

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه مهندسی کنترل

طراحی و پیاده‌سازی تخمینگر حالت مقاوم به روش فازی - تطبیقی

محمد چرخگرد

استاد راهنما

دکتر محمد حداد ظریف

رساله جهت اخذ درجه دکتری

شهریور ماه ۱۳۹۴

تقدیم به

پیشگاه حضرت ولی عصر

(عجل الله تعالی فرجه الشریف)

تقدیر و تشکر

"من لم یشکر المخلوق لم یشکر الخالق"

از زحمات گرانقدر استاد فرهیخته جناب آقای دکتر محمد حداد ظریف که در طول دوران تحصیل همواره اینجانب را از راهنمایی‌های ارزشمند خویش بهره مند نموده‌اند، کمال تشکر را دارم و از خداوند متعال، توفیق روزافزون ایشان را خواستارم.

از اساتید داور جناب آقای دکتر ابوالفضل رنجبر نوعی، جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح، جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات و نماینده محترم تحصیلات تکمیلی جناب آقای دکتر محمد علی صدرنیا که ارزیابی این تحقیق را بر عهده داشتند، صمیمانه سپاسگزارم.

از تمامی اساتید گروه کنترل دانشگاه شاهرود که در طول دوران تحصیل، بنده را یاری نموده‌اند، تشکر و برای ایشان آرزوی موفقیت و بهروزی دارم.

همچنین از خانواده عزیزم مخصوصاً پدر و مادر گرانقدرم و همسر صبورم که همواره مایه دلگرمی و آرامش اینجانب بوده‌اند، کمال قدردانی را دارم.

"... وما توفیقی الا بالله علیه توکلت و الیه انیب"

تعهد نامه

اینجانب محمد چرخگرد دانشجوی دوره دکتری رشته برق کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه

شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و پیاده‌سازی تخمینگر حالت مقاوم به روش فازی - تطبیقی

تحت راهنمایی دکتر محمد حداد ظریف متعهد میشوم

- 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 شاهرود » و یا « Shahrood University » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است

تاریخ

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

در این رساله طراحی و پیاده سازی تخمینگر حالت مقاوم به روش فازی-تطبیقی برای سیستم دینامیکی ارایه شده است. برای این منظور، مدل دینامیکی خطی عمومی برای سیستم ارایه می‌شود که در آن برخی از متغیرهای سیستم، آزاد هستند. چنین متغیرهای آزاد در مدل سازی سیستم‌های غیر خطی، متغیر با زمان و یا به عبارتی دیگر وابسته به حالت‌های سیستم هستند و در نتیجه با استفاده از سیستم‌های فازی تطبیقی مدل می‌شوند که دارای پارامترهای آزاد هستند. لذا، ورودی سیستم‌های فازی تطبیقی یاد شده، متغیرهای حالت سیستم است. نوآوری این تحقیق عبارت از طراحی تخمینگر دوگان است که تخمین همزمان بردار حالت سیستم و شناسایی بردار پارامترهای سیستم فازی تطبیقی را بر اساس معیار H_{∞} به دست می‌دهد که دارای تضمین پایداری است. همچنین، نشان داده می‌شود که تخمینگر پارامتر به دست آمده، صورتی از الگوریتم حداقل میانگین مربعات نرمالیزه شده است که از معیار H_{∞} پیروی می‌کند و پارامترهای مورد نیاز آن برای تنظیم اولیه فیلتر تقلیل یافته و دارای درجه محاسباتی کمتری است. مدل پیشنهادی قابل کاربرد در پردازش سیگنال مانند سری‌های زمانی و سیگنال صحبت یا مدلسازی مدارات غیر خطی است. در نهایت الگوریتم پیشنهادی روی داده‌های واقعی به دست آمده از باتری برای تخمین حالت شارژ باتری پیاده سازی می‌شود. نتایج، نشان دهنده پایداری، کارایی مناسب، مقاوم بودن و پاسخ سریع الگوریتم پیشنهادی به ویژه در شرایط اولیه دور از واقعیت است. برای مقایسه نیز روش پیشنهادی با تخمینگری که در آن متغیرهای آزاد شناسایی شده به صورت تطبیقی تغییر نمی‌کنند، مقایسه شده است.

کلید واژه‌ها: تخمینگر دوگان H_{∞} ، مدل سازی فازی-تطبیقی، الگوریتم حداقل میانگین مربعات نرمالیزه شده، تخمین حالت، تخمین پارامتر، تخمین حالت شارژ باتری.

فهرست مقالات مستخرج از رساله

مقالات ژورنالی

- M. Charkhgard, M. H. Zarif, "Design of Adaptive H-infinity Filter for Implementing on State-of-Charge Estimation Based on Battery SOC-Varying Modeling", *IET Power Electronics*, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0523, 2015.
- M. Charkhgard, M. H. Zarif, "Design of H_{∞} estimator by an adaptive fuzzy modeling for a class of nonlinear systems", *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, Accepted, 2015.
- A. Alfi, M. Charkhgard, M. H. Zarif, "Hybrid state of charge estimation for lithium-ion batteries: design and implementation", *IET Power Electronics*, Vol. 7, Iss.11, pp. 2758-2764, 2014.

مقالات کنفرانسی

- M. Charkhgard, and M. H. Zarif, A. Akbarzadeh Kalat, " Adaptive H-infinity Filter Design for Implementing on Battery State-of-Charge Estimation Based on Fuzzy Modeling " 29th International Power System Conference on Intelligent Systems, Oct. 2014, Tehran, Iran.

- م. چرخگرد، م. حداد ظریف، " طراحی و پیاده‌سازی فیلتر مقاوم توسعه یافته، برای تخمین حالت شارژ باتری لیتیوم-یون در سامانه‌های ترکیبی ذخیره‌ساز انرژی"، بیست و نهمین کنفرانس بین المللی برق، پژوهشگاه نیرو، تهران، ایران، آبان ۱۳۹۳.

فهرست مطالب

۱ - فصل اول: مقدمه.....	۱
۱-۱ - بررسی تاریخچه تخمین.....	۲
۱-۱-۱. مقدمه.....	۲
۱-۱-۲. تاریخچه.....	۴
۱-۲ - تاریخچه تخمین حالت شارژ باتری.....	۱۱
۱-۲-۱. مقدمه.....	۱۱
۱-۲-۲. بررسی تاریخچه.....	۱۴
۳-۱ - اهداف مورد نظر.....	۱۹
۴-۱ - ساختار کلی رساله.....	۲۱
۲ - فصل دوم: مدل سازی به روش فازی-تطبیقی.....	۲۳
۱-۲ - مقدمه.....	۲۴
۲-۲ - مدل سازی.....	۲۶
۳ - فصل سوم: طراحی تخمینگر.....	۳۱
۱-۳ - مقدمه.....	۳۲
۲-۳ - مساله فیلتر H_{∞}	۳۲
۳-۳ - طراحی فیلتر H_{∞} دوگان بر اساس مدل فازی-تطبیقی.....	۳۶
۱-۳-۳. تعاریف و خطی سازی.....	۳۶
۲-۳-۳. تئوری.....	۳۹
۴-۳ - طراحی فیلتر H_{∞} تطبیقی بر اساس تنظیم ماتریس های وزنی.....	۵۰
۴ - فصل چهارم: پیاده سازی.....	۵۵

۱-۴ - مقدمه.....	۵۶
۲-۴ - سخت‌افزار پیاده‌سازی شده.....	۵۶
۴-۲-۱. ملاحظات.....	۵۶
۴-۲-۲. طراحی بخش نمونه‌بردار و ارتباط با رایانه.....	۵۸
۴-۲-۳. طراحی مدار شارکننده باتری و راه‌انداز.....	۶۲
۴-۳ - پیاده‌سازی تخمینگر دوگان پیشنهادی بخش ۳-۳.....	۶۷
۴-۴ - پیاده‌سازی تخمینگر تطبیقی بخش ۴-۳.....	۸۲
۵ - فصل پنجم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات.....	۸۷
۵-۱ - نتیجه‌گیری.....	۸۸
۵-۲ - پیشنهادات.....	۹۰
۶ - فهرست منابع.....	۹۱

فهرست اشکال

- شکل ۱-۱ - تفسیر تصویری از ظرفیت و حالت شارژ باتری..... ۱۳
- شکل ۱-۴ - ساختار کلی مدار طراحی شده ۵۸
- شکل ۲-۴ - مدار وفق‌دهی خروجی حسگرها با نمونه‌بردار ۶۰
- شکل ۳-۴ - ساختار مدار نمونه‌بردار و ارتباط‌دهنده با رایانه ۶۲
- شکل ۴-۴ - مدار کنترل شارژ باتری همراه با راه‌انداز ۶۳
- شکل ۵-۴ - شکل موج جریان در حالت شارژ بازتابی ۶۴
- شکل ۶-۴ - داده‌های حاصل از آزمایش شناسایی باتری لیتیوم-یون ۱/۲ آمپر-ساعتی در شارژ کامل.
(a) کل داده‌ها. (b) ۵۰ ثانیه از داده‌های پنجره سمت چپی ۷۰
- شکل ۴-۷ - متغیرهای شناسایی شده بر اساس داده‌های عملی و تقریب آن‌ها ۷۱
- شکل ۴-۸ - حالت شارژ واقعی که با شمارش آمپر-ساعت اندازه‌گیری شده است به همراه تخمین
حالت شارژ با تخمینگر دوگان پیشنهادی و تخمینگر معمولی ۷۶
- شکل ۴-۹ - تحلیل خطای دو تخمینگر در آزمایش اول. خطای تخمینگر دوگان و تخمینگر معمولی
(بالایی). پروفایل انحراف معیار خطای دو تخمینگر (پنجره پایینی) ۷۶

- شکل ۴-۱۰- داده‌های تجربی که در آزمایش دوم شارژ باتری به دست آمده به همراه تخمین متغیرهای حالت بر اساس تخمینگر دوگان ۷۸
- شکل ۴-۱۱- ۵۰۰ ثانیه از شکل ۴-۱۰ برای دید بهتر داده‌ها و متغیرهای تخمین زده شده ۷۸
- شکل ۴-۱۲- حالت شارژ واقعی به همراه حالت شارژ تخمین زده شده با تخمینگر دوگان و تخمینگر معمولی در آزمایش دوم ۷۹
- شکل ۴-۱۳- تحلیل خطای تخمینگرها در شکل ۴-۱۲. خطای تخمینگر دوگان و تخمینگر معمولی (بالایی). پروفایل انحراف معیار خطای دو تخمینگر (پنجره پایینی) ۷۹
- شکل ۴-۱۴- نتایج حاصل از تخمینگر دوگان با شرایط اولیه همانند دو آزمایش قبلی و مقدار اولیه حالت شارژ واقعی ۶۵٪ (بالایی). خطای تخمین (میانی). پروفایل انحراف معیار خطای تخمین (پایینی) ۸۱
- شکل ۴-۱۵- داده‌های تجربی به دست آمده در آزمایش سوم به همراه تخمین متغیرهای حالت با استفاده از تخمینگر دوگان پیشنهادی ۸۱
- شکل ۴-۱۶- ۵۰۰ ثانیه آغازین از فرآیند شکل ۴-۱۵ ۸۲
- شکل ۴-۱۷- حالت شارژ واقعی به همراه حالت شارژ تخمین زده شده با سه فیلتر در آزمایش اول شکل ۴-۱۶. حالت شارژ (پنجره بالایی). خطای تخمین (پنجره پایینی) ۸۴

شکل ۴- ۱۸- حالت شارژ واقعی به همراه حالت شارژ تخمین زده شده با سه فیلتر در آزمایش دوم

شکل ۴- ۱۰. حالت شارژ (پنجره بالای). خطای تخمین (پنجره پایینی) ۸۴

شکل ۴- ۱۹- حالت شارژ واقعی با مقدار اولیه ۶۵٪ به همراه حالت شارژ تخمین زده شده با سه

فیلتر دیگر با همان شرایط آزمایشات قبلی. حالت شارژ (پنجره بالای). خطای تخمین (پنجره

پایینی) ۸۵

شکل ۴- ۲۰- داده های تجربی در آزمایش سوم بخش پیش به همراه ۳۰۰ ثانیه آغازین آن با مقایسه

سه تخمینگر ۸۶

فهرست جداول

جدول ۳-۱- خلاصه الگوریتم فیلتر H_{∞} تطبیقی بر اساس تنظیم ماتریس‌های وزنی ۵۴

جدول ۴-۱- مقادیر پارامترهای تنظیمی تخمین‌گر دوگان در آزمایشات ۷۵

جدول ۴-۲- مقایسه میانگین و RMS خطای سه تخمین‌گر در تخمین حالت شارژ باتری در سه

آزمایش ۸۶

فصل اول

مقدمه

- ❖ بررسی تاریخچه تخمین و تخمین دوگان
- ❖ بررسی تاریخچه تخمین حالت شارژ باتری
- ❖ اهداف مورد نظر
- ❖ ساختار کلی رساله

۱-۱- بررسی تاریخچه تخمین و تخمین دوگان

۱-۱-۱- مقدمه

مدل‌سازی، تخمین و کنترل از مهمترین اجزا در نظریه سیستم‌ها^۱ می‌باشند. مهمترین بخش در تحلیل و طراحی یک سیستم واقعی^۲، مدل‌سازی آن، به عنوان ارایه توصیفی ریاضی است، که رفتار آن را به خوبی بیان کند. مدل ریاضی باید تمامی روابط میان متغیرهای سیستم را با دقت قابل قبول بیان نماید. به دلیل وجود روش‌های تحلیل و زمینه‌های کاربردی گوناگون، می‌توان مدل‌های ریاضی متفاوتی برای یک سیستم در نظر گرفت. برای مثال، در یک مدار الکتریکی، اگر تنها ویژگی‌های پایانه مدار مورد نظر باشد، می‌توان امپدانس یا تابع تبدیل مدار را برای مدل مداری خطی نامتغیر بازمان، در نظر گرفت. اما، اگر جریان و ولتاژ هر شاخه از مدار، مورد نظر باشد بایستی از تحلیل حلقه یا گره بهره برد تا مجموعه‌ای از معادلات دیفرانسیل را که رفتار مدار را بیان می‌کند، به دست آورد [۱، ۲].

بنابراین، دو رویکرد غالب در مدل‌سازی سیستم‌ها، عمدتاً عبارتند از، توصیف سیستم خطی و نامتغیر با زمان بر اساس رابطه تابع تبدیل، و دیگری توصیف سیستم بر اساس متغیرهای حالت یا مدل فضای حالت بر اساس معادلات دیفرانسیل. مدل تابع تبدیل سیستم، هنگامی معتبر است که فرآیند خطی متغیر با زمان در لحظه اولیه در حالت صفر باشد، یعنی تمام متغیرهای سیستم صفر باشند و سیستم دارای هیچ انرژی اولیه‌ای نباشد. اگر فرآیند در حالت صفر نباشد آنگاه خروجی نه تنها به ورودی وابسته است، بلکه به شرایط اولیه نیز بستگی خواهد داشت. در نتیجه برای تعیین یکتای خروجی نه تنها به ورودی نیاز است، بلکه مجموعه‌ای از شرایط اولیه نیز باید مشخص باشند. مجموعه شرایط اولیه یاد شده، در واقع حالت‌های سیستم را نشان می‌دهند. مجموعه معادلاتی که

¹ System theory

² Physical system

رابطه بین ورودی، خروجی و حالت را بیان می‌کنند معادله دینامیکی یا معادله فضای حالت نامیده می‌شود [۲].

همانگونه که پیشتر بیان شد، مدل فضای حالت، بر خلاف مدل تابع تبدیل، می‌تواند رفتار سیستم را به طور کامل بیان کند. از دیگر مزایای مدل فضای حالت آن است که می‌توان سیستم‌های غیر خطی و متغیر با زمان را با استفاده از معادله دینامیکی بیان نمود، در حالیکه مدل‌سازی بر اساس تابع تبدیل تنها برای سیستم‌های خطی غیر متغیر با زمان به کار می‌رود. همچنین، با استفاده از مدل فضای حالت می‌توان فرآیند را در یک رایانه دیجیتال شبیه‌سازی نمود.

تخمین، عبارت از برآورد ویژگی‌هایی از سیستم واقعی با استفاده از داده‌های اندازه‌گیری شده است. سه مساله مربوط به تخمین، در رابطه با سیستم‌ها، شامل تخمین حالت، شناسایی و تخمین تطبیقی هستند. تخمین حالت، در مدل فضای حالت، عبارت از مشخص نمودن حالت سیستم، x ، با استفاده از داده‌های اندازه‌گیری شده است. البته با فرض اینکه مدل سیستم به صورت کامل شناسایی شده باشد. اغلب اوقات به دست آوردن مدل کامل ریاضی از پیش، که رفتار سیستم را به خوبی بیان کند تنها با استفاده از قوانین فیزیکی، ناممکن است. بنابراین، در فرآیند شناسایی سیستم از داده‌های اندازه‌گیری شده برای به دست آوردن مقادیر صحیح پارامترهای مدل استفاده می‌شود. برای شناسایی سیستم واقعی ابتدا بایستی ساختار مدل، به عنوان مثال مدل فضای حالت به همراه پارامترهای نامعین آن، از پیش در نظر گرفته شوند. اگر پارامترهای نامعین را به صورت بردار حالت جدید، θ ، در نظر بگیریم، مساله شناسایی در واقع همان تخمین پارامتر است که به جای حالت‌های سیستم، بردار پارامتر θ ، تخمین زده می‌شود [۱، ۳].

تخمین تطبیقی، یا به عبارتی دیگر تخمین دوگان^۱، همان تخمین حالت است، هنگامی که همراه با شناسایی باشد. به عبارت دیگر، می‌توان تخمین دوگان را به صورت تخمین حالتی در نظر گرفت، که حالت‌های سیستم شامل هر دو بردار حالت x و θ ، باشد [۳، ۱].

در کنترل حلقه بسته سیستم‌های فیزیکی، مساله اصلی، هدایت خروجی سیستم به سمت پاسخ مطلوب است. از آنجا که حالت‌ها تمامی اطلاعات ضروری رفتار سیستم را دارا می‌باشند، بنابراین، طراحی کنترلگر بر اساس پسخور حالت، بهترین گزینه برای دست یابی به عملکردی خوب و مورد نظر است. از طرفی، بعضی از حالت‌ها در سیستم قابل اندازه‌گیری نیستند [۲]. به عنوان مثال در باتری‌ها انرژی داخلی آن غیر قابل اندازه‌گیری مستقیم است، ولی دانستن آن به عنوان یکی از مهمترین کمیتها در سامانه کنترل باتری، حایز اهمیت است. بنابراین، یکی از روشهای تخمین انرژی داخلی باتری یا تخمین حالت شارژ آن، به دست آوردن مدل دینامیکی باتری با لحاظ حالت شارژ به عنوان یکی از حالت‌های سیستم و سپس تخمین آن با یکی از روشهای تخمین حالت است [۴-۷].

۱-۲-۱- تاریخچه

همانگونه که پیش‌تر نیز بیان شد، تخمین عبارت از تعیین کمیت‌هایی از سیستم با استفاده از داده‌های اندازه‌گیری شده ورودی-خروجی است. تحقیقات تا کنون شامل گستره وسیعی از روش‌های تخمین بوده است که غالباً شامل روشهای کمترین مربعات وزن‌دار^۲، بیشترین شباهت^۳، بیشترین مقدار تصحیح شده^۴ و مربع میانگین^۵ است [۸، ۹].

¹Dual estimation

² weighted least squares

³ maximum likelihood

⁴ maximum a posteriori

⁵ mean squared

تخمین حداقل مربعات اولین روشی است که در زمینه تخمین در زمان گاوس ابداع شد [۹]. تخمینگر حداقل مربعات وزن دار، در واقع با کمینه سازی مربعات وزن دار خطای خروجی تخمینگر به دست می آید که ماتریس وزن در آن، مثبت معین متقارن می باشد. ماتریس وزن، میزان اهمیت مقادیر اندازه گیری را در طول زمان نشان می دهد که با نظر مهندسی تعیین می شود. اگر ماتریس وزن برابر ماتریس همانی یا واحد باشد تمام مقادیر اندازه گیری شده دارای اهمیت یکسان هستند. در تخمینگر حداقل مربعات، الگوریتم تخمین به گونه ای محاسبه می شود که مشتق تابع هزینه تخمینگر، که در واقع همان مربعات وزن دار خطای خروجی است، نسبت به بردار نامعین $\mathbf{x}$ برابر صفر باشد [۱۰، ۹].

برای طراحی تخمینگر بیشترین شباهت بردار $\mathbf{x}$ ، $\hat{\mathbf{x}}_{ML}(k)$ بایستی رابطه ای برای تابع شباهت مشخص و سپس، بیشینه گردد. از آنجا که شباهت متناسب با احتمال است، بنابراین، برای مشخص نمودن تابع شباهت بایستی تابع چگالی احتمال توام^۱ داده های اندازه گیری، $P(\mathbf{y}(k)|\mathbf{x})$ به طور کامل شناخته شده باشد. البته هزینه ای که برای طراحی تخمینگر بیشترین شباهت پرداخته می شود پیچیدگی بیشینه کردن تابع شباهت است. البته قابل توجه است که تخمینگر بیشترین شباهت در حالت کلی دارای پیش قدر^۲ است، یعنی $E\{\hat{\mathbf{x}}_{ML}(k)\} \neq \mathbf{x}$ [۹، ۱].

تخمین بیشترین مقدار تصحیح شده به عنوان تخمین بیزی^۳ نیز مشهور است. قاعده بیز^۴ در رابطه زیر آورده شده است [۹]:

¹ Joint probability density function

² Bias

³ Bayesian estimation

⁴ Bayes low

$$P(\mathbf{x}|\mathbf{y}(k)) = \frac{P(\mathbf{y}(k)|\mathbf{x}) P(\mathbf{x})}{P(\mathbf{y}(k))} \quad (1-1)$$

در رابطه فوق، $P(\mathbf{x}|\mathbf{y}(k))$ ، به عنوان تابع چگالی احتمال شرطی مقدار تصحیح شده^۱ و $P(\mathbf{x})$ ، به عنوان تابع چگالی احتمال از پیش مشخص^۲ برای بردار نامعین $\mathbf{x}$ ، شناخته می‌شوند. در تخمین بیشترین مقدار تصحیح شده، تخمین $\mathbf{x}$ طوری تعیین می‌شود که $P(\mathbf{y}(k)|\mathbf{x}) P(\mathbf{x})$ ، بیشینه گردد. تخمینگر یاد شده شامل تعیین توابع $P(\mathbf{y}(k)|\mathbf{x})$ ، $P(\mathbf{x})$ و یافتن تخمین $\mathbf{x}$ است به طوریکه تابع $P(\mathbf{x}|\mathbf{y}(k))$ ، بیشینه گردد. در این تخمینگر، دانستن تابع چگالی احتمال $P(\mathbf{x})$ ، از پیش، تفاوت آن را با تخمینگر میانگین مربعات که در ادامه بیان می‌شود، مشخص می‌کند [۹، ۳، ۱].

