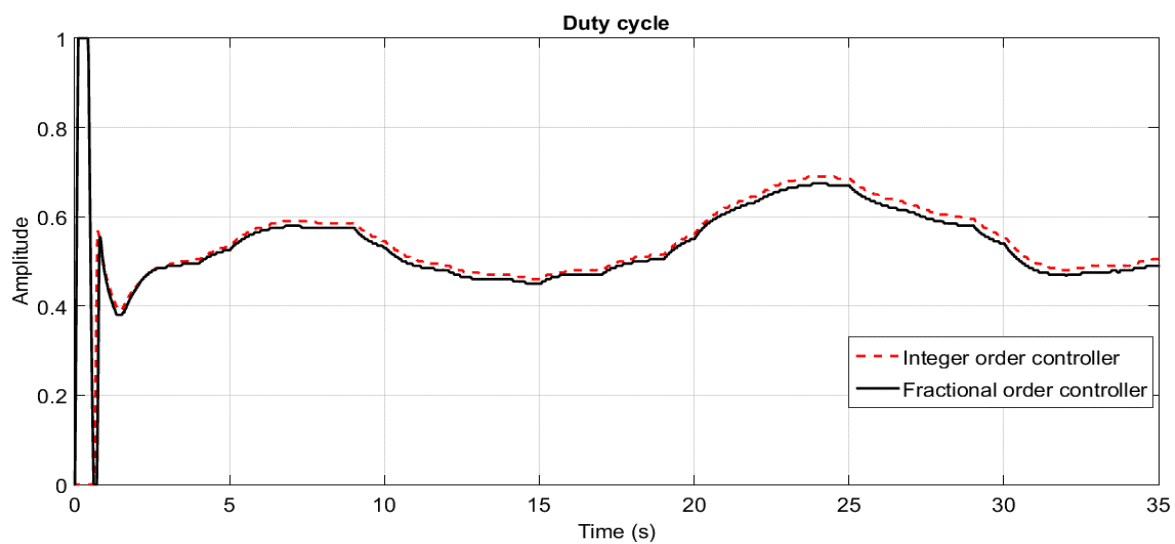
توان الکتریکی دریافت شده در این حالت به دلیل اینکه در خروجی امکان دریافت ۲۰ آمپر فراهم شده است، می تواند تا حدود ۴۵۰ وات هم برسد. جهش ایجاد شده در ثانیه ۲ و ۳ به دلیل جهش ایجاد شده در ولتاژ لینک دی سی و به تبع آن در جریان سلف است.

به منظور بررسی دقیق تر، در ادامه مقایسه برخی از متغیرها در دو حالت کنترل کننده مرتبه صحیح طراحی و اجرا شده بر روی توربین بادی با کنترل کننده مرتبه کسری طراحی شده در این پایان نامه صورت می پذیرد. همان گونه که در [۴۴] دیده می شود، ابتدا با استفاده از مدل خطی سیستم توربین بادی، کنترل کننده تناسبی-انتگرالی مرتبه صحیح به صورت جدول (۳-۴) طراحی شده است. در کنترل کننده طراحی شده بهبود یافته متغیرهای کنترل کننده با استفاده از مدل غیرخطی بهینه سازی شده تا بهترین پاسخ ممکن بدست آید.

حلقه	بهره کنترلی	PI	PI بهبود یافته
داخلی	K_p	۰/۰۰۱۰۸	۰/۰۰۱۵
	K_i	۰/۷۰۷۶	۰/۶۲
خارجی	K_p	۰/۳۶۵	۰/۴۳
	K_i	۴/۰۸۳	۴/۱۳

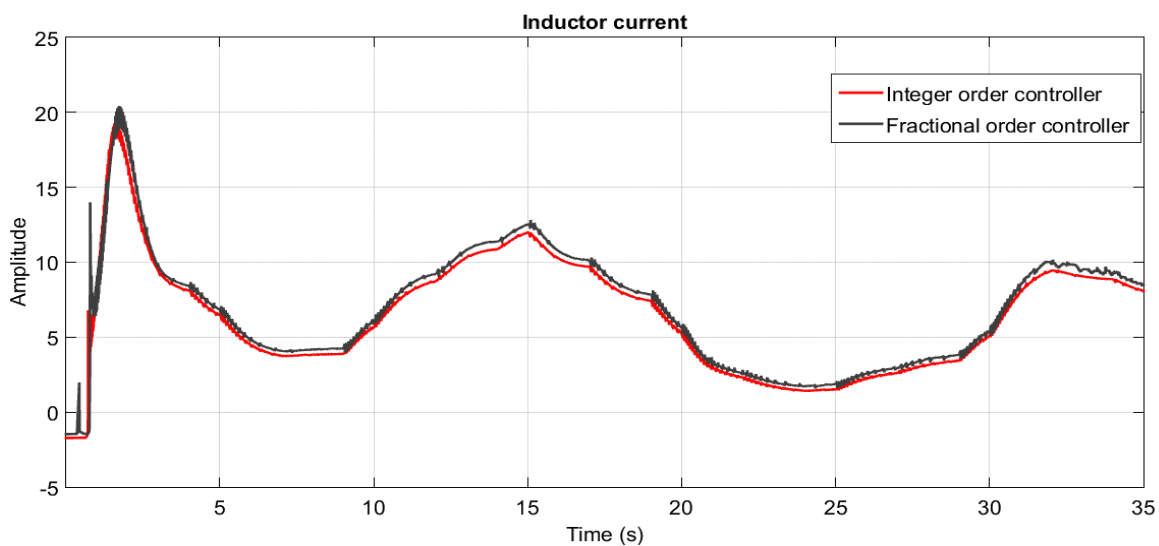
جدول (۳-۴) ضرایب کنترل کننده (ت.ا) و (ت.ا) بهبود یافته

سیکل وظیفه در دو حالت کنترل (ت.ا) بهبود یافته مرتبه صحیح اشاره شده در جدول (۳-۴) که بر روی توربین بادی اجرا شده است و کنترل کننده مرتبه کسری طراحی شده در این پایان نامه در شکل (۴-۳۰) دیده می شود. مقایسه مدل مرتبه صحیح و مرتبه کسری با در نظر گرفتن بار ۱۰ آمپری در خروجی انجام گرفت.



شکل ۴-۳۰ مقایسه سیکل وظیفه در دو حالت مرتبه صحیح و مرتبه کسری

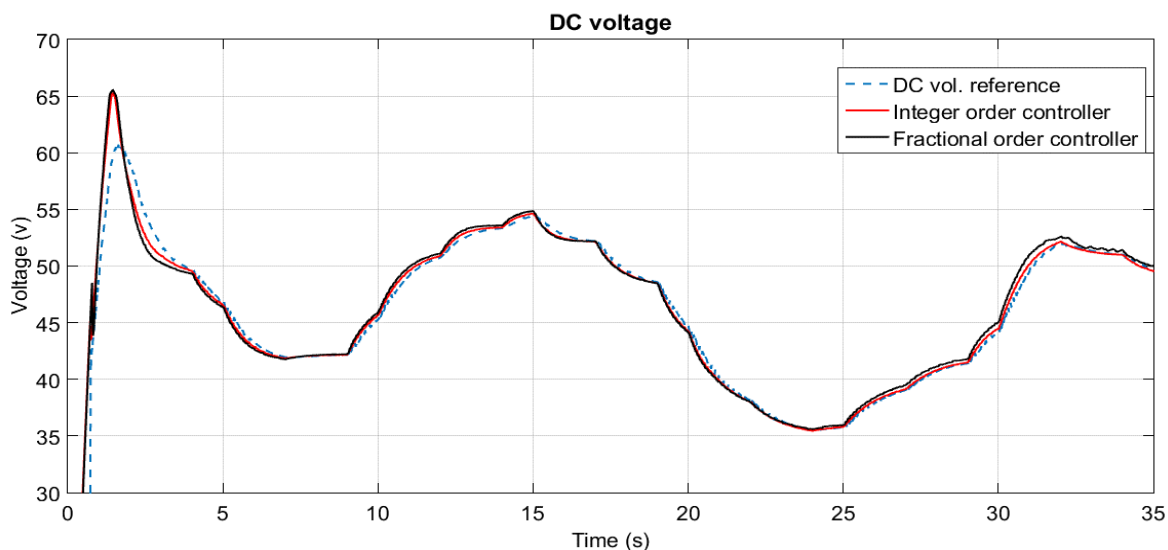
در ادامه مقایسه بین جریان سلف در دو حالت مرتبه صحیح و مرتبه کسری در شکل (۴-۳۱) آورده شده است.