در تخمینگر میانگین مربعات، تخمین بردار نامعین $\mathbf{x}$ با استفاده از داده‌های قابل اندازه‌گیری خروجی $y(1), y(2), \dots, y(k)$ ، و بر اساس کمینه کردن تابع هزینه مشخصی به دست می‌آید. تابع هزینه مورد استفاده در این نوع تخمینگر در واقع میانگین یا امید ریاضی مربعات خطای خروجی تخمینگر است. تابع تخمینگر به دست آمده می‌تواند خطی یا غیر خطی باشد. ساختار و الگوریتم تخمینگر فوق از طریق کمینه کردن تابع هزینه یاد شده مشخص می‌شود. در نهایت، جواب تخمینگر میانگین مربعات، که در واقع به عنوان پایه تئوری تخمین شناخته می‌شود، به صورت امید ریاضی بردار حالت $\mathbf{x}$ به شرط اندازه‌گیری از خروجی، مطرح می‌شود. بنابراین، برای محاسبه تخمین بردار حالت، ابتدا بایستی تابع چگالی احتمال بردار حالت به شرط خروجی، $P(\mathbf{x}|\mathbf{y}(k))$ محاسبه شود و سپس انتگرال $\mathbf{x}P(\mathbf{x}|\mathbf{y}(k))$ برای به دست آوردن تخمین $\mathbf{x}$ محاسبه شود [۹، ۳]. فیلتر کالمن نیز، در واقع نوعی تخمین‌گر میانگین مربعات حالت^۳ است که به صورت بازگشتی و با فرض خطی و گوسی بودن فرآیندها محقق می‌شود. در تخمینگر حالت کالمن، معادله دینامیکی حالت $\mathbf{x}$ به صورت

¹ a posteriori

² a priori density function

³ mean squared state estimator

سیستمی خطی و متغیر با زمان در نظر گرفته می‌شود. برای پیاده‌سازی فیلتر کالمن، فرض می‌شود که نویز فرآیند در رابطه دینامیکی معادله حالت و نویز اندازه‌گیری در رابطه خروجی سیستم، فرآیندهای گوسی نا همبسته، با میانگین و ماتریس کواریانس مشخص هستند. برای اعمال فیلتر کالمن به سیستم‌های غیر خطی یا به عبارتی تحقق فیلتر کالمن توسعه یافته معمولاً فرآیند مورد نظر در لحظه نمونه‌برداری خطی می‌شود تا میانگین و کواریانس حالت تخمین زده شده اولیه از طریق عبور میانگین و کواریانس پیش‌فرض حالت قبلی از درون فرآیند خطی شده، تقریب زده شود [۳، ۴، ۹، ۱۱].

همانگونه که از تخمین‌گرهای فوق مشاهده می‌شود تمامی آن‌ها به جز تخمین‌گر حداقل مربعات نیاز به دانستن اطلاعات آماری از پیش، در مورد فرآیند مربوطه، دارند. در مورد تخمین‌گر حداقل مربعات نیز نمی‌توان بدون فرض گوسی بودن فرآیند، ویژگی‌های تخمین‌گر را از قبیل کارایی و پایداری آن مورد بررسی قرار داد. از طرفی در بسیاری از کاربردها، اطلاعات آماری فرآیند به ویژه در مورد سیگنال‌های تحریک در دسترس نمی‌باشد. بنابراین، در تحقیقات اخیر تمایل به تخمین‌گرهای مقاوم از نوع H_∞ زیاد شده است که دارای ویژگی مقاوم بودن در برابر نویزهای نامعین اندازه‌گیری و فرآیند هستند [۵، ۸، ۱۲-۱۴].

در تخمین‌گر H_∞ ، نرم H_∞ تابع تبدیل خطای تخمین به نویزهای نامعین، کمینه می‌گردد. بنابراین، تخمین‌گر H_∞ ، بیشتر در مواقعی به کار می‌رود که انرژی نویزها محدود و از نظر آماری نامعین باشند. به عبارتی دیگر در تخمین‌گر یاد شده بیشترین بهره انرژی خطای تخمین‌گر نسبت به شرایط اولیه و نویزهای نامعین کمینه می‌گردد [۸، ۱۲، ۱۴]. بنابراین، در تخمین‌گر H_∞ ، تابع تبدیل خطای خروجی تخمین‌گر به نویزهای ورودی و شرایط اولیه به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$T_k(\varphi) = \frac{\sum_{j=0}^k e_j^* e_j}{(\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0)^* \mathbf{\Pi}_0^{-1} (\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{x}}_0) + \sum_{j=0}^k \mathbf{w}_j^* \mathbf{w}_j + \sum_{j=0}^k \mathbf{v}_j^* \mathbf{v}_j} \quad (2-1)$$

در رابطه فوق، φ همان تابع تخمینگر به صورت $\hat{x}_k = \varphi(y_0, y_1, \dots, y_{k-1})$ نویز اندازه‌گیری در رابطه خروجی سیستم، w_j نویز فرآیند در رابطه معادله دینامیکی حالت، $(x_0 - \hat{x}_0)$ ، خطای شرایط اولیه تخمینگر و Π_0 ماتریس مثبت معین معلوم هستند. البته نویزهای یاد شده از نظر آماری نامعین و با انرژی محدود فرض می‌شوند. تخمینگر مقاوم $\varphi(y_0, y_1, \dots, y_{k-1})$ ، طوری محاسبه می‌شود که $\|T_k(\varphi)\|_\infty$ کمینه گردد [۸، ۱۴]، و در فصل مربوط به طراحی تخمینگر بیشتر مورد بررسی قرار می‌گیرد. البته طراحی تخمینگر H_∞ ، برای سیستم‌های غیر خطی، منجر به حل نامعادلات درجه دوم همیلتونین-ژاکوبی می‌شود که در اغلب موارد حل آن بسیار مشکل است. در برخی از تحقیقات، طراحی تخمینگر مقاوم برای دسته‌ای خاص از فرآیندهای غیر خطی در نظر گرفته شده که منجر به حل نامعادلات خطی ماتریسی^۱ می‌شود. همچنین در برخی تحقیقات دیگر نیز برای طراحی تخمینگر مقاوم برای فرآیندهای غیر خطی از روش خطی‌سازی استفاده می‌شود [۱۳، ۱۴].

یکی از روش‌های متداول، مورد علاقه و کاربردی برای مدل‌سازی و تحلیل سیستم‌های غیر خطی استفاده از منطق فازی است. از ویژگی‌های شاخص این روش که موجب گستردگی کاربرد آن شده است، نخست آن که دارای قابلیت استفاده از قواعد زبانی فرد خبره در مدل‌سازی است و دوم آنکه ثابت شده است که سیستم‌های فازی تقریبگرهای عمومی هستند و بنابراین می‌توانند هر تابع غیر خطی را مدل کنند [۱۵]. از میان سیستم‌های فازی در سال‌های اخیر، نوع تاکاگی-سوگنو^۲ (TS) برای مدل‌سازی فرآیندهای غیر خطی مورد توجه وسیعی قرار گرفته است. این نوع سیستم‌ها به عنوان تقریبگرهای عمومی شناخته می‌شوند و بنابراین می‌توانند هر فرآیند غیر خطی را با هر درجه‌ای از دقت مدل کنند [۱۵، ۱۶]. در سیستم فازی TS، فرآیند غیر خطی در فضای حالت‌ها و سیگنال‌های مورد نظر به چند زیر سیستم محلی-خطی تبدیل می‌شود که در نتیجه آن می‌توان از

¹ Linear Matrix Inequality

² Takagi-Sugeno (T-S) type

روش‌های متداول طراحی در سیستم‌های خطی به عنوان ابزاری قدرتمند در تحلیل و طراحی سیستم‌های فازی نوع TS بهره برد [۱۷-۲۳]. از این روی، استفاده از اینگونه سیستم‌ها در طراحی تخمینگرهای فازی بسیار متداول است.

تخمینگری که بر اساس مدل‌سازی فازی طراحی می‌شود تخمینگر فازی نام دارد که ابتدا در [۱۷] معرفی شد و از آن به بعد تا کنون در تحقیقات وسیعی مورد توجه قرار گرفته است. اما به دلیل عدم قطعیت‌های ناشی از نویز فرآیند و نویز اندازه‌گیری و نیز همانگونه که قبلاً بیان شد چون در بسیاری از موارد امکان دانستن اطلاعات آماری در مورد نویزها وجود ندارد، یا آنکه نمی‌توان تمام فرآیندها را به صورت گوسی در نظر گرفت، بنابراین طراحی تخمینگرهای فازی مقاوم بر اساس معیار H_∞ با استفاده از سیستم‌های فازی نوع TS مورد توجه بسیاری از محققان قرار گرفته است [۲۳-۲۹]. در برخی تحقیقات، ساختار اصلی تخمینگر بر اساس تخمینگر لونبرگر^۱ پایه‌ریزی می‌شود که بر اساس معیار H_∞ و نامعادلات خطی ماتریسی برای هر زیرسیستم خطی-محلی، ماتریس بهره ثابت تخمینگر محاسبه می‌شود [۲۸, ۲۹].

لازم به ذکر است که در روش‌های تخمین ارایه شده قبلی برای تخمین حالت، فرآیند شناسایی شده در دسترس است و برای تخمین پارامتر فرض شده است که حالت‌های سیستم به صورت سیگنال قابل اندازه‌گیری در دسترس باشند. از طرفی در برخی کاربردها مانند پردازش سیگنال صحبت، پیش‌بینی سری‌های زمانی اقتصادی و کنترل تطبیقی لازم است که حالت‌های فرآیند به همراه مجموعه پارامترهای مدل به صورت همزمان و تنها از طریق سیگنال‌های قابل اندازه‌گیری ورودی-خروجی تخمین زده شوند [۳۰-۳۵]. در [۳۰] تعدادی از تخمینگرهای تطبیقی یا به عبارتی دیگر تخمینگرهای دوگان (تخمین همزمان حالت‌های سیستم و پارامترهای مدل)، برای

¹ Luenberger observer

سیستم‌های پیوسته خطی نامتغیر با زمان و در حضور نویز و اغتشاشات، بررسی و طراحی شده‌اند. این روش‌ها، با اینکه پایداریشان اثبات شده است اما بیشتر برای سیستم‌های خطی کاربرد دارند و برای سیستم‌های غیر خطی دارای تضمین پایداری نیستند. در مراجع [۳۵-۳۱] روش‌هایی بر اساس فیلتر کالمن یا فیلتر H_∞ دوگان، برای مدل خودبازگشتی^۱ و نا متغیر با زمان سیگنال پیشنهاد شده‌اند، که این روش‌های پیشنهادی نه دارای تضمین پایداری هستند و نه قابل استفاده در سیگنال‌ها یا فرآیندهای مشابه غیر خطی. همچنین در برخی از روش‌ها، به منظور تخمین حالت و پارامترهای سیستم‌های خطی و غیر خطی از فیلتر کالمن توسعه یافته^۲ دوگان استفاده شده است. این روش‌ها نیز با وجود کاربردهای موفقیت آمیز در برخی مثال‌ها، دارای تضمین پایداری نیستند، به ویژه که در [۳] اشاره شده است که این گونه روش‌ها به دلیل برخی مسایل پیاده‌سازی، بسیار مستعد ناپایداری هستند. برای لحاظ نمودن خاصیت غیر خطی فرآیندها در طراحی تخمینگر تطبیقی به همراه تضمین پایداری، روشی در [۳۶] برای تخمین همزمان حالت‌ها و پارامترها پیشنهاد شده است که بر پایه مدل‌سازی با استفاده از شبکه‌های عصبی دیفرانسیلی^۳، که به صورت نیمه-شناسایی شده‌اند^۴، قرار دارد، که این روش برای کلاس محدودی از سیستم‌ها، با شرط تحقق شرایط پیچیده قابل به کارگیری است.

همانگونه که پیشتر اشاره شد، تخمینگرهای فازی نوع TS دارای کاربردهای وسیعی در طراحی تخمینگرهای فازی برای فرآیندهای غیر خطی هستند. در [۴۰-۳۷] تخمینگر حالت پایدار بر اساس فیلتر کالمن توسعه یافته پیشنهاد شده است، در حالیکه [۳۸] براساس ساختار لونبرگر و نامعادلات

¹ Autoregression (AR) model

² Extended Kalman Filter (EKF)

³ Differential neural network

⁴ Partially known

ماتریسی خطی تخمینگر حالت پایدار را طراحی کرده‌اند، که در همه آن‌ها مدل مورد استفاده بایستی از قبل به طور کامل شناسایی شده باشد. برای شناسایی سیستم فازی نوع TS می‌توان از مراجع [۳۹-۴۲] به صورت نمونه نام برد. سیستم فازی یاد شده در [۳۹،۴۰] به صورت خارج-خط^۱ و در [۴۱، ۴۲] به صورت روی-خط^۲ شناسایی می‌شوند، که در همه آن‌ها فرض بر آن است که سیگنال‌های مورد استفاده، به ویژه حالت‌های سیستم قابل اندازه‌گیری باشند. لازم به ذکر است که با توجه به تحقیقات زیاد، در سیستم‌های فازی نوع TS، به عنوان یکی از انواع پرترفدار و پرتکرار در طراحی و تحلیل سیستم‌های غیر خطی، تا کنون طراحی تخمینگر دوگان پایدار مشاهده نشده است. بنابراین، از آنجا که طراحی تخمینگر حالت و پارامتر پایدار در برخی کاربردها ضروری است لذا طراحی تخمینگر دوگان پایدار در این رساله بر اساس مدل فازی-تطبیقی مورد نظر قرار گرفته است. از طرفی چون پیاده‌سازی تخمینگر طراحی شده در این رساله، برای تخمین حالت شارژ باتری انجام شده است، بنابراین در ادامه به بررسی تاریخچه تخمین حالت شارژ باتری پرداخته می‌شود.

۲-۱- تاریخچه تخمین حالت شارژ باتری

۱-۲-۱- مقدمه

زندگی انسان بستگی زیادی به تأمین انرژی دارد. از طرفی، بیشتر منابع انرژی را سوخت‌های فسیلی تشکیل می‌دهند که محدودیت منابع و همچنین، آثار مخرب زیست‌محیطی، از جمله معایب اساسی سوخت‌های فسیلی است. بر اساس تحقیقات انجام شده یکی از اساسی‌ترین راه‌های پیشنهادی، استفاده از سامانه‌های تولید و ذخیره انرژی ترکیبی^۳ است که بیشتر عبارتند از نیروگاه‌های ترکیبی با

¹ Offline

² Online

³ Hybrid energy storage system

استفاده از انرژیهای تجدید پذیر و فسیلی، شبکه‌های هوشمند^۱ و خودروهای ترکیبی. مهمترین جزء در سامانه انرژی ترکیبی، ذخیره‌ساز انرژی، یا به عبارتی دیگر باتری آن است که میزان انرژی موجود در آن یکی از کمیت‌های اساسی برای بالا بردن راندمان کلی و بهینه سازی مصرف انرژی در اینگونه سیستم‌ها است [۴، ۴۳، ۴۴].

از طرفی اغلب باتری‌ها به ویژه باتری‌های لیتیوم-یون که دارای کاربرد بسیاری در سامانه‌های ترکیبی هستند، نسبت به فراشارژ^۲ و فرودشارژ^۳ حساسیت بالایی دارند که عملکرد باتری در این محدوده‌ها موجب تخریب و صدمه آن می‌گردد. علاوه بر آن در فرآیندهای شارژ سریع، مطلوب است که باتری با استفاده از روشهای شارژ معمول که عمدتاً با استفاده از جریانهای بالا انجام می‌گیرد در کوتاهترین زمان ممکن به حالت شارژ کامل برسد در عین حال که از ورود به ناحیه فراشارژ جلوگیری گردد [۴]. بنابراین عملکرد مطلوب سامانه‌های ترکیبی یاد شده و همچنین باتری، به تخمین میزان انرژی آن یا به عبارتی دیگر، حالت شارژ باتری^۴ و کنترل مناسب آن بستگی دارد. لذا ضروری است که با اندازه‌گیری و تخمین با دقت آن، شرایط را برای عملکرد مناسب باتری و نیز دستگاه‌های الکتریکی، از طریق مدیریت باتری فراهم آورد. نظارت بر باتری سبب می‌گردد که بتوان از تمام توانایی باتری به بهترین شکل برای تأمین انرژی در تمام وسایل مربوطه بهره برد [۴، ۴۳، ۴۴].

به صورت ساده، حالت شارژ عبارت است از درصد بار الکتریکی ذخیره شده حقیقی به کل باری که می‌توان در باتری ذخیره نمود. فرض کنید یک باتری در اختیار داریم که از قبل دارای مقداری انرژی Q_0 است و آن را با جریان شارژ $I_b(t)$ (ورودی به باتری) شارژ می‌کنیم. در این صورت مقدار بار تحویل

¹ Smart Grids

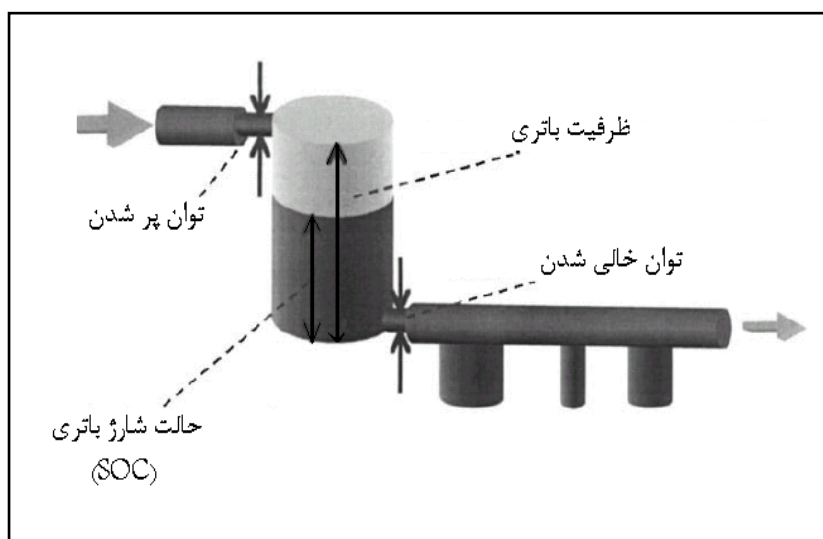
² Overcharge

³ Over discharge

⁴ Battery State of Charge (SOC)

داده شده به باتری برابر است با انتگرال جریان ورودی از لحظه t_0 تا لحظه t . اگر باتری کاملاً خالی از انرژی باشد در نتیجه انتگرال حاصل برابر است با کل باری که می‌توان در باتری ذخیره نمود. از طرفی در هنگام شارژ و دشارژ باتری مقداری از بار ورودی و خروجی تلف می‌شود که میزان تلفات آن وابسته به نوع، دما، عمر و جریان باتری است. در دسترس نبودن حالت شارژ اولیه در اغلب کاربردهایی که به‌طور پیوسته از باتری بهره می‌گیرند، تلفات یاد شده و دیگر مسایل موجب می‌گردند که تخمین حالت شارژ باتری با استفاده از سیگنال‌های موجود و قابل اندازه‌گیری، کاری به مراتب پیچیده گردد [۵۵-۵۰].

در شکل ۱-۱ تفسیر تصویری از حالت شارژ باتری را به‌عنوان یک تابع حالت یکنواخت با چشم‌پوشی از اثر دما، دشارژ درونی و انتشار جریان الکتریکی، ارائه می‌دهد. همان‌گونه که در ادامه بیان می‌گردد، روشهای بسیاری برای بدست آوردن حالت شارژ باتری، چه با استفاده از حسگرهای ویژه و چه با استفاده از الگوریتمهای کلاسیک و هوشمند بکار رفته است، که هر کدام دارای مزایا و معایبی است که به آن اشاره خواهد شد.



شکل ۱-۲- تفسیر تصویری از ظرفیت و حالت شارژ باتری

۱-۲-۲- بررسی تاریخچه

مشخص کردن حالت شارژ باتری بر اساس نوع باتری و کاربردی که در آن استفاده می‌گردد، متفاوت است. بررسی‌ها نشان می‌دهد که روش‌های تخمین حالت شارژ در دو دسته کلی جای می‌گیرند، که عبارتند از روش‌های اندازه‌گیری^۱ و روش‌های تخمینی^۲.

در روش‌های اندازه‌گیری از خواص قابل اندازه‌گیری باتری برای تعیین حالت شارژ استفاده می‌شود، که غالباً عبارتند از: الف) اندازه‌گیری خواص الکترولیت یا صفحات باتری^۳، ب) اندازه‌گیری مستقیم ولتاژ مدار باز، ج) اندازه‌گیری طیف امپدانسی و د) روش شمارش آمپر-ساعت. شناسایی مشخصه‌های الکتروشیمیایی، نیاز به ابزار خاص و با دقت بالا دارد که بیشتر در روش‌های آزمایشگاهی کاربرد دارد [۵۶، ۵۷] در اغلب باتری‌های دارای الکترولیت مایع، الکترولیت در بیشتر واکنش‌های شارژ و دشارژ شرکت می‌کند. وابستگی خطی (بیشتر در مورد انواع سربی-اسیدی) که بین تغییر چگالی اسید و حالت شارژ باتری وجود دارد، برای تعیین حالت شارژ باتری بکار می‌رود. این روش تنها برای باتری‌های دارای الکترولیت مایع کاربرد دارد و برای اندازه‌گیری چگالی اسید، با استفاده از حسگرهای ویژه، قابل انجام است. مشکلات ناشی از این روش اندازه‌گیری، مربوط به لایه شدن اسید، کاهش آب اسید، و همچنین عمر و توانایی سنسور مورد استفاده می‌باشد. از طرف دیگر توجه به این نکته اهمیت دارد که اندازه‌گیری خواص فیزیکی اسید درون سوراخ و منفذ الکترودها، که محل مصرف و تولید اسید است قابل انجام نیست. بنابراین در فرآیندهایی که جریان بالا وجود دارد، انتشار الکترولیت به صورت آرام به عنوان یک عامل تولید خطا در این روش عمل می‌نماید [۵۸، ۵۹].