شکل ۴-۳۱ مقایسه جریان سلف در دو حالت مرتبه صحیح و مرتبه کسری

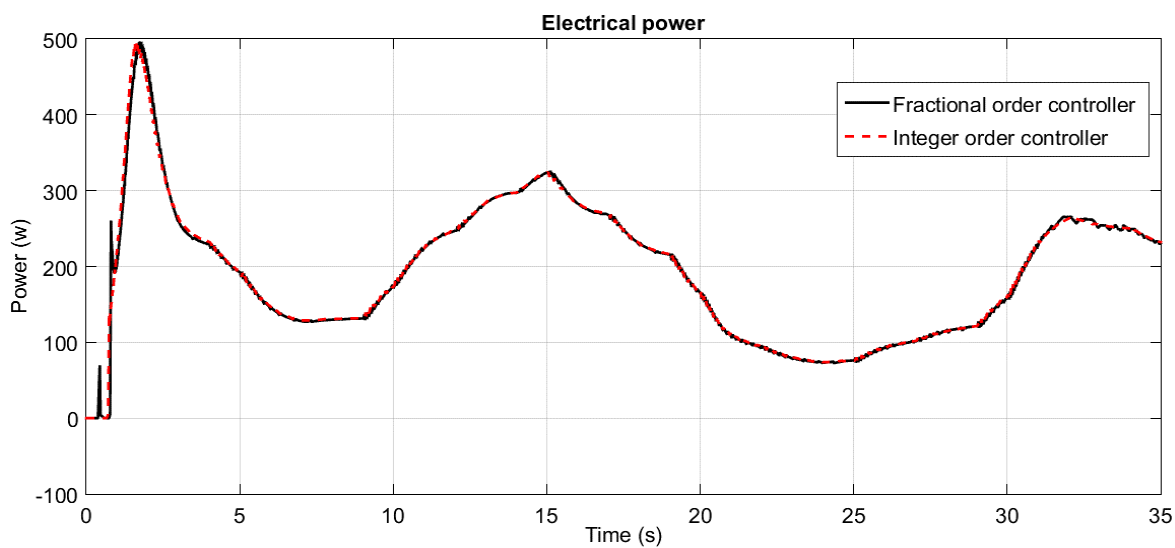
همان گونه که پیش تر هم اشاره شد، ردیابی مقدار مرجع تعیین شده با استفاده از جدول مراجعه‌ای توسط ولتاژ ورودی مبدل باک، به معنای دستیابی به ردیابی نقطه توان بیشینه است. در شکل (۴-۳۲) این ردیابی

توسط هر دو کنترل کننده مرتبه صحیح و مرتبه کسری صورت گرفته و ردیابی نقطه توان بیشینه محقق شده است.



شکل ۴-۳۲ مقایسه ولتاژ لینک دی سی در دو حالت مرتبه صحیح و مرتبه کسری

همچنین در شکل (۴-۳۳) مقایسه توان دریافتی الکتریکی از خروجی توربین بادی در دو حالت کنترل کننده مرتبه صحیح و کنترل کننده مرتبه کسری دیده می شود.



شکل ۴-۳۳ مقایسه توان الکتریکی خروجی دریافت شده در دو حالت مرتبه صحیح و مرتبه کسری

همان گونه که در شکل‌ها به خوبی دیده می‌شود، عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده نسبت به عملکرد کنترل‌کننده مرتبه صحیح بهبود یافته که بر روی سیستم واقعی توربین بادی نصب گردیده است تفاوت چندانی ندارد. نقطه قوت کنترل‌کننده مرتبه کسری طراحی شده در این است که سیستم طراحی شده نسبت به تغییرات بهره مقاوم شده، حذف نویز فرکانس بالا و دفع اغتشاش فرکانس پایین در طراحی کنترل‌کننده منظور و ارضا شده است. مقاوم شدن سیستم‌های کنترلی معمولاً به بهای از دست دادن عملکرد اتفاق می‌افتد حال آنکه با استفاده از کنترل‌کننده مرتبه صحیح مقاوم شدن ایجاد شده با کاهش عملکرد سیستم همراه نبوده و علاوه بر مقاوم بودن، حذف نویز و دفع اغتشاش بدون کاهش عملکرد و خراب شدن پاسخ صورت گرفته است.