¹ Sensing techniques

² Estimation based techniques

³ Battery plates

مشابه چگالی اسید، ولتاژ مدار باز باتری دارای رابطه‌ای مستقیم با حالت شارژ آن است که بایستی در کاربردهای مربوطه اندازه‌گیری و شناسایی شود. در این نوع اندازه‌گیری، بایستی پس از جدا کردن باتری از تغذیه و یا بار و طی زمان گذرای باتری مقدار ولتاژ پایانه آن اندازه‌گیری شود. در کاربردهایی که عموماً دوره‌های طولانی از استراحت، یعنی عدم شارژ و دشارژ باتری وجود دارد روش اندازه‌گیری ولتاژ مدار باز پیشنهاد می‌گردد. در این صورت اندازه‌گیری ولتاژ مدار باز بیشتر برای تنظیم کردن روشهای دیگر تخمین حالت شارژ بکار می‌رود. همچنین، تفاوت بین ولتاژ مدار باز باتری هنگامی که به‌طور کامل شارژ باشد با هنگامی که فراشارژ شده باشد ناچیز است و در نتیجه در هنگام فراشارژ، آزمون دچار خطا می‌گردد. از طرفی باتری‌هایی وجود دارند که ساعتهای زیادی طول می‌کشد به حالت ماندگار خود برسند تا برای انجام آزمون ولتاژ مدار باز آماده شوند. این ویژگی می‌تواند باعث مشکلاتی گردد. علاوه بر آن، در اغلب کاربردها بایستی مقداری جریان به‌طور دائم برای تغذیه وسایل الکتریکی مورد استفاده، از باتری دریافت گردد که در این صورت آزمایش ولتاژ مدار باز برای تخمین حالت شارژ در کاربردهای عملی و غیر آزمایشگاهی، کارا نمی‌باشد. البته با استفاده از رابطه شناخته شده ولتاژ مدار باز با حالت شارژ، مدلهایی برای باتری پیشنهاد می‌شود که با استفاده از آن و تخمین ولتاژ مدار باز باتری می‌توان حالت شارژ باتری را تخمین زد که در قسمتهای بعدی معرفی می‌شوند [۵۶-۶۶].

تحقیقات زیادی بر روی طیف امپدانس باتری انجام گرفته است. این روش، تکنیکی عمومی برای اندازه‌گیری و بررسی فرآیندهای الکتروشیمیایی است و تا کنون بر روی تمام انواع باتری نه تنها برای تخمین حالت شارژ، بلکه برای تعیین حالت سلامتی باتری^۱ نیز به کار رفته است [۶۷-۶۹]. همانگونه که از تحقیقات تجربی بدست آمده است، امپدانس باتری در فرکانسهای مختلف موج تحریک سینوسی و همچنین بسته به مقدار حالت شارژ باتری، متفاوت است. اما از آنجاکه بدست آوردن

¹ State-of-Health

رابطه‌ای ریاضی برای مشخص کردن حالت شارژ از روی ویژگی‌های بدست آمده از طیف‌نمایی امپدانس کاری پیچیده‌است، بنابراین از منطق فازی برای ایجاد چنین رابطه‌ای استفاده می‌گردد. با وجود آنکه تحقیقات گسترده‌ای در این روش انجام گرفته است، طیف‌نمایی امپدانس به ندرت در عمل برای اندازه‌گیری حالت شارژ بکار می‌رود. اندازه‌گیری طیف امپدانسی باتری برای تخمین حالت شارژ نیز به تجهیزات و روش خاصی نیاز دارد [۶۸، ۶۹] که کاربرد این روش را در محیط خارج از آزمایشگاه محدود می‌نماید. همچنین، طبق تحقیقات انجام‌شده مشخص شده‌است که طیف‌نمای امپدانس حساسیت بسیار زیادی به دما دارد به‌طوری‌که تنها در فرکانسهای بسیار بالا قابل استفاده است.

روش شمارش آمپر-ساعت نیز از روش‌های مبتنی بر اندازه‌گیری است که در آن از نسبت انتگرال جریان ورودی/خروجی باتری به کل بار قابل ذخیره برای اندازه‌گیری حالت شارژ استفاده می‌شود. در این روش، بایستی حسگر جریانی با دقت بالا و همچنین میزان اتلاف داخلی باتری در دست باشد [۴، ۵]. این روش یکی از معمولی‌ترین روشها برای محاسبه حالت شارژ است. از آنجا که شارژ و دشارژ بطور مستقیم به جریان باتری بستگی دارند، بنابراین استفاده از جریان شارژ یا دشارژ برای اندازه‌گیری حالت شارژ باتری ایده‌ای معقول است. اگر از قبل بدانیم که چه مقدار انرژی در باتری وجود دارد، با استفاده از نسبت انتگرال جریان باتری به کل بار قابل ذخیره در آن، به‌طور مستقیم حالت شارژ را می‌توان بدست آورد. روش ذکر شده دارای دو مشکل اساسی است، نخست آنکه اندازه‌گیری نادرست جریان می‌تواند به خطای زیادی منجر گردد، در عین حال که اندازه‌گیری جریان دقیق گران تمام می‌شود. دوم اینکه تمام جریانی که باتری را تغذیه می‌کند برای شارژ مصرف نمی‌گردد، بنابراین همانگونه که پیشتر نیز اشاره شد، تلفات باید محاسبه گردد. مشکل نخست، با استفاده از صرف هزینه برای تهیه تجهیزات اندازه‌گیری دقیق جریان قابل رفع است. برای برطرف کردن مشکل دوم، یکی از ساده‌ترین روشها برای محاسبه جریان تلفاتی، به‌کاربردن ضریبی ثابت از جریان شارژ باتری در هر شارژ است. به این معنی که تلفات را به‌صورت ثابت که با ضریب مناسبی با جریان شارژ رابطه مستقیم

دارد در نظر بگیریم. روش شمارش آمپرساعت برای بیشتر سیستمها و کاربردها بکار می‌رود. به شرط آنکه اندازه‌گیری جریان با دقت مناسب انجام شود. در این صورت این روش، روشی آسان و قابل اطمینان برای اندازه‌گیری حالت شارژ است. به عنوان مثال در خودروهای الکتریکی خالص روش به کار رفته اگر طوری باشد که بازشارژهای کامل به صورت منظم و تحت شرایط کنترل شده انجام گیرد، دارای مزیت است. اما باید در نظر داشت که در این زمینه کاربرد روش ارائه شده دارای محدودیت است، زیرا همیشه مقدار شارژ اولیه باتری در دسترس نیست، اما از طرفی این روش قابل اعمال به تمام سیستمهای باتری، مانند باتری‌های سربی- اسیدی، نیکل کادمیوم، نیکل- متال- هیدرید و باتری‌های لیتیومی است [۵۰، ۵۴].

روش‌های تخمینی از پرترفدارترین روش‌های تعیین حالت شارژ باتری هستند، که در آن از مدل ریاضی برای تخمین حالت شارژ باتری استفاده می‌شود. شبکه‌های عصبی یکی از روش‌های ریاضی هستند، که برای تعیین حالت شارژ به کار می‌روند. در این روش، شبکه عصبی برای نگاشت متغیرهای ورودی به متغیر خروجی که عمدتاً حالت شارژ باتری است، به کار می‌رود. متغیرهای ورودی از ولتاژ، جریان و دمای باتری به دست می‌آیند، در حالیکه حالت شارژ نیز بایستی با استفاده از روش دیگری مانند روش شمارش آمپر-ساعت، در دسترس باشد. از آنجا که شبکه‌های عصبی بین داده‌های ورودی و خروجی هر سیستمی، رابطه‌ای مشخص ایجاد می‌کنند، بنابراین برای هر نوع باتری و هر نوع سیستمی می‌توانند به کار روند. اما در اغلب این روش‌ها برای تخمین حالت شارژ باتری با استفاده از شبکه‌های عصبی، شبکه بایستی قبل از استفاده، آموزش دیده باشد. در نتیجه شبکه حاصل وابستگی زیادی به غنی بودن داده‌ها و روش آموزش دارد [۴، ۴۳، ۴۴].

از میان روش‌های مبتنی بر تخمین، استفاده از مدل فضای حالت باتری برای تخمین حالت شارژ، مورد توجه زیادی از محققان قرار دارد. در [۷۰]، پاسخ پله باتری در مقادیر مختلف حالت شارژ به

صورت عملی به دست آمده و در جدولی^۱ ذخیره شده است. آنگاه با استفاده از مقادیر جریان و ولتاژ پایانه خوانده شده از باتری و بر اساس جدول یاد شده، حالت شارژ باتری تخمین زده می‌شود. در برخی از روش‌ها، همانگونه که قبلاً نیز اشاره شد، حالت شارژ بر اساس تخمین ولتاژ مدار باز باتری یا کمیت‌های دیگر که دارای رابطه‌ای مشخص و شناسایی شده با حالت شارژ باتری هستند، تخمین زده می‌شود [۷۱-۸۱]. در [۷۱]، مدلی برای تخمین ولتاژ مدار باز باتری پیشنهاد شده است که بر اساس آن می‌توان حالت شارژ باتری را تخمین زد. در [۷۲، ۷۳]، مشاهده‌گرهایی^۲ بر اساس معیار H_{∞} و به روش نامعادلات ماتریسی خطی طراحی شده‌اند که با استفاده از آن بایستی ابتدا ولتاژ مدار باز باتری را تخمین زد و سپس با استفاده از رابطه شناسایی شده آن با حالت شارژ، حالت شارژ باتری را تعیین نمود. در این روش‌ها، مشاهده‌گرهای طراحی شده تنها برای بخش محدودی از حالت شارژ و با حداکثر خطای تخمین اولیه ۴٪ ارزیابی و پیاده‌سازی شده‌اند [۷۲، ۷۳].

در برخی از تحقیقات مدل‌های الکتروشیمیایی پیچیده^۳ برای باتری ارایه شده که حالت شارژ باتری به عنوان یکی از حالت‌های سیستم در نظر گرفته شده است. بنابراین، با بهره‌گیری از این مدل‌سازی و استفاده از یکی از انواع تخمین‌گرهای حالت، می‌توان حالت شارژ باتری را تخمین زد که البته دارای محاسبات سنگینی است [۷۴، ۷۵]. اما در گروهی دیگر از تحقیقات، مدل دینامیکی یا الکتریکی ساده‌تری نسبت به مدل الکتروشیمیایی برای باتری در نظر گرفته می‌شود که حالت شارژ نیز به عنوان یکی از حالت‌های سیستم تعریف می‌شود. در این صورت نیز می‌توان حالت شارژ باتری را به صورت مستقیم و با استفاده از یکی از روش‌های تخمین مانند فیلتر کالمن توسعه یافته [۴]، فیلتر

¹ Lookup table

² Observers

³ Complex electrochemical models

کالمن سیگما نقطه^۱ [۷۹] یا بدون تکیه^۲ [۴۳] و یا مشاهده گر لونبرگر [۴۶]، تخمین زد. اما در همه این روش‌ها نیاز است که رابطه بین ولتاژ مدار باز با حالت شارژ باتری اندازه گیری و شناسایی شده باشد، که کاری زمانبر است. [۷۸-۸۱] نیز روش‌های پیشنهاد داده‌اند که حالت شارژ به همراه برخی پارامترهای سیستم باتری، با استفاده از تخمین‌گرهایی مانند فیلتر کالمن توسعه یافته، تخمین زده می‌شوند. اما در این روش‌ها نیز بایستی رابطه ولتاژ مدار باز باتری با حالت شارژ آن به صورت شناسایی شده در دسترس باشد.

در [۴، ۴۳، ۴۴] مدل‌هایی ارائه شده است که در آن‌ها ولتاژ پایانه و حالت شارژ باتری به عنوان حالت‌های سیستم در نظر گرفته شده‌اند و همچنین هیچ نیازی به استفاده از رابطه شناسایی شده ولتاژ مدار باز با حالت شارژ ندارند. فیلتر H_{∞} تطبیقی در [۴۴]، فیلتر کالمن تطبیقی در [۴] و فیلتر کالمن بدون تکیه بر اساس ریشه مربع^۳ در [۴۳] برای تخمین حالت شارژ باتری طراحی و پیاده‌سازی شده‌اند، که در [۴۴] برتری فیلتر H_{∞} تطبیقی بر دیگر تخمین‌گرها نشان داده شده است.

۱-۳- اهداف مورد نظر

همانگونه که در بخش مقدمه ذکر شد، طراحی تخمین‌گر حالت در کنار شناسایی سیستم، از مهمترین اجزا در طراحی حلقه کنترل، پردازش سیگنال یا طراحی حسگرها است. به عنوان مثال در خودروها، ماهواره‌ها یا سیستم‌های تامین هیبرید انرژی، تخمین حالت شارژ باتری نقش بسیار مهمی دارد.

¹ Sigma point kalman filter (SPKF)

² Unscented kalman filter (UKF)

³ Square-Root unscented kalman filter (SRUKF)

بنابراین، در این رساله، طراحی تخمینگر حالت مقاوم، به صورت کلی برای کلاس خاصی از سیستم‌ها در نظر گرفته می‌شود. کلاس مورد نظر، سیستم‌ها و سیگنال‌هایی را شامل می‌شود که به صورت رابطه ورودی-خروجی خودبازگشتی به همراه ترکیب خطی برخی از حالت‌های سیستم و ورودی، قابل بیان باشند. تخمینگر حالت مورد نظر، بر اساس مدل‌سازی فاز-تطبیقی از سیستم‌ها یا سیگنال‌های غیر خطی مورد اشاره طراحی می‌شود. در مدل فاز-تطبیقی، متغیرهای آزاد سیستم با استفاده از سیستم‌های فاز با پارامترهای آزاد تقریب زده می‌شود که با استفاده از تخمینگر پارامتر در کنار تخمین حالت‌های سیستم شناسایی می‌شوند. همچنین تخمینگر دوگان بر اساس معیار H_{∞} طراحی می‌شود که پایداری ورودی محدود-خروجی محدود سیستم را تضمین می‌نماید. معیار مقاوم بودن یا H_{∞} تخمینگر حالت پیشنهادی بر پایه کمینه کردن نرم بینهایت بهره انرژی خطای تخمینگر نسبت به نویز اندازه‌گیری، نویز فرآیند و شرایط اولیه نامعین قرار دارد. به عبارت دیگر بیشترین بهره انرژی خطای تخمینگر نسبت به عدم قطعیت‌های یاد شده بایستی کمینه گردد.

برای طراحی تخمینگر دوگان، فرض می‌شود که رفتار دینامیکی پارامترهای سیستم فاز به صورت فرآیندی ایستا^۱ است که با نویز نامعین و انرژی محدود، مخدوش می‌شود. سپس، تخمینگر حالت سیستم، به گونه‌ای طراحی می‌شود که با در نظر گرفتن عدم قطعیت حاصل از تخمین پارامترهای مدل فاز (شناسایی) و نویز اندازه‌گیری، بر اساس معیار بیان شده، مقاوم و پایدار باشد. از دیگر ویژگی‌های تخمینگر دوگان پیشنهادی آن است که بخش مربوط به تخمینگر پارامتر به صورتی از الگوریتم حداقل میانگین مربعات نرمالیزه شده در می‌آید که دارای کمترین متغیرهای تنظیمی است و همچنین پیچیدگی محاسباتی کمتری دارد.

¹ Stationary process

برای ارزیابی عملکرد تخمینگر طراحی شده، الگوریتم پیشنهادی برای تخمین حالت شارژ باتری روی داده های عملی به دست آمده از باتری پیاده سازی می شود و نتایج حاصل با تخمینگر معمولی که در آن پارامترهای سیستم فازی نامتغیر است، مقایسه می گردد. همچنین برای نشان دادن برتری تخمینگر H_{∞} بر فیلتر کالمن، فیلتر H_{∞} تطبیقی که با استفاده از تنظیم روی خط ماتریس های وزنی طراحی شده است با فیلتر کالمن تطبیقی و فیلتر کالمن بدون تکیه^۱ در پیاده سازی برای تخمین حالت شارژ، مقایسه می گردند.

۴-۱- ساختار کلی رساله

ادامه پایان نامه به صورت زیر سازماندهی شده است:

❖ فصل دوم به مدلسازی و روابط مربوطه برای کلاس سیستم های در نظر گرفته شده در این

رساله، که تخمینگر دوگان بر اساس آن طراحی می شود، پرداخته شده است.

❖ در فصل سوم حل مساله H_{∞} برای طراحی تخمینگر ارایه می شود. در ادامه طراحی تخمینگر

دوگان با پایداری ورودی محدود-خروجی محدود بر اساس مساله H_{∞} مطرح می شود.

همچنین نشان داده می شود که تخمینگر پارامتر به دست آمده در تخمینگر دوگان، به

صورتی از الگوریتم حداقل میانگین مربعات نرمالیزه شده تبدیل می شود که دارای ضرایب

تنظیم و پیچیدگی محاسباتی کمتر است. سپس طراحی تخمینگر H_{∞} تطبیقی بر اساس

تنظیم ماتریس های وزنی بیان می شود.

❖ در فصل چهارم، پیاده سازی تخمینگرهای فصل سوم روی داده های عملی به دست آمده از

باتری، برای تخمین حالت شارژ ارایه می شود.

¹ Uncented Kalman Filter

❖ فصل پنجم نیز به بحث و نتیجه گیری و پیشنهادات آینده پیرامون طراحی‌های انجام شده و پیاده‌سازی، اختصاص دارد.

فصل دوم

مدل سازی به روش فازی-تطبیقی

۲-۱- مقدمه

همانگونه که در فصل مقدمه بیان شد، مدل سازی یکی از مهمترین ابزار در تحلیل و طراحی فرآیندهاست. به صورت کلی، مدلسازی سیستمها در دو حوزه متفاوت انجام می گردد، که عبارتند از حوزه فرکانس و حوزه زمان. مدل سازی در حوزه فرکانس برای سیستمهای خطی نا متغیر با زمان به کار می رود، چراکه تبدیل توابع متغیر با زمان و یا توابع غیر خطی که در مدل سازی فرآیندهای واقعی پیش می آید، به حوزه لاپلاس، یا به عبارتی دیگر حوزه فرکانس پیچیده و در مواردی ناممکن است. در حوزه زمان نیز بسیاری از تحقیقات برای تحلیل و طراحی در این حوزه به ویژه طراحی کنترل کننده ها و تخمینگرها، بر روی سیستمهای صورت می گیرد که به صورت معادلات دینامیکی در فضای حالت مدل می شوند. یکی از ویژگیهای بارز مدل سازی در فضای حالت آن است که می توان سیستمهای دینامیکی غیر خطی متغیر با زمان را با آن مدل نمود. فرض کنید سیستمی با استفاده از غالب فضای حالت زیر مدل شود.

$$\begin{aligned} X_{k+1} &= AX_k + Bu_k \\ y_k &= CX_k \end{aligned} \quad (1-2)$$

که در رابطه فوق، $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ، $B \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ ، $C \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ ، $u \in \mathbb{R}^1$ و $y \in \mathbb{R}^1$. ماتریسهای A, B, C مجموعاً دارای $n^2 + 2n$ درایه هستند که به عنوان پارامترهای سیستم شناخته می شوند. اگر رابطه (۱-۲) به یکی از صورت های کانونیکی^۱ مشاهده پذیر حالت یا کنترل پذیر حالت در آید، آنگاه n^2 درایه ماتریسهای A, B, C به صورت ثابت ۱ یا ۰ در می آید و در نهایت حداکثر $2n$ درایه لازم است که خواص منحصر به فرد سیستم را بنمایانند. این $2n$ درایه در واقع ضرایب چند جمله ای های صورت و

¹ Canonical forms

مخرج کسر تابع تبدیل پالسی $Y(z)/U(z)$ هستند که از تبدیل z سیستم (۲-۱) به صورت زیر به دست می‌آید.

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0 z^n + b_1 z^{n-1} + \dots + b_n}{z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n} \quad (2-2)$$

رابطه (۲-۲) در حوزه زمان نیز به صورت زیر قابل نمایش است

$$y_k + a_1 y_{k-1} + \dots + a_n y_{k-n} = b_0 u_k + b_1 u_{k-1} + \dots + b_n u_{k-n} \quad (3-2)$$

بنابراین روابط (۲-۲) و (۳-۲) نشان می‌دهند که حداکثر $2n$ پارامتر لازم است تا ویژگی‌های ورودی-خروجی (۲-۱) را به صورت یکتا توصیف کنند. لذا، اگر بیشتر از $2n$ پارامتر برای توصیف رابطه ورودی-خروجی (۳-۲) به کار رود آنگاه گفته می‌شود که سیستم دارای پارامترهای بیش از حد^۱ است. البته لازم به توضیح است، در مواردی که معادل فضای حالت یک سیستم فیزیکی دارای ماتریس‌هایی با بیش از $2n$ درایه نامعلوم باشند، لازم است که روابطی بین درایه‌های اضافی و $2n$ پارامتر دیگر مشخص شوند تا کل درایه‌های ماتریس‌های سیستم قابل شناسایی باشند.

لازم به ذکر است که رابطه ورودی-خروجی (۳-۲) و نمایش معادل فضای حالت آن در رابطه (۲-۲) یکی از روش‌های پرترفدار در طراحی تخمینگرهای پارامتر و حالت به صورت همزمان است که برای سیستم‌های خطی تغییر ناپذیر با زمان به کار می‌رود است [۳۰]. البته همانگونه که در بررسی تاریخچه تخمینگرها اشاره شد چنین مدل سازی در طراحی تخمینگرهای دوگان برای فرآیندهای غیر خطی، مناسب نیست و می‌تواند دچار ناپایداری گردد. از آنجا که کاربرد مدل سازی در فضای حالت بسیار وسیع است، بنابراین، در این رساله مدلی برای کلاسی از سیستم‌ها معرفی می‌شود که در آن خروجی سیستم به صورت ترکیبی از خروجی‌های گذشته، حالت‌هایی از سیستم و ورودی لحظه

¹ Overparameterized

فعلی بیان شود. بر این اساس مدل فضای حالتی به دست می‌آید با پارامترهایی مدل شده با سیستم‌های فازی-تطبیقی، که بر اساس آن در فصل بعدی تخمینگر دوگان پایدار طراحی می‌شود.

۲-۲- مدلسازی

در این رساله فرض می‌شود که فرآیند مورد نظر غیر خطی از درجه n است که می‌تواند بر اساس رابطه ورودی-خروجی زیر مدل شود:

$$y_k = \sum_{m=1}^p a_m(\mathbf{X}_k) y_{k-m} + \sum_{j=1}^q b_j(\mathbf{X}_k) \eta_{j,k} + d(\mathbf{X}_k) u_k \quad (۴-۲)$$

$$n=p+q$$

در رابطه فوق $a_m(\mathbf{X}_k)$ ، $b_j(\mathbf{X}_k)$ و $d(\mathbf{X}_k)$ پارامترهای ناشناخته وابسته به بردار حالت سیستم، $\mathbf{X}_k$ ، که در ادامه معرفی می‌شود، هستند، و با استفاده از سیستم‌های فازی-تطبیقی تقریب زده می‌شوند. $\eta_{j,k}$ ها بعضی از حالت‌های زیر سیستمی هستند که دارای معادلات مشخص و شناخته شده است و قابل تخمین زدن هستند. در واقع یکی از ویژگی‌های مدل پیشنهادی نسبت به مدل ورودی-خروجی (۳-۲) لحاظ حالت‌های قابل تخمین در مدل ورودی-خروجی توسعه یافته (۴-۲) است. همچنین، u_k ورودی سیستم در لحظه نمونه برداری k است. مدل پیشنهادی (۴-۲) در واقع توسعه‌ای است بر مدل خودبازگشتی^۱ که می‌تواند در بسیاری از کاربردها، مانند پردازش سیگنال [۳۳-۳۵]، مدارات غیر خطی [۴۱] یا مدل سازی باتری [۴] استفاده گردد.

برای مثال، سری‌های زمانی تولید شده با رابطه بازگشتی غیر خطی $y_k = f(y_{k-1}, \dots, y_{k-p})$ [۳] و سیگنال صحبت [۳۴] می‌توانند با استفاده از رابطه (۴-۲) توصیف شوند، به طوریکه $q=0$ و $u_k=0$.

¹ Auto Regressive model

برای مدل‌سازی مدار غیر خطی در این رساله، مدل غیر خطی باتری در نظر گرفته شده است که کارایی آن بر اساس داده‌های عملی به دست آمده، در بخش پیاده‌سازی ارزیابی می‌شود.

فرض کنید بردار حالت‌های زیر سیستم یاد شده در رابطه (۲-۴) و خود زیر سیستم شناخته شده به صورت زیر تعریف شود.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\eta}_k &\triangleq [\eta_{1,k} \quad \dots \quad \eta_{q,k}]^T \\ \boldsymbol{\eta}_{k+1} &= \mathbf{A}_\eta \boldsymbol{\eta}_k + \mathbf{B}_\eta u_k\end{aligned}\quad (۵-۲)$$

در رابطه فوق $\mathbf{A}_\eta \in \mathbf{R}^{q \times q}$ و $\mathbf{B}_\eta \in \mathbf{R}^{q \times 1}$ ماتریس‌های شناخته شده هستند. برای نمایش رابطه (۲-۴) به صورت مدل فضای حالت، بردار حالت سیستم به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$\mathbf{X}_k \triangleq [y_{k-1} \quad \dots \quad y_{k-p} \quad \eta_{1,k} \quad \dots \quad \eta_{q,k}]^T \quad (۶-۲)$$

آنگاه بر اساس تعریف بردار حالت (۲-۶) و رابطه (۲-۵)، مدل فضای حالت رابطه (۲-۴) به صورت زیر قابل بیان است.

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_{k+1} &= \begin{pmatrix} a_1(\mathbf{X}_k) & \dots & a_p(\mathbf{X}_k) & b_1(\mathbf{X}_k) & \dots & b_q(\mathbf{X}_k) \\ 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & \mathbf{0} & \mathbf{A}_\eta \end{pmatrix} \mathbf{X}_k \\ &\quad + \begin{pmatrix} d(\mathbf{X}_k) \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \mathbf{B}_\eta \end{pmatrix} u_k + \boldsymbol{\omega}_{s,k}\end{aligned}\quad (۷-۲)$$

$$y_k = (a_1(\mathbf{X}_k) \quad \dots \quad a_{k-p}(\mathbf{X}_k) \quad b_1(\mathbf{X}_k) \quad \dots \quad b_q(\mathbf{X}_k)) \mathbf{x}_k + d(\mathbf{X}_k) u_k + v_{s,k}$$

در رابطه فوق $\omega_{s,k}$ و $v_{s,k}$ به ترتیب، نویزهای فرآیند و اندازه گیری هستند، که فرض می‌شود نامعین ولی دارای انرژی محدود باشند. این نکته قابل توجه است که در فرآیندهای غیر خطی،

متغیرهای $a_m(\mathbf{X}_k)$ ، $b_j(\mathbf{X}_k)$ و $d(\mathbf{X}_k)$ می‌توانند تابعی از حالت‌های سیستم در نظر گرفته شوند، که اساس مدل‌سازی تطبیقی در این رساله است. البته این مطلب در بخش پیاده‌سازی، به صورت عملی نشان داده می‌شود. بنابراین، بجای آنکه همانند سیستم فازی TS مدل فرآیند غیر خطی به چند زیر سیستم خطی-محلی تبدیل شود، هر کدام از متغیرهای یاد شده با استفاده از سیستم فازی-تطبیقی با پارامترهای آزاد تقریب زده می‌شوند. بنابراین فرض می‌شود که متغیرهای $a_m(\mathbf{X}_k)$ ، $b_j(\mathbf{X}_k)$ و $d(\mathbf{X}_k)$ دارای تعداد قواعد فازی یکسان باشند به طوریکه قاعده l ام برای هر متغیر به شکل زیر باشد.

$R^{l,i}$:

IF $X_{1,k}$ is $A_1^{l,i}$ AND ... AND $X_{n,k}$ is $A_n^{l,i}$ THEN f_i is $H^{l,i}$ (۸-۲)

$$i \in \{a_m(\mathbf{X}_k), b_j(\mathbf{X}_k), d(\mathbf{X}_k)\}$$

در رابطه فوق، f_i ها تقریب‌گرهای متغیرهای $a_m(\mathbf{X}_k)$ ، $b_j(\mathbf{X}_k)$ و $d(\mathbf{X}_k)$ هستند و $X_{n,k}$ ها درایه‌های بردار حالت تعریف شده در (۶-۲) هستند. $A_1^{l,i}$ و $H^{l,i}$ نیز مجموعه‌های فازی متناسب هستند. در این صورت، با استفاده از موتور استنتاج ضرب^۱، فازیگر تکین^۲، فازی‌زدای میانگین مراکز^۳ و توابع عضویت گاوسی^۴، مدل فازی-تطبیقی به دست آمده برای متغیرها به صورت زیر نوشته می‌شود.

$$f_i(\mathbf{X}_k) = \sum_{l=1}^M \xi_l^i \theta_l^i = \xi_i^T(\mathbf{X}_k) \boldsymbol{\theta}_i, \quad i \in \{a_m(\mathbf{X}_k), b_j(\mathbf{X}_k), d(\mathbf{X}_k)\}$$

$$\boldsymbol{\theta}_i \triangleq (\theta_{1,i} \quad \dots \quad \theta_{M,i})^T, \quad (۹-۲)$$

$$\xi_i(\mathbf{X}_k) \triangleq \frac{1}{\sum_{l=1}^M z_{l,i}} (z_{1,i} \quad \dots \quad z_{M,i})^T,$$

¹ Product inference engine

² Singleton fuzzifier

³ Center average defuzzifier

⁴ Gaussian membership functions

$$z_{l,i} \triangleq \prod_{r=1}^n \exp\left(-\left(\frac{X_{r,k}-X_{r,l}^i}{\sigma_l^i}\right)^2\right) = \exp\left(-\left(\frac{|X_k - \bar{X}_l^i|}{\sigma_l^i}\right)^2\right),$$

$$|X_k - \bar{X}_l^i|^2 = \sum_{r=1}^n (X_{r,k} - \bar{X}_{r,l}^i)^2$$

در روابط فوق، $f_i(X_k)$ ها خروجی سیستم‌های فازی هستند که تقریبگر $n+1$ متغیر $a_m(X_k)$ ، $b_j(X_k)$ و $d(X_k)$ هستند. همچنین برای هر سیستم فازی M قاعده در نظر گرفته شده است و θ_i ها بردار پارامترهای آزاد سیستم‌های فازی هستند که بایستی شناسایی شوند. $\bar{X}_l^i$ و σ_l^i ، به ترتیب، مراکز و انحراف معیار^۱ توابع عضویت گاوسی هستند. البته، برای سادگی محاسباتی و پیاده‌سازی، انحراف معیارهای یاد شده در این رساله مساوی در نظر گرفته شده‌اند. لازم به ذکر است که به جای توابع عضویت گاوسی می‌توان از توابع عضویت دیگری مانند توابع عضویت دوزنقه ای^۲ یا مثلثی^۳ استفاده نمود. اما از آنجا که در تخمینگر پیشنهادی در این رساله نیاز است که مشتقات توابع عضویت فازی نسبت به حالت‌های سیستم محاسبه شوند، بنابراین از توابع عضویت گاوسی استفاده شده است. محاسبه مشتقات مربوط به توابع عضویت گاوسی نسبت به توابع عضویت دیگر ساده‌تر است. در فصل بعدی، طراحی تخمینگر دوگان بر اساس مدل فضای حالت ارایه شده در این بخش توضیح داده می‌شود.

¹ Variance

² Trapezoid membership functions

³ Triangular membership functions

فصل سوم

طراحی تخمینگر

۳-۱- مقدمه

در این پایان نامه، طراحی تخمینگرهای مقاوم، بر اساس فیلتر H_∞ پی ریزی شده است که در ادامه مورد بررسی قرار می گیرند. بنابراین در ابتدا مساله فیلتر H_∞ برای سیستم دینامیکی معمولی، در بخش بعدی شرح داده می شود. سپس طراحی فیلتر H_∞ تطبیقی بر اساس تنظیم ماتریس های وزنی مورد بررسی قرار می گیرد. در این نوع فیلتر، بر خلاف نوع دوگان که در ادامه بحث می شود، تنها حالت های سیستم تخمین زده می شود، ولی ماتریس های وزنی فیلتر به صورت تطبیقی تغییر می کنند تا عدم قطعیت های مدلسازی سیستم بهتر جبران سازی شود. در ادامه فیلتر دوگان پایدار به صورتی طراحی می شود که هم حالت های سیستم و هم پارامترهای مدل فازی-تطبیقی تخمین زده شوند.

۳-۲- مساله فیلتر H_∞

در طراحی فیلتر H_∞ ، مطلوب آن است که بیشینه بهره انرژی خطای تخمینگر کمینه گردد. اگر سیستمی را در نظر بگیرید با ورودی u که بهره آن از ورودی به خروجی برابر T باشد، آنگاه بیشینه بهره انرژی آن در واقع همان نرم بینهایت بهره است که به صورت زیر بیان می شود [۸].

$$\|T\|_\infty = \sup_{u \in H_2, u \neq 0} \frac{\|Tu\|_2}{\|u\|_2} \quad (۱-۳)$$

در رابطه فوق، u_k سیگنال ورودی است و $\|u\|_2$ ، نرم- H_2 ^۱ سیگنال u_k است که به صورت زیر تعریف می شود

$$\|u\|_2^2 = \sum_{k=0}^{\infty} u_k^* u_k \quad (۲-۳)$$

^۱ H_2 -Norm

مفهوم $u \in H_2$ آن است که سیگنال u_k دارای انرژی محدود است، یعنی $\|u\|_2^2 < \infty$ [۸، ۴۵].

فرض کنید که مدل فضای حالت سیستمی که می‌خواهیم بردار حالت آن را تخمین بزنیم به صورت زیر باشد

$$\begin{aligned} X_{k+1} &= A_k X_k + \omega_k \\ Y_k &= C_k X_k + v_k \end{aligned} \quad (3-3)$$

در رابطه فوق فرض می‌شود که ماتریس‌های A_k ، B_k و C_k شناخته شده و متغیر با زمان هستند و ω_k و v_k مقادیر نامعین یا اغتشاشات ورودی هستند. Y_k نیز خروجی نمونه‌برداری شده فرآیند می‌باشد. در حالت عمومی در فیلتر H_∞ مطلوب آن است که ترکیبی خطی از حالت‌های سیستم تخمین زده شود که این ترکیب خطی به شکل زیر است

$$Z_k = L_k X_k \quad (4-3)$$

در رابطه فوق، L_k ماتریس مشخصی متغیر با زمان است. همانگونه که مشخص است برای تخمین بردار حالت، L_k بایستی ماتریس همانی^۱ یا واحد و با ابعاد متناسب با بردار حالت باشد. بنابراین ترکیب خطی رابطه (۴-۳) حالت کلی‌تری را نسبت به تنها تخمین بردار حالت، که در فیلتر کالمن مطرح است، بیان می‌کند. در این صورت تابع تبدیل سیستم (۳-۳) از ورودی‌های اغتشاشی به خروجی خطای تخمین به صورت زیر بیان می‌شود [۸، ۸۲]

$$T_k(F) = \frac{\|e_k\|_2^2}{\|e_0\|_{P_0^{-1}}^2 + \|\omega_k\|_{Q^{-1}}^2 + \|v_k\|_{R^{-1}}^2} \quad (5-3)$$

که نرم‌های وزن دار رابطه فوق به صورت زیر تعریف می‌شوند

¹ Identity matrix

$$\|\mathbf{u}_k\|_{\mathbf{W}^{-1}}^2 \triangleq \sum_{j=0}^{\infty} \mathbf{u}_j^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{u}_j, \|\mathbf{e}_0\|_{\mathbf{P}_0^{-1}}^2 \triangleq \mathbf{e}_0^T \mathbf{P}_0^{-1} \mathbf{e}_0 \quad (6-3)$$

در رابطه فوق به جای سیگنال $\mathbf{u}_k$ سیگنال‌های $\mathbf{e}_k, \boldsymbol{\omega}_k$ و $\mathbf{v}_k$ از رابطه (3-5) با ماتریس‌های وزن مربوطه جایگزین می‌شوند. در رابطه (3-5)، خطای تخمین به صورت زیر تعریف شده است

$$\mathbf{e}_k = (\mathbf{Z}_k - \hat{\mathbf{Z}}_k) \quad (7-3)$$

همچنین، $\mathbf{e}_0$ خطای مقدار اولیه تخمین^۱ $\mathbf{Z}_0$ است و $\mathbf{P}_0$ ماتریس مثبت معینی^۲ است که اطلاعات نخستین^۳ را از مقدار اولیه تخمین نشان می‌دهد. ماتریس‌های $\mathbf{R}$ و $\mathbf{Q}$ نیز ماتریس‌های مثبت معینی هستند که ماتریس‌های وزنی^۴ نام دارند و به عنوان متغیرهای تنظیمی^۵ به کار می‌روند. ماتریس‌های وزنی بایستی بر اساس بهترین کیفیت پاسخ تخمینگر تنظیم شوند.

در طراحی بهینه فیلتر H_∞ ، هدف آن است که تخمینگری به صورت $\hat{\mathbf{X}}_k = F(Y_0, \dots, Y_k)$ طراحی شود تا نرم-بینهایت^۶ تابع عملکردی رابطه (3-5) کمینه گردد. بنابراین، مساله در طراحی بهینه فیلتر یاد شده آن است که نرم $\|T_k(F)\|_\infty$ بر اساس تمام F ها کمینه گردد به صورتیکه

$$\inf_F \|T_k(F)\|_\infty^2 = \inf_F \sup_{\mathbf{v} \in H_2, \boldsymbol{\omega} \in H_2, \mathbf{x}_0} \frac{\|\mathbf{e}_k\|_2^2}{\|\mathbf{e}_0\|_{\mathbf{P}_0^{-1}}^2 + \|\boldsymbol{\omega}_k\|_{\mathbf{Q}^{-1}}^2 + \|\mathbf{v}_k\|_{\mathbf{R}^{-1}}^2} \leq \gamma_o^2 \quad (8-3)$$

¹ Error of initial guss

² Positive definite matrix

³ A priori knowledge

⁴ Weighting matrices

⁵ Tuning parameters

⁶ H_∞ norm

از آنجا که پاسخی به صورت بسته^۱ برای مساله فوق وجود ندارد، بنابراین راه حلی به صورت زیر بهینه^۲ برای سطح تضعیف معین $\gamma > \gamma_0$ ارایه می‌شود، به طوریکه $\|T_k(F)\|_\infty \leq \gamma$ ، اگر و تنها اگر شرط زیر برقرار باشد [۸، ۳۳-۳۵، ۸۲]

$$P_j^{-1} + C_k^T C_k - \gamma^{-2} L_j^T L_j > 0, \quad j = 0, \dots, k \quad (9-3)$$

در رابطه فوق، P_0 ماتریس مثبت معین است و P_j بر اساس معادله ریکاتی که در زیر آورده شده است محاسبه می‌شود [۸، ۸۲]

$$P_{j+1} = A_j P_j A_j^T + Q_j - A_j P_j \begin{bmatrix} C_j^T & L_j^T \end{bmatrix} R_{e,j}^{-1} \begin{bmatrix} C_j \\ L_j \end{bmatrix} P_j A_j^T \quad (10-3)$$

$$R_{e,j} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_j \\ L_j \end{bmatrix} P_j \begin{bmatrix} C_j^T & L_j^T \end{bmatrix} \quad (11-3)$$

بنابراین، تخمین حالت به صورت زیر به دست می‌آید

$$\hat{X}_{j+1} = A_j \hat{X}_j + K S_{j+1} (Y_{j+1} - C_{j+1} A_j \hat{X}_j) \quad (12-3)$$

$$K S_{j+1} = P_{j+1} C_{j+1}^T (R + C_{j+1} P_{j+1} C_{j+1}^T)^{-1} \quad (13-3)$$

$$\hat{Z}_{j+1} = L_{j+1} \hat{X}_{j+1} \quad (14-3)$$

در نتیجه با برقراری شرط وجود^۳ (۹-۳)، تخمین حالت مقاوم سیستم (۳-۳) بر اساس معیار H_∞ با استفاده از روابط (۱۰-۳)-(۱۴-۳) محاسبه می‌شود. لازم به ذکر است که برای پیاده‌سازی روابط بازگشتی فوق، $j+1$ با k جایگزین می‌شود و بنابراین برای تخمین بردار حالت فعلی X_k از خروجی فعلی Y_k استفاده می‌شود. برقراری شرط وجود (۹-۳) برای تحقق فیلتر H_∞ لازم و کافی است. چون

1 Closed form solution

2 Suboptimal solution

3 Existence condition

محاسبات مربوط به شرط یاد شده زیاد است، بنابراین به جای آن شرط قوی‌تری را به دست می‌آوریم که محاسبات کمتری دارد. به سادگی با حذف جمله $C_k^T C_k$ از شرط (۹-۳)، شرط جایگزین زیر به دست می‌آید

$$P_j^{-1} - \gamma^{-2} L_j^T L_j > 0, \quad j = 0, \dots, k \quad (۱۵-۳)$$

واضح است که در صورت تحقق شرط وجود ارایه شده در (۱۵-۳)، شرط (۹-۳) نیز محقق می‌شود، چون که جمله $C_k^T C_k$ در بدترین حالت مثبت نیمه معین^۱ است. در نتیجه شرط (۱۵-۳) از شرط (۳-۹) قوی‌تر است، همچنان که دارای محاسبات کمتری نسبت به شرط (۹-۳) است. در ادامه نحوه طراحی فیلتر H_∞ دوگان بر اساس مدل فازی-تطبیقی ارایه می‌شود.