فصل پنجم

نتیجه‌گیری و پیشنهادها

۵-۱ نتیجه گیری

در این پایان نامه، توربین بادی یک کیلووات مستقل از شبکه با ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم و مبدل کاهنده باک برای شارژ مناسب باتری مورد بررسی، مدل سازی و کنترل قرار گرفت. با توجه به اینکه این توربین از نوع محور افقی با استال کنترل بوده و کنترل زاویه یاو و پیچ وجود ندارد ردیابی نقطه توان بیشینه و دریافت حداکثری توان از باد و انتقال و ذخیره سازی آن در باتری با تنظیم دقیق مقدار سیکل وظیفه صورت می پذیرد. با توجه به بررسی های صورت گرفته جدول مراجعه ای برای توان های مختلف بر حسب ولتاژ لینک دی سی تعیین گردید که در صورت ردیابی این ولتاژ توسط توربین، ردیابی نقطه توان بیشینه محقق می شود. در فصل اول به معرفی برخی کلیات توربین های بادی و ذخیره سازها پرداخته شد و در فصل دوم اصول کلی حاکم بر حسابان مرتبه کسری در کنار معرفی و بررسی کنترل کننده های تناسبی-انترالی-مشتقی بیان گردید.

مدل سازی مرتبه کسری مبدل باک به دو صورت تئوری و با استفاده از داده های عملی در فصل سوم صورت پذیرفت. همان گونه که انتظار می رفت از آنجایی که ساختار مبدل از عناصر با خاصیت کسری کم و ناچیز تشکیل شده است مدل مرتبه کسری تفاوت چندانی با مدل مرتبه صحیح ندارد. به همین علت مدل های مرتبه صحیحی که در فضای حالت و یا در قالب تابع تبدیل تاکنون در طراحی ها و تحقیقات مورد استفاده قرار می گرفتند منجر به خطای ملموسی نمی شدند.

در نهایت در فصل چهارم حلقه های کنترلی داخلی و خارجی با استفاده از کنترل کننده های تناسبی-انترالی-مشتقی مرتبه کسری تنظیم شدند. حلقه ی کنترلی داخلی وظیفه تعیین سیکل وظیفه را عهده دار است و حلقه خارجی موظف به تعیین جریان سلف مرجع است. با استفاده از یک کنترل کننده (ت.ا.م) در حلقه داخلی و خارجی که علاوه بر خاصیت دفع اغتشاشات فرکانس پایین و حذف نویز فرکانس بالا قادر به

حفظ عملکرد مطلوب دستگاه یعنی تنظیم ولتاژ لینک دی سی بر روی سطح مشخص شده در هنگام تغییرات بهره است. پهنای باند حلقه داخلی در بازه مجاز ۴۰ تا ۱۰۰ هرتز قرار دارد و پهنای باند حلقه خارجی بر روی مقدار ۳ هرتز خواسته شده تنظیم شده است. مقاوم بودن سامانه کنترلی طراحی شده به تغییرات بهره از جمله مهم ترین نقاط قوت این کنترل کننده ها است. در بررسی های پیشین عملکرد مطلوب با استفاده از ترکیب کنترل کننده های (ت.ا.م) و منطق فازی برای تعیین مناسب کنترل کننده ها با توجه به شرایط کاری توربین انجام گرفته بود، حال آنکه کنترل کننده مرتبه کسری عملکرد مطلوبی در مقایسه با کنترل کننده (ت.ا.م) فازی دارد و تنها با تنظیم یک کنترل کننده در هر حلقه قابلیت کنترل توربین در شرایط و محدوده های کاری متفاوت را دارد.

۵-۲ پیشنهادها

از جمله مهم ترین چالش هایی که در سامانه های انرژی های تجدید پذیر مستقل از شبکه وجود دارد اطمینان از شارژ مطلوب و باکیفیت باتری برای دریافت و ذخیره توان الکتریکی به صورت بهینه است. با توجه به اینکه در این پژوهش از مدل ساده ای برای باتری در مدل سازی بهره گرفتیم و الگوریتم شارژ هم به صورت ساده و تک نرخی در نظر گرفته شد پیشنهادهایی برای بهبود این موارد ارائه می گردد.

- استفاده از مدل دقیق تر برای مدل سازی باتری
- اعمال الگوریتم شارژ چند نرخی برای شارژ باکیفیت تر باتری
- استفاده از مدل های خطی مرتبه کسری به دست آمده برای تنظیم و طراحی کنترل کننده های مرتبه کسری دقیق تر
- استفاده از کنترل کننده های تطبیقی - کسری برای کنترل بهتر کلیه نواحی کاری توربین

منابع و مراجع:

- [۱] M. Seixas, R. Melício, and V. M. F. Mendes, "Offshore wind turbine simulation: multibody drive train. Back-to-back NPC (neutral point clamped) converters. Fractional-order control," *Energy*, Vol. 69, pp. 357-369, 2014.
- [۲] ر.ا. موقرمقدم، "کنترل تطبیقی زاویه پره توربین بادی برای تنظیم توان استحصالی،" دانشکده مهندسی برق و رباتیک، دانشگاه صنعتی شاهرود، ۱۳۹۳.
- [۳] M. Taylor, K. Daniel, A. Ilas, and E. So, "Renewable Power Generation Costs in 2014," *International Renewable Energy Agency: Masdar City, Abu Dhabi, UAE*, 2015.
- [۴] K.-Y. Lo, Y.-M. Chen, and Y.-R. Chang, "MPPT battery charger for stand-alone wind power system," *IEEE transactions on power electronics*, Vol. 26, No. 6, pp. 1631-1638, 2011.
- [۵] R. Melício, V. Mendes, and J. Catalão, "Computer simulation of wind power systems: power electronics and transient stability analysis." Kyoto, Japan: International Conference on Power Systems Transients (IPST2009). 2009.
- [۶] M. Safari, and M. Sarvi, "Optimal load sharing strategy for a wind/diesel/battery hybrid power system based on imperialist competitive neural network algorithm," *IET Renewable Power Generation*, Vol. 8, No. 8, pp. 937-946, 2014.
- [۷] H. Shariatpanah, R. Fadaeinedjad, and M. Rashidinejad, "A new model for PMSG-based wind turbine with yaw control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 28, No. 4, pp. 929-937, 2013.
- [۸] M.-F. Tsai, W.-C. Hsu, T.-W. Wu, and J.-K. Wang, "Design and implementation of an FPGA-based digital control IC of maximum-power-point-tracking charger for vertical-axis wind turbine generators." International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), IEEE, pp. 764-769, 2009.

- [۹] F. A. Farret, L. L. Pfitscher, and D. P. Bernardon, "Sensorless active yaw control for wind turbines." Proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001.
- [۱۰] W. Bin, L. Yongqiang, Z. Navid, and K. Samir, "Power conversion and control of wind energy systems," Wiley-IEEE Press, 2011.
- [۱۱] M. R. Patel, *Wind and solar power systems: design, analysis, and operation*: CRC press, 2005.
- [۱۲] س. صولتی نژاد، ع. مشارموحد و ح. قلی زاده نرم، "بهبود حالت گذرای مبدل افزایشدهنده DC-DC در سامانه پیل سوختی به وسیله کنترل کننده بهینه LQR و الگوریتم اجتماع پرندگان،" هشتمین همایش علمی تخصصی انرژی های تجدید پذیر، پاک و کارآمد، ۱۳۹۴.
- [۱۳] ح. قلی زاده نرم، ا. حاجی زاده، و ع. الفی، "تحلیل پایداری و طراحی کنترل کننده فیدبک حالت درمبدلهای DC-DC افزایشدهنده برپایه مدل میانگین و دقیق درسیستم های تولید توان پیل سوختی،" نوزدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، ۱۳۹۰.
- [۱۴] ح. دلاوری پور و ح. کارشناس، "مدل سازی الکتریکی رفتار شارژ-دشارژ باتری های Lead-Acid مورد استفاده در سیستم های تولید انرژی تجدید پذیر،" بیست و ششمین کنفرانس بین المللی برق تهران، ۱۳۹۰.
- [۱۵] J. Kim, and B.-H. Cho, "State-of-charge estimation and state-of-health prediction of a Li-ion degraded battery based on an EKF combined with a per-unit system," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 60, No. 9, pp. 4249-4260, 2011.
- [۱۶] C. A. Monje, Y. Chen, B. M. Vinagre, D. Xue, and V. Feliu-Batlle, *Fractional-order systems and controls: fundamentals and applications*: Springer Science & Business Media, 2010.
- [۱۷] D. S. Karanjkar, S. Chatterji and P.R. Venkateswaran, "Trends in Fractional Order Controllers," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, Vol. 2, No. 3, pp. 383-389, 2012.