۳-۳- طراحی فیلتر H_∞ دوگان بر اساس مدل فازی-تطبیقی

۳-۳-۱- تعاریف و خطی‌سازی

تخمینگر دوگان در این رساله بر اساس مدل (۷-۲) ارایه شده در فصل دوم طراحی می‌شود، که در آن پارامترهای نا مشخص، با استفاده از سیستم‌های فازی-تطبیقی رابطه (۹-۲) تقریب زده می‌شوند. بر این اساس در ابتدا تعاریف زیر ارایه می‌گردند

$$\Theta_k \triangleq (\Theta_1^T \quad \dots \quad \Theta_p^T \quad \Theta_{p+1}^T \quad \dots \quad \Theta_{n+1}^T)^T_{M(n+1) \times 1}$$

$$A(\Theta_k, X_k) \triangleq \begin{pmatrix} f_1(X_k) & \dots & f_p(X_k) & f_{p+1}(X_k) & \dots & f_n(X_k) \\ 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 0 \\ & & 0 & & A_\eta & \end{pmatrix}_{n \times n} \quad (۱۶-۳)$$

^۱ Positive semidefinite

$$B(\Theta_k, X_k) \triangleq \begin{pmatrix} f_{n+1}(X_k) \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ B_\eta \end{pmatrix}_{n \times 1},$$

$$f(\Theta_k, X_k) \triangleq (f_1(X_k) \quad \cdots \quad f_n(X_k) \quad f_{n+1}(X_k))^T$$

$$g(\Theta_k, X_k, u_k) \triangleq f^T(\Theta_k, X_k) \begin{pmatrix} X_k \\ u_k \end{pmatrix}$$

در رابطه فوق θ_i ها و $f_i(X_k)$ ها در (۹-۲) تعریف شده‌اند. بردار پارامتری Θ_k فرض شده است که نامتغیر با زمان باشند. البته این فرض، برای اساس که سیستم‌های فازی یاد شده با دقت خوبی پارامترهای متناظر را تقریب می‌زنند، درست است. بنابراین، مدل مناسب برای معادله دینامیکی پارامترها به همراه حالت‌های سیستم به صورت زیر فرض می‌شود [۳، ۴۱، ۴۷]

$$\begin{aligned} X_{k+1} &= A(\Theta_k, X_k)X_k + B(\Theta_k, X_k)u_k + \omega_{s,k} \\ \Theta_{k+1} &= \Theta_k + \omega_{\theta,k} \end{aligned} \quad (۱۷-۳)$$

$$y_k = g(\Theta_k, X_k, u_k) + v_{s,k}$$

همانگونه که اشاره شد، فرض شده که رفتار دینامیکی پارامترهای سیستم فازی به شکل فرآیندی ایستاست. بنابراین بردار پارامتری به صورت ثابت فرض شده است که با نویز مخدوش می‌شود [۳]. در رابطه فوق، $\omega_{\theta,k}$ نویز فرآیندی است که در واقع اغتشاش ورودی به معادله دینامیکی پارامتری را نشان می‌دهد. اغتشاشات ورودی دیگر نیز در همان رابطه (۷-۲) فصل دوم تعریف شده‌اند. اغتشاشات و نویزهای $\omega_{\theta,k}$ ، $\omega_{s,k}$ و $v_{s,k}$ همگی فرض می‌شوند که نامعین ولی با انرژی محدود باشند. مشخص است که رابطه دینامیکی (۱۷-۳) نسبت به بردار پارامترها و حالت‌ها غیر خطی است. بنابراین، برای حل مساله تخمین دوگان بر اساس الگوریتم فیلتر H_∞ ارایه شده در بخش پیشین، بایستی معادله دینامیکی رابطه (۱۷-۳) خطی سازی شود. عمل خطی‌سازی در هر لحظه زمانی و بر اساس آخرین تخمین حالت و پارامتر در دست، به صورت زیر انجام می‌گیرد

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{F}_{\hat{x},k} \mathbf{X}_k + \boldsymbol{\alpha}_k + \mathbf{g}_1 + \boldsymbol{\omega}_{s,k}$$

$$\boldsymbol{\theta}_{k+1} = \boldsymbol{\theta}_k + \boldsymbol{\omega}_{\theta k}$$

$$y_k = \mathbf{H}_{x,k} \mathbf{X}_k + \mathbf{H}_{\theta,k} \boldsymbol{\theta}_k + \boldsymbol{\beta}_k + \mathbf{g}_2 + v_{s,k}$$

$$\mathbf{F}_{\hat{x},k} = \frac{\partial \{ \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{X}_k) \mathbf{X}_k + \mathbf{B}(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{X}_k) u_k \}}{\partial \mathbf{X}_k} \Big|_{\mathbf{X}_k = \hat{\mathbf{X}}_k, \boldsymbol{\theta}_k = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k}$$

$$= \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{X}_k) + \begin{pmatrix} \left(\hat{\mathbf{X}}_k \right)^T \left(\frac{\partial f(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)}{\partial \mathbf{X}_k} \right) \\ \mathbf{0}_{n-1 \times n} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{H}_{x,k} = \frac{\partial \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{X}_k, u_k)}{\partial \mathbf{X}_k} \Big|_{\mathbf{X}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-, \boldsymbol{\theta}_k = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k} = \mathbf{F}_{\hat{x}^-,k}^{(1,:)}$$

$$\mathbf{H}_{\theta,k} = \frac{d \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{X}_k, u_k)}{d \boldsymbol{\theta}_k} \Big|_{\mathbf{X}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-, \boldsymbol{\theta}_k = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k} \quad (18-3)$$

$$= \frac{\partial \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-, u_k)}{\partial \boldsymbol{\theta}_k} + \frac{\partial \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-, u_k)}{\partial \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-} \frac{d \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-}{d \boldsymbol{\theta}_k} \Big|_{\boldsymbol{\theta}_k = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k}$$

$$\frac{\partial \mathbf{g}^T(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-, u_k)}{\partial \boldsymbol{\theta}_k}$$

$$= (\hat{\mathbf{X}}_{1,k+1}^- \boldsymbol{\xi}_1^T(\hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-) \cdots \hat{\mathbf{X}}_{n,k+1}^- \boldsymbol{\xi}_n^T(\hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-) u_k \boldsymbol{\xi}_{n+1}^T(\hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-))^T$$

$$\frac{\partial f(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{X}_k)}{\partial \mathbf{X}_k} = \frac{\partial f_s(\mathbf{X}_k)}{\partial \mathbf{X}_k} = 2 \sum_{l=1}^M \left\{ (f_s(\mathbf{X}_k) - \boldsymbol{\theta}_{l,s}) z_{l,i} \frac{(X_k - \bar{X}_l^i)^T}{(\sigma_l^i)^2} \right\} / \sum_{l=1}^M z_{l,i},$$

$$s=1, \dots, n+1$$

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1}^- = \mathbf{A}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \hat{\mathbf{X}}_k) \hat{\mathbf{X}}_k + \mathbf{B}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \hat{\mathbf{X}}_k) u_k$$

$$\boldsymbol{\alpha}_k = \mathbf{A}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \hat{\mathbf{X}}_k) \mathbf{X}_k + \mathbf{B}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \hat{\mathbf{X}}_k) u_k - \mathbf{F}_{x,k} \hat{\mathbf{X}}_k$$

$$\boldsymbol{\beta}_k = \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-) - \mathbf{H}_{x,k} \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^- - \mathbf{H}_{\theta,k} \hat{\boldsymbol{\theta}}_k$$

در معادلات فوق، $\mathbf{F}_{\hat{x}^-,k}^{(1,:)}$ نشانگر اولین ردیف از ماتریس $\mathbf{F}_{\hat{x},k}$ است، که در آن $\hat{\mathbf{X}}_k$ با $\hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-$

جایگزین شده است. دیفرانسیل $d\hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-/d\boldsymbol{\theta}_k$ به صورت بازگشتی قابل بیان است که محاسبه آن

پس از تئوری پیش روی، شرح داده می‌شود. در [۳۱، ۴۷] و در مبحث خطی‌سازی نشان داده شده

است که اگر $(\boldsymbol{\theta}_k - \hat{\boldsymbol{\theta}}_k) \in H_2$ و $(\mathbf{X}_k - \hat{\mathbf{X}}_k) \in H_2$ آنگاه $\mathbf{g}_1 \in H_2$ و $\mathbf{g}_2 \in H_2$ هستند. عضویت

در فضای H_2 همانگونه که در بخش قبلی بیان شد به مفهوم داشتن انرژی محدود است. بر اساس

تعاریف ارائه شده در بخش پیش، حل مساله H_∞ برای طراحی تخمینگر، تضمین می‌کند که خطای

تخمین دارای انرژی محدود باشد. بنابراین، نتیجه گرفته می‌شود که اگر خطی‌سازی رابطه (۳-۱۸) بر اساس پاسخ تخمین‌گرهای H_∞ حالت و پارامتر باشد، آنگاه خطاهای خطی‌سازی g_1 و g_2 دارای انرژی محدود هستند. در نتیجه g_1 و g_2 می‌توانند به صورت اغتشاشات نامعین با انرژی محدود، در کنار $v_{s,k}$ و $\omega_{s,k}$ قرار گیرند. در این صورت $v_k \triangleq v_{s,k} + g_2 \in H_2$ و $\omega_k \triangleq \omega_{s,k} + g_1 \in H_2$ چرا که سیگنال حاصل از مجموع دو سیگنال با انرژی محدود، دارای انرژی محدود است [۴۵]. بنابراین، می‌توان نتیجه گرفت که سیستم خطی‌سازی شده (۳-۱۸) دارای اغتشاشات و نویزهای با انرژی محدود است که از فرضیات حل مساله فیلتر H_∞ است. در ادامه به چگونگی طراحی تخمین‌گر دوگان پرداخته می‌شود.

۳-۳-۲- تئوری

برای حل فیلتر H_∞ دوگان، تابع عملکرد^۱ جدید و مناسبی، بر اساس تابع عملکرد تعریف شده در رابطه (۳-۵) بخش قبلی، به صورت زیر پیشنهاد می‌گردد

$$\sup_{v \in H_2, \omega \in H_2, \theta \in H_2, x_0, \theta_0} \frac{\|ez_{xk}\|_2^2 + \|ez_{\theta k}\|_2^2}{\|e_{x0}\|_{p_{x,0}}^{-1} + \|e_{\theta 0}\|_{p_{\theta,0}}^{-1} + \|\omega_k\|_{q^{-1}}^2 + \|\omega_{\theta k}\|_{q_{\theta}^{-1}}^2 + 2\|v_k\|_{R^{-1}}^2} \leq \gamma^2 \quad (۳-۱۹)$$

که داریم

$$\begin{aligned} ez_{xk} &= L_x e_{xk} = L_x (X_k - \hat{X}_k) \\ ez_{\theta k} &= L_\theta e_{\theta k} = L_\theta (\theta_k - \hat{\theta}_k) \end{aligned} \quad (۳-۲۰)$$

در رابطه فوق L_x و L_θ ماتریس‌های شناخته شده هستند که در واقع ترکیب خطی مورد نظر حالت‌ها و پارامترها را که بایستی تخمین زده شوند، به دست می‌دهد. e_{x0} و $e_{\theta 0}$ خطاهای تخمین

^۱ Performance function

اولیه برای بردار حالت‌ها و پارامترها هستند. همچنین ماتریس‌های $\mathbf{P}_{x,0}$, $\mathbf{P}_{\theta,0}$, $\mathbf{Q}$, $\mathbf{Q}_{\theta}$ و $\mathbf{R}$ ماتریس‌های وزنی مثبت معین فرض می‌شوند که از پارامترهای تنظیمی تخمینگر دوگان هستند و بایستی برای کارایی و پاسخ مناسب تخمینگر تعیین شوند. البته در ادامه مشخص می‌شود که تخمینگر پارامتر به صورتی از الگوریتم حداقل میانگین مربعات نرمالیزه شده تبدیل می‌شود. در این صورت ماتریس‌های وزنی $\mathbf{P}_{\theta,0}$ و $\mathbf{Q}_{\theta}$ حذف شده و تنها یک ضریب ثابت به عنوان متغیر تنظیم به دست می‌آید که از ویژگی‌های تخمینگر دوگان پیشنهادی است. با استفاده از تعاریف رابطه (۳-۲۰)، تابع عملکرد پیشنهادی رابطه (۳-۱۹) به صورت زیر تغییر می‌یابد

$$\sup_{\mathbf{v} \in H_2, \boldsymbol{\omega} \in H_2, \boldsymbol{\omega}_{\theta} \in H_2, \mathbf{x}_0, \boldsymbol{\theta}_0} \frac{\|\mathbf{X}_k - \hat{\mathbf{X}}_k\|_{E_x}^2 + \|\boldsymbol{\theta}_k - \hat{\boldsymbol{\theta}}_k\|_{E_{\theta}}^2}{\|\mathbf{e}_{x0}\|_{P_{x,0}^{-1}}^2 + \|\mathbf{e}_{\theta 0}\|_{P_{\theta,0}^{-1}}^2 + \|\boldsymbol{\omega}_k\|_{Q^{-1}}^2 + \|\boldsymbol{\omega}_{\theta k}\|_{Q_{\theta}^{-1}}^2 + 2\|\mathbf{v}_k\|_{R^{-1}}^2} \leq \gamma^2 \quad (21-3)$$

در رابطه فوق، $\mathbf{E}_{\theta} = \mathbf{L}_{\theta}^T \mathbf{L}_{\theta}$ و $\mathbf{E}_x = \mathbf{L}_x^T \mathbf{L}_x$ هستند. برای حل تخمینگر دوگان به منظور تخمین پارامترهای سیستم (۳-۱۷) بر اساس سیستم خطی شده (۳-۱۸)، در ابتدا تعاریف و لم‌های زیر ارائه می‌شوند.

تعریف [۴۸]: بردار ورودی $\mathbf{u}_k \in R^{n \times 1}$ محرک^۱ است، اگر و تنها اگر

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{k=0}^N \mathbf{u}_k^T \mathbf{u}_k = \infty \quad (22-3)$$

لم ۱ [۸]: تابع عملکرد (۳-۲۱) برای سطح تضعیف مشخص γ برقرار است، اگر و تنها اگر برای $j=0, \dots, k$ بردارهای $\hat{\mathbf{X}}_j$ و $\hat{\boldsymbol{\theta}}_j$ وجود داشته باشند به طوریکه به ازای همه بردارهای $\boldsymbol{\omega}_{\theta j}$, $\boldsymbol{\omega}_j$ و $\mathbf{y}_j$ نامعادله زیر برقرار باشد

¹ Exciting

$$J_{x\theta} = \|X_k - \hat{X}_k\|_{E_x}^2 + \|\theta_k - \hat{\theta}_k\|_{E_\theta}^2 - \gamma^2 (\|e_{x0}\|_{P_{x,0}^{-1}}^2 + \|e_{\theta 0}\|_{P_{\theta,0}^{-1}}^2 + \|\omega_k\|_{Q^{-1}}^2 + \|\omega_{\theta k}\|_{Q_\theta^{-1}}^2 + 2\|v_k\|_{R^{-1}}^2) \leq 0 \quad (23-3)$$

اثبات لم فوق بسیار ساده است که با طرفین-وسطین نمودن رابطه (۲۱-۳) به دست می‌آید.

لم ۲ [۸]: شرط (۲۳-۳) برقرار است، اگر و تنها اگر برای $j=0, \dots, k$ دو شرط زیر برقرار باشند:

۱. تابع هزینه $J_{x\theta}$ دارای بیشینه‌ای در مقادیر $\{X_0, \theta_0, \omega_1, \omega_{\theta 1}, \dots, \omega_k, \omega_{\theta k}, \gamma_0, \dots, \gamma_k\}$ باشد.

۲. مقدار تابع هزینه $J_{x\theta}$ در این بیشینه و بر اساس محاسبه درست بردارهای $\hat{X}_j$ و $\hat{\theta}_j$ برای $j=0, \dots, k$ ، نامثبت باشد.

در ادامه، بر اساس تعریف و لم‌های فوق، تئوری مطرح می‌شود که جواب مسئله H_∞ تابع عملکردی پیشنهادی (۲۱-۳) است.

قضیه: تخمین‌گری برای تخمین حالت X_k و پارامتر θ_k در سیستم (۱۸-۳) با شرط عملکردی^۱ (۳-۲۱) وجود دارد، اگر و تنها اگر ورودی u_k محرک باشد و داشته باشیم

$$\gamma = \max \left\{ r, \sqrt{\alpha_2 \bar{\sigma}(P_{x,k}^-)} \right\} \quad (24-3)$$

که در رابطه فوق α_2 ضریب ثابتی بزرگتر از یک ($\alpha_2 > 1$) است و $r > 0$ و $r^2 \cdot I > 0$ در نظر گرفته می‌شود. R در واقع همان ماتریس وزنی تعریف شده در تابع عملکردی پیشنهادی رابطه (۳-۲۱) است. $\bar{\sigma}(P_{x,k}^-)$ نیز بزرگترین مقدار تکین^۲ ماتریس $P_{x,k}^-$ را نشان می‌دهد که از طریق معادله ریکاتی زیر قابل محاسبه است

¹ Performance criteria

² Singular value

$$\begin{aligned}
P_{x,k+1}^- &= F_{\hat{x},k} P_{x,k} F_{\hat{x},k}^T + Q \\
\hat{X}_{k+1}^- &= A(\hat{\theta}_k, \hat{X}_k) \hat{X}_k + B(\hat{\theta}_k, \hat{X}_k) u_k \\
R_{e,k} &= \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_{x,k} \\ I \end{bmatrix} P_{k+1}^- \begin{bmatrix} H_{x,k}^T & I \end{bmatrix} \\
K_k &= P_{x,k+1}^- \begin{bmatrix} H_{x,k}^T & I \end{bmatrix} R_{e,k}^{-1}
\end{aligned} \tag{۲۵-۳}$$

$$P_{x,k+1} = \left(I - K_k \begin{bmatrix} H_{x,k} \\ I \end{bmatrix} \right) P_{x,k+1}^-$$

$$K_{s,k} = P_{x,k+1}^- H_{x,k}^T (R + H_{x,k} P_{x,k+1}^- H_{x,k}^T)^{-1}$$

در این صورت تخمینگر H_∞ دوگان به صورت زیر داده می شود

$$\begin{aligned}
v_k &= y_k - g(\hat{\theta}_k, \hat{X}_{k+1}^-, u_k) \\
\hat{X}_{k+1} &= \hat{X}_{k+1}^- + K_{s,k} v_k \\
\hat{\theta}_{k+1} &= \hat{\theta}_k + \mu H_{\theta,k}^T (r_k^2 I + \mu H_{\theta,k} H_{\theta,k}^T)^{-1} v_k, \quad \mu > 0
\end{aligned} \tag{۲۶-۳}$$

اثبات:

بر اساس لم ۲، برای یافتن پاسخ برای شرط عملکردی (۲۱-۳) بایستی منفی بودن تابع هزینه $J_{x\theta}$ در (۲۳-۳) محقق شود و در عین حال تابع $J_{x\theta}$ نسبت به مقادیر بهینه X_j^* و θ_j^* بیشینه گردد. چنین عملی در دو گام، قابل تحقق است. در آغاز فرض می شود که بردار θ_k ثابت باشد و در این صورت $J_{x\theta}$ برای یافتن مقدار بهینه x_j^* ، نسبت به بردار x_k بیشینه می گردد. در این صورت خواهیم داشت

$$J_{x\theta}(\theta_k, X_k^*) > J_{x\theta}(\theta_k, X_k) \tag{۲۷-۳}$$

در گام بعد، فرض می شود که بردار X_k ثابت باشد و در این صورت $J_{x\theta}$ برای یافتن مقدار بهینه θ_j^* ، نسبت به بردار θ_k بیشینه می گردد. در این صورت خواهیم داشت

$$J_{x\theta}(\theta_k^*, X_k) > J_{x\theta}(\theta_k, X_k) \tag{۲۸-۳}$$

مقادیر بهینه X_j^* و θ_j^* یافته شده در دو گام قبلی، تابع هزینه $J_{x\theta}$ را به صورت همزمان، بیشینه

می کنند، زیرا داریم

$$J_{x\theta}(\boldsymbol{\theta}_k^*, \mathbf{X}_k^*) > J_{x\theta}(\boldsymbol{\theta}_k^*, \mathbf{X}_k) > J_{x\theta}(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{X}_k) \quad (29-3)$$

$$J_{x\theta}(\boldsymbol{\theta}_k^*, \mathbf{X}_k^*) > J_{x\theta}(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{X}_k^*) > J_{x\theta}(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{X}_k)$$

مقادیر بهینه $\boldsymbol{\theta}_j^*$ و $\mathbf{X}_j^*$ درواقع $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k$ و $\hat{\mathbf{X}}_k$ هستند. از طرفی دیگر، تابع هزینه $J_{x\theta}$ در رابطه (23-3)

می‌تواند به صورت زیر بیان گردد

$$J_{x\theta} = J_x + J_\theta$$

$$J_x = \{\|\mathbf{X}_j - \hat{\mathbf{X}}_j\|_{E_x}^2 - \gamma^2(\|\mathbf{e}_{x0}\|_{P_{x,0}^{-1}}^2 + \|\boldsymbol{\omega}_j\|_{Q^{-1}}^2 + \|y_j - (\mathbf{H}_{x,j}\mathbf{X}_j + \mathbf{H}_{\theta,j}\boldsymbol{\theta}_j)\|_{R^{-1}}^2)\} \quad (30-3)$$

$$J_\theta = \{\|\boldsymbol{\theta}_j - \hat{\boldsymbol{\theta}}_j\|_{E_\theta}^2 - \gamma^2(\|\mathbf{e}_{\theta 0}\|_{P_{\theta,0}^{-1}}^2 + \|\boldsymbol{\omega}_{\theta j}\|_{Q_\theta^{-1}}^2 + \|y_j - (\mathbf{H}_{x,j}\mathbf{X}_j + \mathbf{H}_{\theta,j}\boldsymbol{\theta}_j)\|_{R^{-1}}^2)\}$$

شرط کافی برای تحقق (23-3) در لم ۱، آن است که

$$J_x \leq 0 \text{ و } J_\theta \leq 0 \quad (31-3)$$

اگر شرط (31-3) برقرار باشد آنگاه داریم: $J_{x\theta} = J_x + J_\theta \leq 0$ همچنین، اگر $J_x > 0$ یا $J_\theta > 0$

آنگاه امکان دارد که $J_{x\theta} = J_x + J_\theta > 0$ که در این صورت شرط (23-3) نقض شده است. بنابراین

شرط (31-3)، شرط کافی برای تحقق (23-3) در لم ۱ است. پیشنهاد کرد J_x و J_θ به ترتیب بر اساس

$\boldsymbol{\theta}_k$ و $\mathbf{X}_k$ ، تابع هزینه $J_{x\theta}$ را بر طبق روابط (29-3) نسبت به هر دوی $\boldsymbol{\theta}_k$ و $\mathbf{X}_k$ پیشنهاد می‌نماید.