- [۱۸] S. S. Majidabad, H. T. Shandiz, and A. Hajizadeh, "Decentralized sliding mode control of fractional-order large-scale nonlinear systems," *Nonlinear Dynamics*, Vol.77, No. 1-2, pp. 119-134, 2014.
- [۱۹] D. Valério, and J. S. Costa, "Introduction to single-input, single-output fractional control," *IET control theory & applications*, Vol. 5 ,No. 8, pp. 1033-1057, 2011.
- [۲۰] B. F. Mohammed, and A. K. Mahmood, "Design Optimal Fractional Order PID Controller Utilizing Particle Swarm Optimization Algorithm and Discretization Method," *International Journal of Emerging Science and Engineering*, Vol. 1, No.10, pp. 87-92, 2013.
- [۲۱] J.-Y. Cao, and B.-G. Cao, "Design of fractional order controllers based on particle swarm optimization." *Industrial Electronics and Applications, 1st IEEE Conference on. IEEE*, 2006.
- [۲۲] P. C. Buchade, V. A. Vyawahare, and V. V. Bhole, "Fractional-Order control of voltage source inverter (VSI) using Bode's ideal transfer function." *International Conference on Circuits, Systems, Communication and Information Technology Applications (CSCITA)*, 2014.
- [۲۳] F. Merrikh-Bayat, and M. Karimi-Ghartemani, "Method for designing PI λ D μ stabilisers for minimum-phase fractional-order systems," *IET control theory & applications*, Vol. 4, No. 1, pp. 61-70, 2010.
- [۲۴] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, fourth ed., 2001.
- [۲۵] R. C. Dorf, and R. H. Bishop, *Modern control systems*: Prentice Hall, 2011.
- [۲۶] B. C. Kuo, *Automatic control systems (6th ed.)*: Prentice-Hall, Inc., 1991.
- [۲۷] I. Rasoanarivo, K. Arab-Tehrani, and F.-M. Sargos, "Fractional order PID and modulated hysteresis for high performance current control in multilevel inverters." *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, IEEE, 2011.

- [۲۸] ع. مشار موحد، س. فرهید و م. گنجوری، "طراحی کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-مشتق گیر از مرتبه کسری و مقایسه عملکرد آن با کنترل کننده مرتبه صحیح"، اولین کنفرانس بین المللی دستاورد های نوین پژوهشی در مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه امیرکبیر، تهران، ۱۳۹۵.
- [۲۹] N. Mohan, and T. M. Undeland, *Power electronics: converters, applications, and design*: John Wiley & Sons, 2007.
- [۳۰] A. K. Jonscher, "Dielectric relaxation in solids," *Journal of Physics D: Applied Physics*, Vol. 32, No. 14, pp. R57, 1999.
- [۳۱] S. Westerlund, *Dead matter has memory!*: Casual Consulting, 2002.
- [۳۲] S. Westerlund, and L. Ekstam, "Capacitor theory," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 1, No. 5, pp. 826-839, 1994.
- [۳۳] I. Podlubny, *Fractional differential equations: an introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to methods of their solution and some of their applications*: Academic press, 1998.
- [۳۴] F. Wang, and X. Ma, "Modeling and analysis of the fractional order Buck converter in DCM operation by using fractional calculus and the circuit-averaging technique," *Journal of Power Electronics*, Vol. 13, No. 6, pp. 1008-1015, 2013.
- [۳۵] Y. Ning-Ning, L. Chong-Xin, and W. Chao-Jun, "Modeling and dynamics analysis of the fractional-order Buck—Boost converter in continuous conduction mode," *Chinese Physics B*, Vol. 21, No. 8, pp. 080503, 2012.
- [۳۶] م. درگاهی، م. رضائزاد، و س. ساداتی، "طراحی و ارزیابی دونوع کنترل کننده برای کنورتور DC-DC باک - بوست"، یازدهمین کنفرانس دانشجویی مهندسی برق، ۱۳۸۷.
- [۳۷] R. Chandran, V. Prasad, and P. Vincent, "Modeling of Fractional order Buck-Boost Converter." *International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT)*, Vol. 3, No. 3, pp. 129-133, 2014.
- [۳۸] ن. نامجو، "کنترل خود تنظیم مبدل DC-DC افزایشنده و کاهنده غیر معکوس"، دانشکده برق و رباتیک، دانشگاه صنعتی شاهرود، ۱۳۹۲.

- [۳۹] V. Daftardar-Gejji, and H. Jafari, "Adomian decomposition: a tool for solving a system of fractional differential equations," *Journal of Mathematical Analysis and Applications*, Vol. 301, No. 2, pp. 508-518, 2005.
- [۴۰] J. Duan, J. An, and M. Xu, "Solution of system of fractional differential equations by Adomian decomposition method," *Applied Mathematics-A Journal of Chinese Universities*, Vol. 22, No. 1, pp. 7-12, 2007.
- [۴۱] A. Tepljakov, E. Petlenkov, and J. Belikov, "FOMCON: a MATLAB toolbox for fractional-order system identification and control," *International Journal of Microelectronics and Computer Science*, Vol. 2, No. 2, pp. 51-62, 2011.
- [۴۲] A. Tepljakov, E. Petlenkov, and J. Belikov, "FOMCON: Fractional-order modeling and control toolbox for MATLAB." *Proc. 18th Int Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES) Conference*. 2011.
- [۴۳] K. Ogata, *Matlab for control engineers*: Pearson Prentice Hall, 2008.
- [۴۴] م. مصححی، "مدل سازی و کنترل توربین بادی یک کیلو وات محور افقی،" دانشکده برق گروه کنترل، دانشگاه فردوسی مشهد، ۱۳۹۴.
- [۴۵] Y. Luo, H. Chao, L. Di, and Y. Chen, "Lateral directional fractional order (PI) λ control of a small fixed-wing unmanned aerial vehicles: controller designs and flight tests," *IET control theory & applications*, Vol.5, No. 18, pp. 2156-2167, 2011.
- [۴۶] C. Yeroglu, and N. Tan, "Note on fractional-order proportional-integral-differential controller design," *IET control theory & applications*, Vol.5, No.17, pp.1978-1989, 2011.

Abstract

Fractional order control help designer to minimize the modeling error of plants by using more accurate models for systems. By employing fractional order principles, a controller with higher performances for processing control in comparison to integer order controllers will be build. In this thesis the main purpose is to capture the maxium amount of power by1KW vertical axis wind turbine which is produced in Sun Air Research center of Ferdowsi of Mashhad. Fractional order modeling for Buck converter is done and in the following the fractional PID controller which is capable to remove high frequency niose and reject low frequency disturbance along robustness of gain changing in order to achive maximum power from wind. In the past, fuzzy and adaptive methods for inner and outer loops were employed to match with different regions of wind operation. In this research all mentioned constraints and desired performans are satisfied by two fractional PID controllers with constant and non variant gains which are designed in inner and outer loops.

Keywords: Wind Turbine, Fractional Order Control, Buck Converter, PID Controller



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

MSc thesis in Science in Electrical Engineering

**Design of fractional control for 1kw horizontal-axis wind
turbine using stall control type**

By: Ali Moshar Movahhed

Supervisor:

Dr Heydar Toosian Shandiz

Advisor:

Dr Syed Kamal Hosseini Sani

September 2016