تابعی^۱های زیر را در نظر بگیرید

¹ Functional

$$\begin{aligned}
\hat{J}_x &= \{\|\mathbf{X}_j - \hat{\mathbf{x}}_j\|_{E_x}^2 - \gamma_x^2(\|\mathbf{e}_{x0}\|_{P_{x,0}^{-1}}^2 + \|\boldsymbol{\omega}_j\|_{Q^{-1}}^2 \\
&\quad + \|y_j - (\mathbf{H}_{x,j}\mathbf{X}_j + \mathbf{H}_{\theta,j}\boldsymbol{\theta}_j)\|_{R^{-1}}^2)\} \\
\hat{J}_\theta &= \{\|\boldsymbol{\theta}_j - \hat{\boldsymbol{\theta}}_j\|_{E_\theta}^2 - \gamma_\theta^2(\|\mathbf{e}_{\theta 0}\|_{P_{\theta,0}^{-1}}^2 + \|\boldsymbol{\omega}_{\theta j}\|_{Q_\theta^{-1}}^2 \\
&\quad + \|y_j - (\mathbf{H}_{x,j}\mathbf{X}_j + \mathbf{H}_{\theta,j}\boldsymbol{\theta}_j)\|_{R^{-1}}^2)\}
\end{aligned} \tag{۳۲-۳}$$

در روابط فوق γ_x و γ_θ سطوح تضعیف هستند که فرض می‌شود مشخص باشند. اگر داشته باشیم

$$\gamma^2 = \max\{\gamma_x^2, \gamma_\theta^2\} \text{ آنگاه}$$

$$J_x \leq \hat{J}_x \text{ و } J_\theta \leq \hat{J}_\theta \tag{۳۳-۳}$$

در نتیجه تحقق شرط زیر، تضمین کننده تحقق شرط (۳۱-۳) است که متعاقبا تحقق شرط (۳)-۳ را در لم ۱ تضمین می‌کند

$$\hat{J}_x \leq 0 \text{ و } \hat{J}_\theta \leq 0 \tag{۳۴-۳}$$

از آنجا که γ تنها به مقادیر مشخص γ_x و γ_θ وابسته است، بنابراین بیشینه نمودن $\hat{J}_x$ و $\hat{J}_\theta$ نسبت به $\mathbf{X}_k$ و $\boldsymbol{\theta}_k$ موجب بیشینه شدن J_x و J_θ می‌شود. بهینه سازی $\hat{J}_x$ و $\hat{J}_\theta$ نسبت به $\mathbf{X}_k$ و $\boldsymbol{\theta}_k$ ، از حل مسئله H_∞ برای تابع عملکردی (۳-۸) قابل استنتاج است. بنابراین، بیشینه نمودن $\hat{J}_x$ بر اساس شرط $\hat{J}_x \leq 0$ و پاسخ حل شده برای (۳-۸)، برای به دست آوردن تخمین حالت به صورت زیر است:

تخمین حالت $\hat{\mathbf{X}}_k$ وجود دارد، اگر و تنها اگر

$$\gamma_x^2 \mathbf{I} > \mathbf{P}_{x,k}^- \tag{۳۵-۳}$$

که در رابطه فوق، $\mathbf{P}_{x,k}^-$ بر اساس رابطه بازگشتی ریکاتی زیر محاسبه می‌شود

$$\mathbf{P}_{x,k+1}^- = \mathbf{F}_{x,k} \mathbf{P}_{x,k} \mathbf{F}_{x,k}^T + \mathbf{Q}$$

$$\mathbf{R}_{e,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & 0 \\ 0 & -\gamma_x^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{x,k} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{P}_k^- \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{x,k}^T & \mathbf{I} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{x,k}^- \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{x,k}^T & \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{R}_{e,k}^{-1} \quad (36-3)$$

$$\mathbf{P}_{x,k+1} = \left(\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{x,k} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \right) \mathbf{P}_{x,k+1}^-$$

در این صورت تخمین حالت، به صورت زیر به دست می‌آید

$$\mathbf{K}_{s,k} = \mathbf{P}_{x,k+1}^- \mathbf{H}_{x,k}^T (\mathbf{R} + \mathbf{H}_{x,k} \mathbf{P}_{x,k+1}^- \mathbf{H}_{x,k}^T)^{-1}$$

$$v_k = y_k - g(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-, u_k)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1} = \hat{\mathbf{X}}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{s,k} v_k \quad (37-3)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1}^- = \mathbf{A}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \hat{\mathbf{X}}_k) \hat{\mathbf{X}}_k + \mathbf{B}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k, \hat{\mathbf{X}}_k) u_k$$

در رابطه فوق فرض شده است که ماتریس $\mathbf{L}_x$ ماتریس واحد باشد. همچنانکه بیان شد، شرط (۳)-

(۳۵) نسبت به شرط (۳-۹) قوی‌تر و دارای محاسبات کمتری است.

برای محاسبه تخمین بردار پارامترها، $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k$ بر اساس بیشینه سازی $\hat{J}_\theta \leq 0$ نیز از پاسخ زیر بهینه

برای تابع عملکردی (۳-۸) استفاده می‌شود، به طوریکه $\mathbf{A}_k = \mathbf{I}$, $\boldsymbol{\omega}_{\theta k} = 0$, $\mathbf{C}_k = \mathbf{L}_\theta = \mathbf{H}_{\theta,k}$ ، و

$\mathbf{R} = \mathbf{r}^2 \mathbf{I}$. با این تعاریف، معادله ریکاتی رابطه (۳-۱۰) به صورت زیر در می‌آید

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{\theta,k+1} = \mathbf{P}_{\theta,k} - \mathbf{P}_{\theta,k} [\mathbf{C}_k^T \quad \mathbf{C}_k^T] & \begin{bmatrix} r^2 \mathbf{I} & 0 \\ 0 & -\gamma_\theta^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k \\ \mathbf{C}_k \end{bmatrix} \mathbf{P}_{\theta,k} [\mathbf{C}_k^T \quad \mathbf{C}_k^T]^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k \\ \mathbf{C}_k \end{bmatrix} \mathbf{P}_{\theta,k} \end{aligned} \quad (38-3)$$

لم معکوس کردن ماتریس^۱ به صورت زیر بیان می‌شود

$$(A^{-1} + BD^{-1}B^T)^{-1} = A - AB(D + B^T AB)^{-1}B^T A \quad (39-3)$$

با استفاده از لم معکوس سازی فوق، معادله بازگشتی (38-3) به صورت زیر در می‌آید

$$\begin{aligned} P_{\theta,k+1}^{-1} &= P_{\theta,k}^{-1} + [C_k^T \quad C_k^T] \begin{bmatrix} r^{-2}I & 0 \\ 0 & -\gamma_{\theta}^{-2}I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_k \\ C_k \end{bmatrix} \\ &= P_{\theta,k}^{-1} + (r^{-2} - \gamma_{\theta}^{-2}) C_k^T C_k \end{aligned} \quad (40-3)$$

با فرض آنکه $P_{\theta,0}^{-1} = \mu^{-1}I$ باشد، آنگاه $P_{\theta,k+1}^{-1}$ به صورت زیر داده می‌شود

$$P_{\theta,k+1}^{-1} = \mu^{-1}I + (r^{-2} - \gamma_{\theta}^{-2}) \sum_{j=0}^k C_j^T C_j \quad (41-3)$$

همچنین با استفاده از رابطه (41-3)، شرط وجود (9-3) برای تخمین پارامترها به صورت زیر باز

نویسی می‌شود

$$\begin{aligned} P_{\theta,k+1}^{-1} + C_{k+1}^T C_{k+1} - \gamma_{\theta}^{-2} L_{k+1}^T L_{k+1} &= \\ P_{\theta,k+1}^{-1} + C_{k+1}^T C_{k+1} - \gamma_{\theta}^{-2} C_{k+1}^T C_{k+1} &= \mu^{-1}I + (r^{-2} - \gamma_{\theta}^{-2}) \sum_{j=0}^{k+1} C_j^T C_j \quad (42-3) \\ &> 0 \end{aligned}$$

شرط کافی برای حفظ شرط وجود (42-3) آن است که داشته باشیم، $\gamma_{\theta}^2 \geq r^2$ از آنجا که فرض

شده است سیگنال ورودی u_k محرک باشد، در نتیجه $C_k = H_{\theta,k}$ نیز محرک است. چونکه $H_{\theta,k}$ در

رابطه (18-3)، دارای سیگنال ورودی است. در نتیجه برای مقادیر بزرگ k ، داریم $\sum_{j=0}^{k+1} C_j^T C_j >$

که اگر $\gamma_{\theta}^2 < r^2$ باشد، آنگاه شرط (42-3) نقض می‌شود. همچنین، از آنجا که در فیلتر

¹ Matrix inversion lemma

H_∞ مطلوب آن است که سطح تضعیف γ_θ^2 کمینه لذا لذا داریم $\min \gamma_\theta = r$. از این روی معادله بازگشتی (۴۱-۳) به صورت زیر در می آید

$$\mathbf{P}_{\theta,k} = \mu \mathbf{I} > 0 \quad (۴۳-۳)$$

همانگونه که ملاحظه می شود، رابطه بازگشتی برای محاسبه ماتریس $\mathbf{P}_{\theta,k}$ به صورت یک ماتریس ثابت با یک پارامتر عددی مثبت μ در (۴۳-۳) تبدیل می شود. بنابراین، بردار پارامترهای تخمین زده شده بر اساس روابط (۱۲-۳)، (۱۳-۳) و (۴۳-۳) به صورت زیر در می آید

$$\hat{\Theta}_{k+1} = \hat{\Theta}_k + \mu \mathbf{H}_{\theta,k}^T (r^2 \mathbf{I} + \mu \mathbf{H}_{\theta,k} \mathbf{H}_{\theta,k}^T)^{-1} v_k \quad (۴۴-۳)$$

در رابطه فوق، v_k همان مقادیر محاسبه شده در (۳۷-۳) است. همچنین، مقدار بهینه γ_x^2 در لحظه k ، با استفاده از شرط (۳۵-۳) به صورت زیر قابل محاسبه است

$$\gamma_x^2 = \alpha_2 \cdot \bar{\sigma}(\mathbf{P}_{x,k}^-) \quad (۴۵-۳)$$

در رابطه فوق α_2 ضریب ثابتی بزرگتر از یک است که شرط نامعادله ماتریسی رابطه (۳۵-۳) را برقرار گرداند. همچنین، پیشتر توضیح داده شد که γ_θ برابر r است، بنابراین بر اساس آنچه قبلاً بیان شد، γ^2 بایستی برابر $\max\{\gamma_x^2, \gamma_\theta^2\}$ باشد تا شرط (۳۳-۳) محقق شود، که درواقع همان رابطه (۳-۳) است. ■ (۲۴)

نکته ۱: همانگونه که ملاحظه می شود، پایداری ورودی محدود- خروجی محدود^۱ تخمینگر دوگان که بر اساس حل تابع عملکردی (۲۱-۳) طراحی شده است، تضمین می شود. چرا که تابع عملکردی (۲۱-۳) در واقع تخمینگرهای پایدار ورودی محدود- خروجی محدود را توصیف می کند [۳۱]، که تابع عملکردشان از ورودی اغتشاشات به خروجی خطای تخمین است.

^۱ Bounded input , bounded output (BIBO) stability

نکته ۲: تخمینگر پارامتر به دست آمده در تخمینگر دوگان طراحی شده، شبیه الگوریتم حداقل میانگین مربعات نرمالیزه شده است [۴۸]، که در آن از ماتریس $\mathbf{R}$ استفاده شده است. تخمینگر پارامتر یاد شده، تنها یک پارامتر تنظیم به نام μ دارد، که فرآیند تنظیم اولیه تخمینگر دوگان را برای کارایی خوب پاسخ تخمینگر، بهه شدت کاهش می‌دهد. در صورتیکه در تخمینگرهای دوگان بررسی شده، پارامترهای تنظیم اولیه زیاد است [۳، ۳۳-۳۵].

نکته ۳: همانگونه که قبلا بیان شد، رابطه بازگشتی برای محاسبه $d\hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-/d\boldsymbol{\theta}_k$ در (۳-۱۸) در اینجا و به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{X}}_{k+1}^-}{d\boldsymbol{\theta}_k} &= \frac{d\{A(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)\hat{\mathbf{X}}_k + B(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)u_k\}}{d\boldsymbol{\theta}_k} \bigg|_{\boldsymbol{\theta}_k=\hat{\boldsymbol{\theta}}_k} = \\ &= \frac{\partial\{A(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)\hat{\mathbf{X}}_k + B(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)u_k\}}{\partial\boldsymbol{\theta}_k} \\ &\quad + \frac{\partial\{A(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)\hat{\mathbf{X}}_k + B(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)u_k\}}{\partial\hat{\mathbf{X}}_k} \frac{d\hat{\mathbf{X}}_k}{d\boldsymbol{\theta}_k} \bigg|_{\boldsymbol{\theta}_k=\hat{\boldsymbol{\theta}}_k} \\ &= \frac{\partial\{A(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)\hat{\mathbf{X}}_k + B(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)u_k\}}{\partial\hat{\mathbf{X}}_k} \bigg|_{\boldsymbol{\theta}_k=\hat{\boldsymbol{\theta}}_k} = F_{\hat{\mathbf{X}},k} \\ &= \frac{\partial\{A(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)\hat{\mathbf{X}}_k + B(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k)u_k\}}{\partial\boldsymbol{\theta}_k} = \begin{pmatrix} \frac{\partial g(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k, u_k)}{\partial\boldsymbol{\theta}_k} \\ \mathbf{0}_{n-1 \times M(n+1)} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3-46)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{X}}_k}{d\boldsymbol{\theta}_k} &= \frac{d\{\hat{\mathbf{X}}_k^- + \mathbf{K}_{s,k-1}v_{k-1}\}}{d\boldsymbol{\theta}_k} \\ &= \frac{d\hat{\mathbf{X}}_k^-}{d\boldsymbol{\theta}_k} - \mathbf{K}_{s,k-1} \frac{dg(\boldsymbol{\theta}_k, \hat{\mathbf{X}}_k^-, u_{k-1})}{d\boldsymbol{\theta}_k} \\ &= \frac{d\hat{\mathbf{X}}_k^-}{d\boldsymbol{\theta}_k} - \mathbf{K}_{s,k-1} \mathbf{H}_{\boldsymbol{\theta},k-1} \end{aligned}$$

معادله آخر از رابطه فوق، بر اساس این فرض محاسبه شده است که پارامترهای سیستم‌های فازی ایستا^۱ باشند، یعنی $\theta_k \cong \theta_{k-1}$. همانطور که مشخص است رابطه (۴-۴۶) در واقع معادلاتی باز گشتی برای محاسبه $d\hat{X}_{k+1}^-/d\theta_k$ به دست می‌دهند.

نکته ۴: با در نظر گرفتن الگوریتم تخمینگر دوگان در روابط (۳-۲۵) و (۳-۲۶)، هزینه محاسباتی^۲ یا به عبارتی دیگر، پیچیدگی محاسباتی^۳ برای تخمینگر حالت از درجه $O(n^3)$ و برای تخمینگر پارامتر از درجه $O(((n+1)M)^2)$ است [۳۵، ۳۴، ۴۸]. در صورتیکه n طول بردار حالت را نشان می‌دهد و $(n+1)M$ طول بردار پارامترها را. همچنین، پیچیدگی محاسباتی برای تحقق الگوریتم جداسازی مقادیر تکین^۴ در رابطه (۳-۲۴) و نیز محاسبه $d\hat{X}_{k+1}^-/d\theta_k$ در رابطه (۳-۴۶) از درجه $O(n^3)$ هستند [۴۹]. بنابراین هزینه محاسباتی برای الگوریتم تخمینگر دوگان پیشنهادی از درجه $O(n^3) + O(((n+1)M)^2)$ که نسبت به بسیاری از تخمینگرهای دوگان معمولی کمتر است.

لازم به ذکر است، که محاسبه دقیق تعداد عملیات اعشاری^۵ برای یک الگوریتم ریاضی به شدت وابسته به ساختار برنامه پیاده‌سازی شده برای آن است. برای مثال، یک راه حل ریاضی که برای یک مساله ارایه شده است می‌تواند به صورت دو الگوریتم طراحی شده در یک زبان نرم‌افزاری رایانه پیاده سازی شود به طوریکه تعداد عملیات اعشاریشان با هم متفاوت باشند. بنابراین از نماد $O(\cdot)$ برای نشان دادن بیشینه درجه عملیات در محاسبات استفاده می‌شود. برای مثال، ضرب ماتریس و بردار از درجه $O(n^2)$ و ضرب ماتریس در ماتریس از درجه $O(n^3)$ هستند، که n در آن‌ها تعداد درایه‌های بردار یا

¹Stationary

² Computational cost

³ Computational complexity

⁴ Singular value decomposition (SVD)

⁵ Floating point operation (flop)

تعداد سطرها و ستون‌های ماتریس را نشان می‌دهد. بنابراین در الگوریتمی که شامل ترکیبی از این عملیات باشد تمرکز روی بیشترین درجه محاسبات است، چرا که دارای تاثیر غالب روی کل عملیات موجود در الگوریتم هستند. بنابراین در این رساله از نماد $O(.)$ برای نشان دادن پیچیدگی محاسباتی استفاده شده است [۴۹].

برای ارزیابی تخمینگر دوگان طراحی شده در این بخش، الگوریتم پیشنهادی روی داده‌های عملی باتری به منظور تخمین حالت شارژ باتری پیاده سازی شده است که در فصل پیاده‌سازی مطرح می‌شود. در ادامه طراحی تخمینگر تطبیقی دیگر مطرح می‌شود که بر اساس تنظیم ماتریس‌های وزنی تخمینگر کار می‌کند و هدف از آن غلبه بر عدم قطعیت‌های مدل‌سازی است، نه ردیابی پارامترهای سیستم در کنار تخمین حالت‌ها.

۳-۴- طراحی فیلتر H_∞ تطبیقی بر اساس تنظیم ماتریس‌های وزنی

لازم به ذکر است که مطالب این بخش بر اساس بخش ۳-۲ از همین فصل استوار است. همچنین، به منظور پیاده‌سازی الگوریتم پیشنهادی در این بخش، سیستم بدون ورودی ارایه شده در (۳-۳) با سیستم با ورودی زیر جایگزین می‌گردد.

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A_k x_k + B_k u_k + \omega_k \\ y_k &= C_k x_k + D_k u_k + v_k \end{aligned} \quad (۳-۴۷)$$

در رابطه فوق ماتریس‌های B و D مشخص و با ابعاد متناسب هستند. بقیه متغیرها در رابطه (۳-۳) تعریف شده‌اند. تنظیمات پارامتر γ و ماتریس‌های R و Q برای به دست آوردن پاسخ قابل قبول در طراحی فیلتر H_∞ در بخش ۳-۲، حایز اهمیت فراوان است. بنابراین پارامترهای یاد شده بایستی به نحو مناسب تنظیم شوند. همانگونه که در بخش پیشین یعنی بخش ۳-۲ بیان شد برای طراحی فیلتر H_∞ شبه بهینه، فرض می‌شود که سطح تضعیف γ مشخص باشد و بر این اساس بایستی شرط لازم و

کافی (۹-۳) محقق شود تا فیلتر اجرا گردد. همچنین مشخص شد که شرط (۱۵-۳) جایگزین مناسبی به جای شرط (۹-۳) است که هم دارای محاسبات کمتری است و هم قویتر از شرط (۹-۳) است. بنابراین، بر اساس شرط (۱۵-۳) می توان کمترین مقدار سطح تضعیف γ_{ok} را به صورت محلی و در زمان نمونه برداری k به صورت زیر مشخص نمود [۳۳، ۳۴، ۴۴]

$$\gamma_{ok} = \alpha \sqrt{\bar{\sigma}(P_k^-)} \quad (۴۸-۳)$$

در رابطه فوق، α ضریب ثابتی بزرگتر از یک ($\alpha > 1$) است و $\bar{\sigma}(A)$ بزرگترین مقدار تکین ماتریس A را نشان می دهد. پاسخ فیلتر H_∞ برای سیستم (۴۷-۳) و بر اساس روابط (۱۰-۳)-(۱۴-۳) و لحاظ رابطه (۴۷-۳) به صورت الگوریتمی در جدول ۱-۳ آورده شده است. ماتریس P_k^- نیز از معادله بازگشتی ریکاتی رابطه (۱۰-۳) حاصل می شود که در جدول یاد شده مشخص است.

برای طراحی تطبیقی تنظیم ماتریس های یاد شده Q و R در این بخش از شباهت فیلتر H_∞ با فیلتر کالمن استفاده شده است. تحقیقات انجام شده روی پاسخ فیلتر H_∞ در روابط (۱۰-۳)-(۱۴-۳) مشخص می کند که الگوریتم ارایه شده در این فیلتر در ظاهر مشابه الگوریتم فیلتر کالمن است، ولی با تفاوت های اساسی [۸، ۳۴، ۳۵، ۸۲، ۸۳] که عمده این تفاوتها عبارتند از:

- ساختار الگوریتم فیلتر H_∞ مستقیماً بر اساس L_k تنظیم می شود تا ترکیب خطی $L_k x_k$ را تخمین بزند. اما در فیلتر کالمن تخمین ترکیب خطی $L_k x_k$ ارتباطی با L_k ندارد و تخمین L_k با استفاده از $L_k \hat{x}_k$ قابل محاسبه است.
- در الگوریتم فیلتر H_∞ اگر $L_k = I$ باشد با میل کردن سطح تضعیف γ به سمت بینهایت $\gamma \rightarrow \infty$ ، فیلتر H_∞ به سمت فیلتر کالمن میل می کند، که این امر نشان دهنده آن است که فیلتر H_∞ در واقع نسخه مقاوم فیلتر کالمن است.

- همچنین پیچیدگی محاسباتی فیلتر H_∞ نسبت به فیلتر کالمن کمی بیشتر است به دلیل

محاسبات $R_{e,k}$ و $K_{s,k}$ در روابط (۱۱-۳) و (۱۳-۳).

همانگونه که از مقایسه فوق ملاحظه می‌شود همگامی که $\gamma \rightarrow \infty$ آنگاه فیلتر H_∞ به سمت فیلتر کالمن میل می‌کند. بنابراین، می‌توان نتیجه گرفت که ماتریس‌های Q و R در فیلتر H_∞ همان نقشی را بازی می‌کنند که ماتریس‌های متناظر در فیلتر کالمن بازی می‌کنند. بنابراین، منطقی است که از همان الگوریتم‌های تطبیقی که در فیلتر کالمن برای تنظیم ماتریس‌های Q و R استفاده می‌شوند در فیلتر H_∞ استفاده نمود [۸۳]. بنابراین در این بخش، برای تعیین تطبیقی ماتریس‌های وزنی یاد شده از تخمینگر می‌بک^۱ به صورت زیر استفاده شده است [۸۵، ۸۴]

$$\hat{R}_k = \frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k [v_j^+ v_j^{+T} - C_j P_j C_j^T], \quad v_j^+ = y_j - (C_j \hat{x}_j + D_j u_j) \quad (49-3)$$

$$\hat{Q}_k = \frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k [K_{s,k} v_j v_j^T K_{s,j}^T + P_j - A_{j-1} P_{j-1} A_{j-1}^T],$$

ماتریس‌ها و بردارهای موجود در رابطه فوق، در جدول ۳-۱، که در ادامه آمده است، داده شده‌اند. لازم به ذکر است که مقدار N در پیاده‌سازی الگوریتم پیشنهادی برابر ۲ در نظر گرفته شده است که نیاز به حافظه کمتری دارد. لازم به ذکر است که پایداری ورودی محدود- خروجی محدود الگوریتم پیشنهادی در جدول ۳-۱، به دلیل تعریف مساله H_∞ با تابع عملکردی (۳-۸) و اینکه سیگنال‌های موجود در رابطه (۴۹-۳) برای محاسبه $\hat{R}_k$ و $\hat{Q}_k$ دارای انرژی محدود هستند، تضمین می‌شود. ارزیابی الگوریتم پیشنهادی در این بخش، با پیاده‌سازی روی داده‌های باتری در فصل پیاده‌سازی و برای تخمین حالت شارژ باتری انجام می‌شود. ولی نکته حایز اهمیت آن است که اگرچه ثابت می‌شود که الگوریتم تطبیقی برای محاسبه ماتریس‌های وزنی در فیلتر کالمن و متعاقب آن در فیلتر H_∞ بهینه است اما تضمین نمی‌کند که ماتریس‌های به دست آمده مثبت معین باشند [۴، ۷۷، ۸۵]. برای

¹ Maybeck's estimator

مرتفع کردن این مشکل در [۷۷]، درایه‌های روی قطر اصلی ماتریس‌های محاسبه شده با مقادیر مطلقشان جایگزین می‌شوند. اما مشکلی که پیش می‌آید آن است که با این عمل، بردارهای ویژه ماتریس‌ها تغییر می‌کند و در این صورت اطلاعات مهمی از فرآیند از بین می‌رود. بنابراین در این پایان‌نامه از روش [۴] استفاده شده است که در آن مقادیر ویژه منفی با صفر جایگزین می‌شوند. در این صورت بردارهای ویژه تغییر نمی‌کنند و تنها مقادیر ویژه منفی با صفر جایگزین می‌شوند. در این صورت اطلاعات کمتری از بین خواهد رفت.

جدول ۱-۳- خلاصه الگوریتم فیلتر H_∞ تطبیقی بر اساس تنظیم ماتریس‌های وزنی

State space model

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_k + \boldsymbol{\omega}_k$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_k \mathbf{u}_k + \mathbf{v}_k$$

$$\boldsymbol{\zeta}_k = \mathbf{L}_k \mathbf{x}_k$$

$\boldsymbol{\omega}_k$ and $\mathbf{v}_k$ are process and measurement noises, with finite energy and unknown statistical information .

Definition

$$\mathbf{A}_k \triangleq \mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}}_k), \mathbf{B}_k \triangleq \mathbf{B}(\hat{\mathbf{x}}_k), \mathbf{C}_k \triangleq \mathbf{C}(\hat{\mathbf{x}}_k^-), \mathbf{D}_k \triangleq \mathbf{D}(\hat{\mathbf{x}}_k^-)$$

Initialization

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = E[\mathbf{x}_k]$$

$$\mathbf{P}_0 = \hat{\mathbf{R}}_0 = \hat{\mathbf{Q}}_0 = \epsilon \mathbf{I}, \quad \epsilon \ll 1$$

Calculating for $k = 1, 2, \dots$

Time update

State estimate propagation

$$\hat{\mathbf{x}}_k^- = \mathbf{A}_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{u}_{k-1}$$

Error covariance propagation

$$\mathbf{P}_k^- = \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{A}_{k-1}^T + \hat{\mathbf{Q}}_{k-1}$$

Measurement update

$$\gamma_{ok} = \alpha \sqrt{\bar{\sigma}(\mathbf{P}_k^-)}, \quad \alpha > 1$$

$$\mathbf{R}_{e,k} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}_{k-1} & 0 \\ 0 & -\gamma_{ok}^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k \\ \mathbf{L}_k \end{bmatrix} \mathbf{P}_k^- \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k^T & \mathbf{L}_k^T \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k^T & \mathbf{L}_k^T \end{bmatrix} \mathbf{R}_{e,k}^{-1}$$

$$\mathbf{K}_{s,k} = \mathbf{P}_k^- \mathbf{C}_k^T (\hat{\mathbf{R}}_{k-1} + \mathbf{C}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{C}_k^T)^{-1}$$

State estimate update

$$\mathbf{v}_k = \mathbf{y}_k - (\mathbf{C}_k \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{D}_k \mathbf{u}_k)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_{s,k} \mathbf{v}_k, \quad \hat{\mathbf{z}}_k = \mathbf{L}_k \hat{\mathbf{x}}_k$$

Error covariance update

$$\mathbf{P}_k = \left(\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \begin{bmatrix} \mathbf{C}_k \\ \mathbf{L}_k \end{bmatrix} \right) \mathbf{P}_k^-$$

Adjusting weighing matrices

$$\mathbf{v}_j^+ = \mathbf{y}_j - (\mathbf{C}_j \hat{\mathbf{x}}_j + \mathbf{D}_j \mathbf{u}_j)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_k = \frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k [\mathbf{v}_j^+ \mathbf{v}_j^{+T} - \mathbf{C}_j \mathbf{P}_j \mathbf{C}_j^T],$$

$$\hat{\mathbf{Q}}_k = \frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k [\mathbf{K}_{s,k} \mathbf{v}_k \mathbf{v}_j^T \mathbf{K}_{s,j}^T + \mathbf{P}_j - \mathbf{A}_{j-1} \mathbf{P}_{j-1} \mathbf{A}_{j-1}^T],$$

فصل چهارم

پیاده‌سازی

۴-۱- مقدمه

در این فصل الگوریتم‌های تخمین‌گر دوگان و تخمین‌گر تطبیقی بر اساس تنظیم ماتریس‌های وزنی که در فصل قبلی توضیح داده شدند، ارزیابی می‌شوند. برای این منظور، پیاده‌سازی روی داده‌های عملی به دست آمده از باتری برای تخمین حالت شارژ مورد استفاده قرار می‌گیرد. همانگونه که در فصل اول بیان شد، رفتار باتری به عنوان یک فرآیند واقعی، غیر خطی است و بنابراین حالت شارژ آن به صورتی غیر خطی به ولتاژ و جریان آن وابسته است. از این روی استفاده تخمین‌گرهای معرفی شده برای تخمین حالت شارژ باتری در پیاده‌سازی روی داده‌های عملی باتری، به عنوان سیستمی غیر خطی مناسب است. همچنین به دلیل گستردگی کاربرد، از باتری‌های نوع لیتیوم-یونی به عنوان باتری آزمایشی استفاده می‌شود. از آنجا که برای به دست آوردن داده‌های مناسب مدارات واسط و کنترل شارژ باتری طراحی شده است، لذا در ابتدا توضیحاتی در مورد سخت افزار پیاده سازی شده ارائه می‌گردد و سپس در ادامه، نتایج پیاده سازی تخمین‌گرهای پیشنهادی روی داده‌های جمع آوری شده نشان داده می‌شوند.

۴-۲- سخت‌افزار پیاده‌سازی شده

۴-۲-۱- ملاحظات

با بررسی‌های انجام شده روی نحوه شناسایی باتری‌های لیتیوم-یون، مشخص می‌شود که شارژر آزمایش طراحی شده بایستی قابلیت کنترل زمان قطع و وصل جریان باتری را داشته باشد و همچنین بتوان دامنه جریان آن را به صورت دستی تنظیم نمود. از آنجایی که ثابت زمانی اغلب باتری‌ها، به‌ویژه باتری‌های نوع لیتیوم-یونی در گستره 0.1 ثانیه تا چند ساعت قرار دارد، لذا سخت‌افزار طراحی شده باید قادر باشد تا نرخ نمونه‌برداری 100 ms را بدون مشکل تأمین کند. با توجه به این نکته، نرخ نمونه‌برداری در طراحی سخت‌افزار حدود 4 ms لحاظ می‌گردد. لازم به توضیح است که ثابت زمانی

باتری عبارت است از مدت زمانی که لازم است تا ولتاژ باتری پس از قطع جریان شارژ به حالت ماندگار خود برسد [۵۲، ۵۴].

مدار واسط به گونه‌ای طراحی شده است که داده‌های ولتاژ، جریان و دما را با نرخ ثابت نمونه برداری کرده و از طریق درگاه پیاپی^۱ به صورت وصل-خط به رایانه بفرستد. چون هدف در این مرحله داده‌برداری از سیگنال‌های ورودی-خروجی باتری است، لذا نرم‌افزار داخل رایانه می‌تواند از نرم‌افزارهایی انتخاب شود که بیشتر کاربرد آزمایشگاهی دارند و به راحتی به درگاه پیاپی وصل شود، مانند نرم‌افزار لیبویو^۲. نرم‌افزار آزمایشی طوری طراحی شده است که شخص آزمایشگر می‌تواند در هر زمان و بر اساس شرایط مورد نظر برای شناسایی باتری، میزان زمان خاموش و روشن بودن جریان شارژ و دشارژ یا به عبارتی چرخه-وظیفه^۳ سیگنال جریان را مشخص می‌کند، که از طریق درگاه پیاپی برای همان مدار واسط فرستاده می‌شود. مدار واسط یاد شده وظیفه تحقق سیگنال کنترل PWM^۴ را نیز برعهده دارد. لازم به ذکر است که شارژر طراحی شده به صورت خودکار کنترلی روی دامنه جریان شارژ ندارد و دامنه جریان تنها به صورت دستی قابل تنظیم است.

در ادامه، نشان داده خواهد شد که به دلیل حساسیت باتری لیتیوم-یون به ولتاژ بیش از ۴/۲ ولت و به منظور پیشگیری و حفاظت باتری هنگام جریان‌های بالاتر از جریان پیشنهادی، مدار کنترل ولتاژ به صورت سخت‌افزاری طراحی می‌گردد. مدار واسط طراحی شده شامل دو قسمت اصلی است. بخش اول مربوط به طراحی مدار برای نمونه‌برداری ولتاژ، جریان و دما و ارسال داده‌ها به رایانه و نیز

¹ Serial port

² Labview

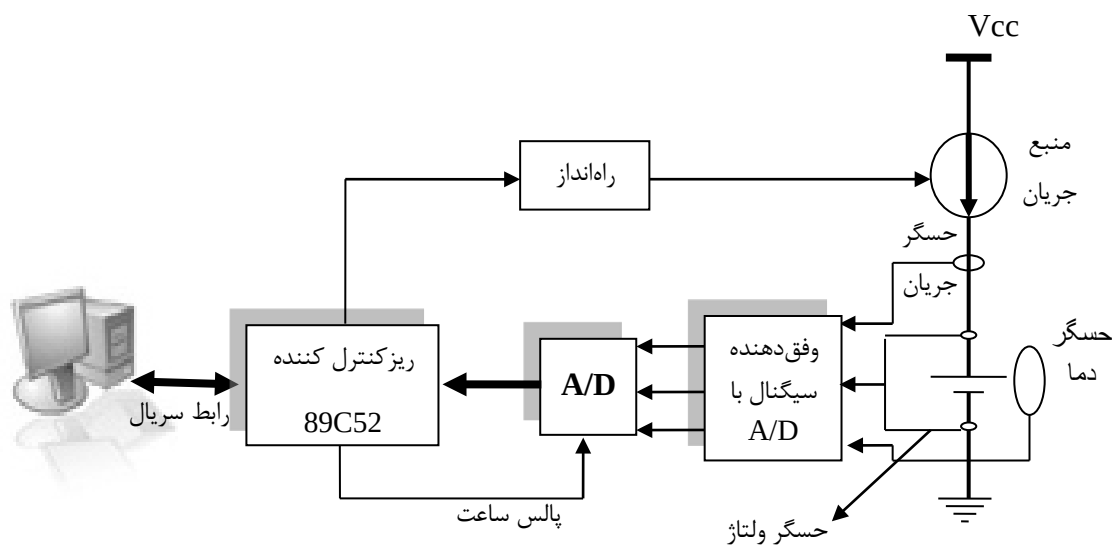
³ duty cycle

⁴ Pulse Width Modulation (PWM)

تحقق سیگنال کنترلی فرستاده شده از رایانه و بخش دوم مربوط به طراحی مدار شارژ کننده باتری است. در ادامه، به تشریح نحوه طراحی و تحقق دو بخش ذکر شده می‌پردازیم.

۲-۲-۴- طراحی بخش نمونه‌بردار و ارتباط با رایانه

شکل ۴-۱ ساختار کلی مدار طراحی شده را نشان می‌دهد. همانگونه که در شکل مشخص



شکل ۴-۱- ساختار کلی مدار طراحی شده

است، ریزکنترل‌کننده 89C52 کار تنظیم نرخ نمونه‌برداری و دریافت داده‌های ولتاژ، جریان و دما و فرستادن به رایانه را برعهده دارد. همچنین ریزکنترل‌کننده ذکر شده سیگنال کنترلی مربوط به مقدار جریان را، از طریق تنظیم زمان روشن و خاموش بودن منبع جریان (شارژکننده)، به راه‌انداز اعمال می‌کند که درمورد آن توضیح داده خواهد شد.

برای شناسایی دما از حسگر LM35 استفاده شده است که حسگری خطی است و به‌طور مستقیم با درجه سلسیوس تنظیم شده است و دارای ضریب مقیاس $10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ است. خروجی حسگر مذکور به ازای تغییر دما از صفر تا ۱۰۰ درجه سلسیوس دارای ولتاژی در گستره صفر تا ۱ ولت است، و به این دلیل برای کار در آزمایشگاه مناسب می‌باشد. از آنجا که منبع جریان شارژ

باتری طوری طراحی گردیده است که حداکثر جریان آن حدود ۱/۵ آمپر است، بنابراین برای شناسایی جریان از مقاومت ۰/۱ اهم، ۵ وات استفاده شده است.

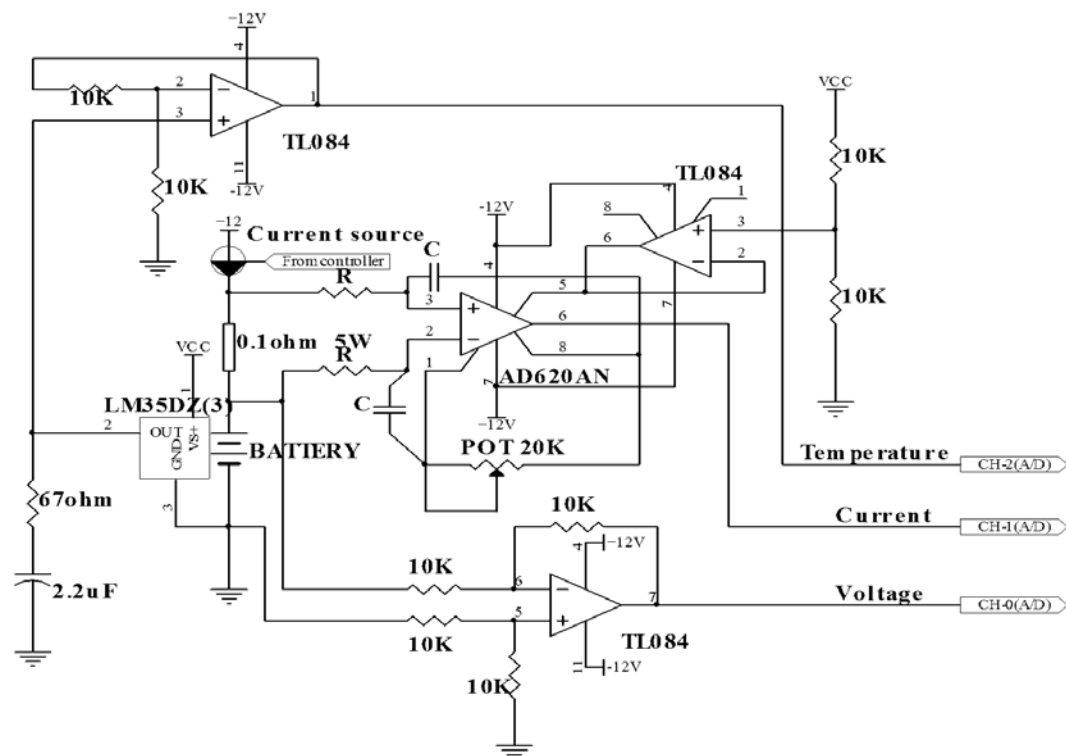
برای شناسایی ولتاژ نیز از تقویت کننده تفاضلی بهره گرفته شده است. برای نمونه برداری داده ها از نمونه بردار ۸ کانال ADC0809 استفاده شده است که دارای دقت ۸ بیتی است و می تواند تک ورودی پیوسته را در کمترین ۵۰ میکروثانیه به خروجی گسسته تبدیل نماید. از طرفی ولتاژ ورودی پیوسته برای نمونه برداری در ۸ کانال ورودی باید در گستره صفر تا ۵ ولت باشد. بنابراین، نیاز است که با استفاده از مداری به نام وفق دهنده سیگنال، خروجی حسگرهای به کار رفته با ورودی های نمونه بردار یاد شده، تطبیق داده شود. برای این هدف، از مدارات تقویت و تضعیف با استفاده از تقویت کننده های عملیاتی^۱، بهره می گیریم که در ادامه تشریح خواهد شد.

در شکل ۴-۲ مدار طراحی شده برای وفق دهی خروجی حسگرهای جریان، ولتاژ و دما با نمونه بردار نشان داده شده است. همانگونه که از شکل برمی آید، برای شناسایی ولتاژ دوسر باتری از یک تقویت کننده با ساختار تفاضلی و بهره واحد استفاده شده است. بدین معنی که با استفاده از این مدار می توان ولتاژ از صفر تا ۵ ولت را شناسایی کرد تا به کانال صفر نمونه بردار برای گسسته سازی اعمال شود. البته لازم به ذکر است که امکان شناسایی ولتاژهای بالاتر، با تغییر بهره تقویت کننده میسر است که در این پایان نامه به دلیل اینکه ولتاژ دوسر باتری از حدود ۴/۲ ولت تجاوز نمی کند، لذا بهره واحد انتخاب گردیده است.

برای حسگر دما از تقویت کننده ناوارونگر با بهره ۲ استفاده شده است که در این صورت می توان دمای صفر تا ۲۵۰ درجه سلسیوس اندازه گیری شود. البته در عمل، دمای باتری هنگام شارژ

¹ Operational Amplifier (Op-Amp)

به‌ویژه در باتری‌های نیکل-متال-هیدرید که پایداری حرارتی کمتری در جریانهای بالای شارژ دارند، به ندرت از ۱۰۰ درجه سلسیوس عبور می‌کند.



شکل ۴-۲- مدار وفق‌دهی خروجی حسگرها با نمونه‌بردار

مهمترین بخش حسگرها، حسگر جریان است که می‌بایست تا حد ممکن بدون خطا و نویز باشد. از آنجا که از مقاومت ۰/۱ اهم ۵ وات به‌عنوان حسگر جریان استفاده شده‌است و از طرفی جریان منبع شارژ که در بخش بعدی به تفصیل طراحی می‌گردد، از حدود ۱/۵ آمپر تجاوز نمی‌کند، بنابراین حرارت ناچیزی در مقاومت ایجاد می‌گردد که می‌توانیم در این صورت از نویز حرارتی صرف‌نظر کنیم. اما برای بالا بردن دقت اندازه‌گیری جریان از یک تقویت‌کننده ابزار دقیق AD620 استفاده شده‌است. برای کاهش و حذف نویزهای فرکانس بالا و همچنین حفظ نسبت حذف مشترک^۱ از یک فیلتر RC استفاده شده‌است. از آنجا که پهنای باند تقویت‌کننده ابزار دقیق با بهره واحد برابر ۱ مگاهرتز است لذا

^۱ Common-Mode Rejection Ration (CMRR)

فیلتر درجه یک RC برای فرکانس ۱ مگاهرتز طراحی شده است. از آنجا که می‌خواهیم این مدار قادر به تشخیص جریانهای منفی نیز باشد بنابراین باید به ورودی مرجع (پایه ۵) تقویت‌کننده ابزار دقیق، ولتاژ مرجع ثابت ۲/۵ ولت اعمال کنیم. برای این هدف از یک تقویت‌کننده با بهره واحد، برای اعمال ولتاژ ۲/۵ ولت به پایه مذکور استفاده شده است.

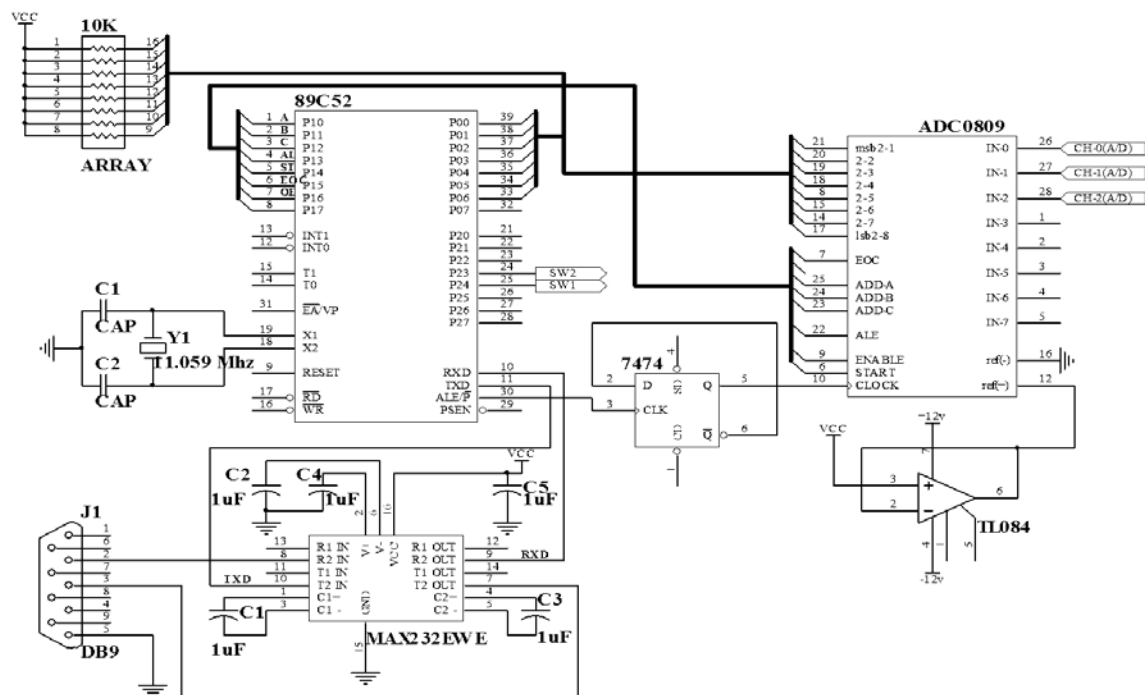
برای تمامی تقویت‌کننده‌های ذکر شده به جز تقویت‌کننده ابزار دقیق، از مدار مجتمع TL084 استفاده شده است. از ویژگی‌های این قطعه تقویت‌کننده وجود ۴ تقویت‌کننده عملیاتی در آن است و نیز از دیگر مشخصات مطلوب آن می‌توان پهنای باند مناسب، کم بودن حساسیت به نویز، بهره حلقه‌باز بالا و قیمت مناسب را نام برد. در ادامه به طراحی مدار نمونه‌بردار و ارتباط‌دهنده با رایانه می‌پردازیم.

شکل ۳-۴ ساختار مدار مربوط به نمونه‌برداری را نشان می‌دهد. همانگونه که در شکل مشخص است برای برقراری ارتباط بین ریزکنترل‌کننده که دارای منطق TTL می‌باشد با درگاه پیاپی رایانه از قطعه MAX232 استفاده شده است. مدار مجتمع مذکور کار تبدیل منطق TTL به منطق استاندارد RS232 و عکس آن را برعهده دارد.

برای تنظیم دقیق نرخ ارسال و دریافت در ریزکنترل‌کننده، از کریستال ۱۱/۰۵۹۸ مگاهرتز به عنوان نوسان‌ساز تراشه استفاده شده است. نرخ انتقال داده در درگاه پیاپی برای رایانه و ریزکنترل‌کننده، ۱۹۲۰۰ bit/s در نظر گرفته شده است. همچنین از خروجی ALE در ریزکنترل‌کننده 89C51 به عنوان پالس ساعت نمونه‌بردار استفاده شده است. البته فرکانس سیگنال مذکور ابتدا با استفاده از یک فلیپ-فلاپ تقسیم بر دو گردیده و بعد به عنوان پالس ساعت نمونه‌بردار استفاده می‌گردد.

از شکل ۳-۴ مشخص است که ورودی ref(-) زمین شده و ref(+) با استفاده از یک تقویت‌کننده با بهره واحد (بافر جریان) به ولتاژ ۵ ولت متصل شده است. به این ترتیب گستره ولتاژ پیوسته ورودی در

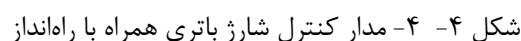
هر ۸ کانال نمونه‌بردار برای صفر تا ۵ ولت تنظیم شده‌است. از سوی دیگر پایه‌های داده مربوط به سیگنال گسسته شده در نمونه‌بردار به درگاه صفر و پایه‌های کنترلی آن به درگاه ۱ ریزکنترل‌کننده متصل گردیده‌است. ورودی‌های مشخص شده در شکل ۳-۴ که مربوط به کانال از صفر تا ۲ می‌باشد از مدار وفقدهنده خروجی حسگرها با نمونه‌بردار که شرح آن در قسمت قبلی آورده شده می‌آیند.



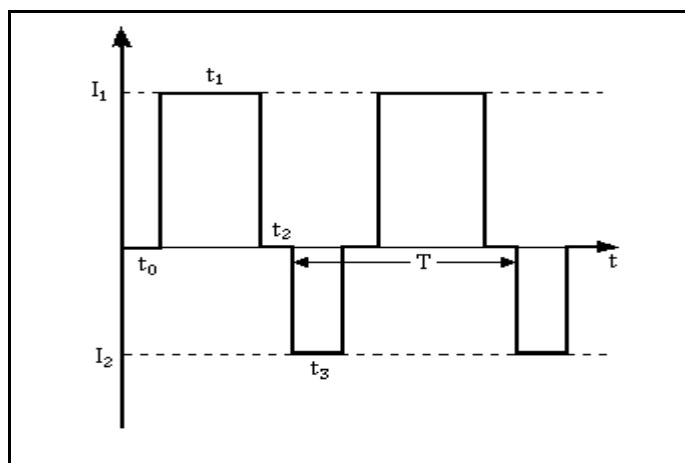
شکل ۳-۴- ساختار مدار نمونه‌بردار و ارتباط‌دهنده با رایانه

۳-۲-۴- طراحی مدار شارژ‌کننده باتری و راه‌انداز

در شکل ۴-۴ مدار طراحی شده کنترل شارژ باتری و راه‌انداز آن نشان داده شده‌است. همانگونه که ملاحظه می‌گردد، منبع جریان اصلی شامل ترانزیستورهای Q1, Q2, Q4 و مقاومت‌های ۰/۴۷ اهم و ۶۸ اهم است که با استفاده از ترانزیستورهای Q3 و Q5 روشن خاموش می‌گردد، البته روشن و خاموش بودنش را ریزکنترل‌کننده همانگونه که شرح آن در بخش قبلی آمد کنترل می‌کند.



۶۳



شکل ۴-۵- شکل موج جریان در حالت شارژ بازتابی

از این روی نیاز به منبع جریانی داریم که بتواند پالسهای مثبت جریان را تحقق بخشد. لذا از مداری استفاده شده است که تا حد زیاد از منبع تغذیه مستقل باشد که در شکل ۲-۴ شامل ترانزیستورهای Q4, Q2, Q1 و مقاومت‌های ۰/۴۷ اهم و ۶۸ اهم است. از آنجا که می‌خواهیم منبع جریان، به دلیل محدودیتهای باتری لیتیوم- یون مورد آزمایش، دارای جریان ثابتی در حدود ۱/۵ آمپر باشد، لذا از ساختار دارلینگتون برای ترانزیستورهای خروجی منبع جریان یعنی Q1 و Q2، استفاده شده است. برای آنکه منبع جریان در بهترین نقطه کار خطی خود کار کند جریان بایاس ترانزیستور Q4 در ناحیه فعال در محدوده ۱۰۰-۱۵۰ میلی آمپر در نظر گرفته می‌شود. با در نظر گرفتن این محدوده جریان و نوشتن قانون ولتاژ کیرشف در حلقه منبع تغذیه، مقاومت کلکتور Q4، ولتاژ بیس- امیتر ترانزیستورهای Q4, Q2, Q1 و باتری و صرف نظر از افت ولتاژ روی مقاومت ۰/۱ اهمی، مقاومت استاندارد ۶۸ اهم برای کلکتور Q4 به دست می‌آید.

هنگامی که منبع جریان روشن باشد و ترانزیستور Q4 در ناحیه فعال بایاس شده باشد، ولتاژ بیس- امیتر Q4 تقریباً برابر ۰/۷ ولت می‌باشد که روی مقاومت امیتر ترانزیستور Q1 می‌افتد. بنابراین برای ایجاد جریان ثابت ۱/۵ آمپری می‌توانیم از مقاومت ۰/۴۷ اهمی ۵ وات استاندارد در امیتر Q1 استفاده نمود که در شکل ۴-۴ ملاحظه می‌شود.

اما برای اینکه بتوان سیگنال جریان را با استفاده از ریزکنترل کننده خاموش و روشن کرد باید مدار راه اندازی طراحی نمود که در شکل ۴-۴ با استفاده از ترانزیستورهای Q3 و Q5 و مقاومت های بایاس ویژه شان محقق شده است. ولتاژ بیس ترانزیستور Q2 در هنگام روشن بودن منبع جریان و در نظر گرفتن ولتاژ ۳/۷ ولت برای باتری، تقریباً برابر ۵/۸ ولت می باشد. برای آنکه ترانزیستور Q3 در ناحیه اشباع کار کند، می بایست جریان بیس آن بسیار بزرگتر از جریان باتری، I_b باشد که از رابطه زیر به دست می آید.

$$I_b = \frac{I_{Csat}}{\beta} \quad (۱-۴)$$

در رابطه فوق I_{Csat} جریان اشباع ترانزیستور و β بهره dc آن است. اگر جریان بیس را بزرگتر از جریان I_{Csat} به دست آوریم هم شرط فوق برآورده می گردد و هم نیازی به دانستن β ترانزیستور نداریم. جریان I_{Csat} را همان جریان بیس ترانزیستور Q2 در نظر می گیریم. با در نظر گرفتن β ترانزیستور Q1 برابر ۵۰ و β ترانزیستور Q2 برابر ۲۰، جریان بیس Q2 در هنگام روشن بودن منبع جریان برابر ۱/۵ میلی آمپر به دست می آید. در این صورت با نوشتن قانون ولتاژ کیرشف در حلقه شامل منبع تغذیه ۱۲ ولتی، مقاومت بیس Q3، ولتاژ بیس-امیتر Q3 و بیس ترانزیستور Q2 مقاومت بیس مورد نظر حدود ۴ کیلو اهم به دست می آید. برای اطمینان کامل از کار ترانزیستور در ناحیه اشباع مقاومت ۲ کیلو اهم را در نظر می گیریم.

پس، همانگونه که ملاحظه شد ترانزیستور Q3 نمی تواند به طور مستقیم با استفاده از ریزکنترل کننده که خروجی آن حداکثر ۵ ولت است خاموش و روشن گردد. برای این منظور از ترانزیستور Q5 بهره گرفته شده است که مقاومت ۲ کیلو اهم به دست آمده در بالا به طور مساوی بین مقاومت کلکتور Q5 و بیس Q3 تقسیم می شود که در شکل ۴-۴ مشاهده می شود. برای بیس ترانزیستور Q5 نیز از مقاومت ۱۰ کیلو اهم استفاده شده است.

برای تحقق دوره دشارژ یا پالس منفی جریان در هنگامی که منبع جریان خاموش است از یک مدار رله‌ای استفاده می‌گردد که با توجه به شکل ۴-۴، توسط ترانزیستور Q8 روشن می‌شود و باتری را با مقاومت بار $\frac{3}{9}$ اهمی سری می‌کند. رله مورد استفاده ۱۲ ولتی است و دارای مقاومت سیم‌پیچی در حدود ۳۵۰ اهم می‌باشد. دیود نیمه‌قدرت که به‌صورت معکوس به موازات رله متصل گردیده‌است به‌منظور حفاظت ترانزیستور Q8 در لحظه خاموش شدن آن می‌باشد. بیس ترانزیستور Q8 با استفاده از یک مقاومت ۱ کیلو اهمی مستقیماً از ریزکنترل‌کننده فرمان می‌گیرد.

اما از طرفی باتری‌های لیتیوم-یون در مقابل اضافه ولتاژ بیش از $\frac{4}{2}$ ولت حساس‌اند و در نتیجه اگر ولتاژ شارژ در این‌گونه باتری‌ها بیش از مقدار ذکر شده باشد به زودی از بین خواهند رفت. بنابراین، برای انجام آزمایشات عملی ناگزیر به طراحی مداری برای کنترل ولتاژ باتری شدیم تا از اعمال ولتاژ بیش از حد روی باتری به هنگام شارژ جلوگیری شود. در ادامه نحوه طراحی چنین مداری ارائه می‌گردد.

برای طراحی مدار کنترل ولتاژ از ساختار کنترلی ساده‌ای استفاده شده‌است که اجزای تشکیل دهنده آن در شکل ۴-۴ مشاهده می‌شوند و عبارتند از ترانزیستورهای Q6، Q7، مقاومت R9 و تقویت‌کننده عملیاتی U2. همانگونه که از شکل مشخص است تقویت‌کننده به عنوان کنترلگری عمل می‌کند که فیدبک آن ولتاژ پایانه مثبت باتری است. همچنین مدار تنظیم‌کننده ولتاژ U1، ولتاژ $\frac{4}{2}$ ولتی را به عنوان نقطه مرجع^۱ کنترل‌کننده U2 تولید می‌نماید. تقویت‌کننده عملیاتی با فیدبکی که از ولتاژ باتری می‌گیرد جریان بیس ترانزیستور Q7 را طوری کنترل می‌کند که ولتاژ باتری از $\frac{4}{2}$ ولت بیشتر نشود. لازم به ذکر است که هنگام کم‌تر بودن ولتاژ باتری از $\frac{4}{2}$ ولت، ولتاژ ورودی ناوارونگر تقویت‌کننده U2 از ولتاژ ورودی وارونگر آن بیشتر می‌شود که متعاقب آن خروجی

¹ Set point

تقویت‌کننده به سمت اشباع مثبت رفته و در نتیجه ترانزیستور Q7 خاموش می‌شود. به عبارتی دیگر کنترل‌کننده ولتاژ طراحی شده هنگامی فعال است که ولتاژ باتری بیش از $4/2$ ولت شود و در غیر این صورت غیر فعال است.

از طرفی برای میانبر جریان اضافی از مدار، از ساختار دارلینگتون استفاده شده است چرا که ممکن است جریان عبوری از مدار کنارگذر^۱ که شامل ترانزیستورهای Q6، Q7 است از ۱ آمپر فراتر رود. می‌دانیم جریان شارژ منبع در حدود $1/5$ آمپر می‌باشد. بنابراین در هنگامی که ولتاژ باتری به $4/2$ ولت می‌رسد با توضیحات فوق جریانات اضافی حداکثر تا $1/5$ آمپر می‌تواند از مدار کنارگذر عبور نماید. بنابراین ترانزیستورهای Q6، Q7 طوری انتخاب شده‌اند که جریان عبوری ذکر شده را پشتیبانی کنند. قابل توجه است که برای کنترل‌کننده U2 از تقویت‌کننده عملیاتی OP37 استفاده شده است.

۳-۴- پیاده سازی تخمینگر دوگان پیشنهادی بخش ۳-۳

الگوریتم طراحی شده برای تخمینگر دوگان در بخش ۳-۳، در این قسمت بر روی داده‌های واقعی باتری لیتیوم-یون به منظور تخمین حالت شارژ باتری، اجرا می‌گردد. باتری مورد استفاده در این آزمایشات دارای ظرفیت نامی $1/2$ آمپرساعت است. حالت شارژ که تعریف آن در فصل مقدمه ذکر شد، عبارت است از شارژ باقی مانده در باتری به کل شارژی که می‌توان در آن ذخیره نمود و بایستی با استفاده از سیگنال‌های ورودی-خروجی قابل اندازه‌گیری باتری تخمین زده شود.

اگر فرض شود که حالت‌های سیستم باتری عبارتند از ولتاژ پایانه باتری در لحظه $k-1$ و حالت شارژ آن در لحظه k ، آنگاه یکی از نمایش‌های ممکن مدل فضای حالت آن می‌تواند با استفاده از رابطه زیر داده شود که در مراجع [۴، ۴۳، ۴۴] پیشنهاد شده است

¹ By pass circuit

$$\begin{pmatrix} v_{k-1} \\ z_k \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} X_{1,k} \\ X_{2,k} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} X_{1,k+1} \\ X_{2,k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F(\mathbf{r}_k) \\ X_{2,k} + \frac{\eta_i \Delta t}{C_n} i_k \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \omega_{1,k} \\ \omega_{2,k} \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

$$\begin{pmatrix} y_{1,k} \\ y_{2,k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F(\mathbf{r}_k) \\ X_{1,k} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{1,k} \\ v_{2,k} \end{pmatrix}$$

در رابطه فوق، $F(\mathbf{r}_k)$ تابع غیر خطی است که با استفاده از شبکه عصبی بر پایه توابع شعاعی تقریب زده شده است. بردارهای ω_k و v_k به ترتیب نویز فرآیند و نویز اندازه گیری هستند. همچنین، بردار ورودی شبکه عصبی است که برابر بردار $(v_{k-1}, z_k, i_k)^T$ می باشد.

از رابطه (2-4) مشخص است که ولتاژ خروجی به صورت غیر خطی به ولتاژ لحظه قبل و حالت شارژ و جریان لحظه فعلی وابسته است. بنابراین، بر اساس مدل ارائه شده برای خروجی در رابطه (2-4)، وابستگی ولتاژ خروجی را به سیگنال های فوق الذکر به صورت زیر نشان می دهیم

$$v_k = av_{k-1} + bz_k + di_k \quad (3-4)$$

در رابطه فوق i_k جریان علامت دار باتری است به صورتیکه علامت مثبت، جریان دشارژ باتری را نشان دهد. k لحظه نمونه برداری را نشان می دهد. متغیرهای a ، b و d متغیرهای آزاد هستند که می توانند تابعی از حالت های سیستم باشند. لذا متغیرهای مذکور بایستی ابتدا به صورت عملی اندازه گیری شوند تا رفتارشان را بهتر بتوان مورد بررسی قرار داد. برای این منظور باید حالت شارژ باتری در دسترس باشد.

همانگونه که از تعریف حالت شارژ بر می آید، می توان آن را با انتگرال جریان باتری به کل شارژ قابل ذخیره در آن بیان کرد. این انتگرال گیری به صورت گسسته، معادله تفاضلی را برای حالت شارژ به صورت زیر بیان می کند

$$z_{k+1} = z_k - \left(\frac{\eta_i \Delta t}{C_t} \right) i_k \quad (4-4)$$

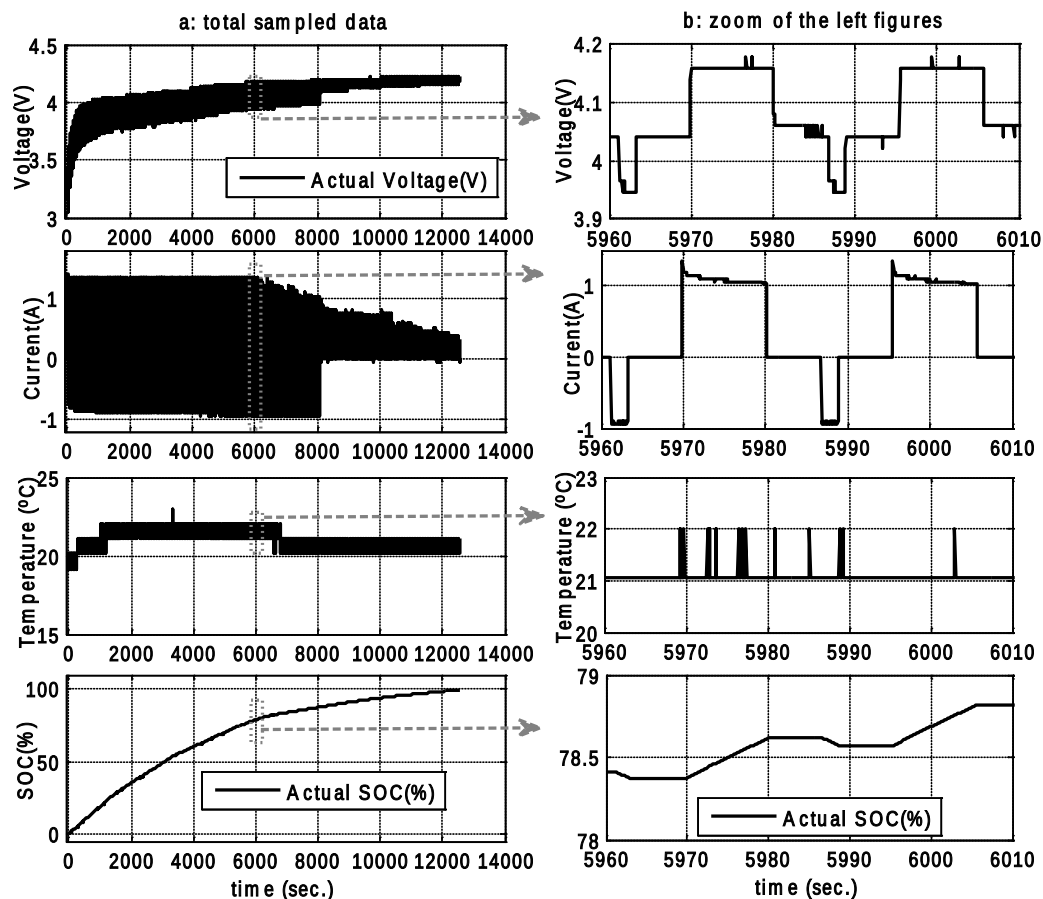
در رابطه فوق، z_k همان حالت شارژ باتری، Δt دوره نمونه برداری بر اساس ثانیه، η_i ضریب کولمبیک^۱ هستند. C_t نیز بیشینه ظرفیت در دسترس باتری را نشان می‌دهد، که می‌تواند وابسته به عمر و دمای باتری باشد. معادله فوق در واقع هما روش شمارش آمپرساعت است که در فصل مقدمه بیان شد. رابطه (۴-۴) هم به عنوان یکی از معادلات حالت در این پایان‌نامه استفاده می‌شود و هم برای محاسبه حالت شارژ مرجع در آزمایشات.

در رابطه (۴-۴) بایستی C_t و η_i را به صورت عملی اندازه گیری نمود. بنابراین، در ابتدا باتری به صورت کامل و با جریان ۰٫۳ آمپر دشارژ می‌شود تا زمانیکه ولتاژ باتری به حد آستانه ولتاژ دشارژ، یعنی ۲٫۵ ولت برسد [۸۶]. سپس، باتری دوباری با جریان ثابت حدود ۱٫۵ آمپر شارژ می‌شود تا ولتاژ آن به ۴٫۲ ولت برسد. در این حالت شارژر ولتاژ باتری در حدود ۴٫۲ ولت ثابت نگه داشته می‌شود تا جریان باتری به کمتر از ۰٫۱ آمپر تنزل کند. در این باتری از شارژر حدود ۱ ساعت جدا می‌شود. کل شارژی که در این مرحله به باتری منتقل شده است به عنوان C_t لحاظ می‌شود که به اندازه ۱٫۲ آمپرساعت محاسبه شد. پس از آن باتری با جریان پیوسته حدود ۱ آمپر، تا ولتاژ آستانه دشارژ ۲٫۵ ولت دشارژ می‌شود. کل شارژ دریافتی از باتری در این مرحله محاسبه شده و بر C_t تقسیم می‌شود تا ضریب کولمبیک η_i به دست آید، که برابر ۹۸٪ شد.

به منظور شناسایی، پالس بازتابی جریان به صورتیکه در شکل ۴-۵ نشان داده شده است، از دشارژ کامل تا شارژ کامل به باتری اعمال می‌شود. در شکل ۴-۶، کل داده‌های به دست آمده از باتری در این آزمایش در پنجره سمت چپی نمایش داده شده است. برای دید بهتر، ۵۰ ثانیه از داده‌ها در پنجره سمت راستی شکل نشان داده شده است. لازم به ذکر است که نمونه برداری از دما در این آزمایشات

¹ Coulombic efficiency

تنها برای نشان دادن تغییرات دمایی باتری است و تمام آزمایشات در دمای اتاق انجام شده‌اند. همچنین برای غنی کردن داده‌ها، در مراحل پایانی شارژ پالس‌های دشارژ یا به عبارتی جریان‌های منفی باتری حذف شده‌اند.



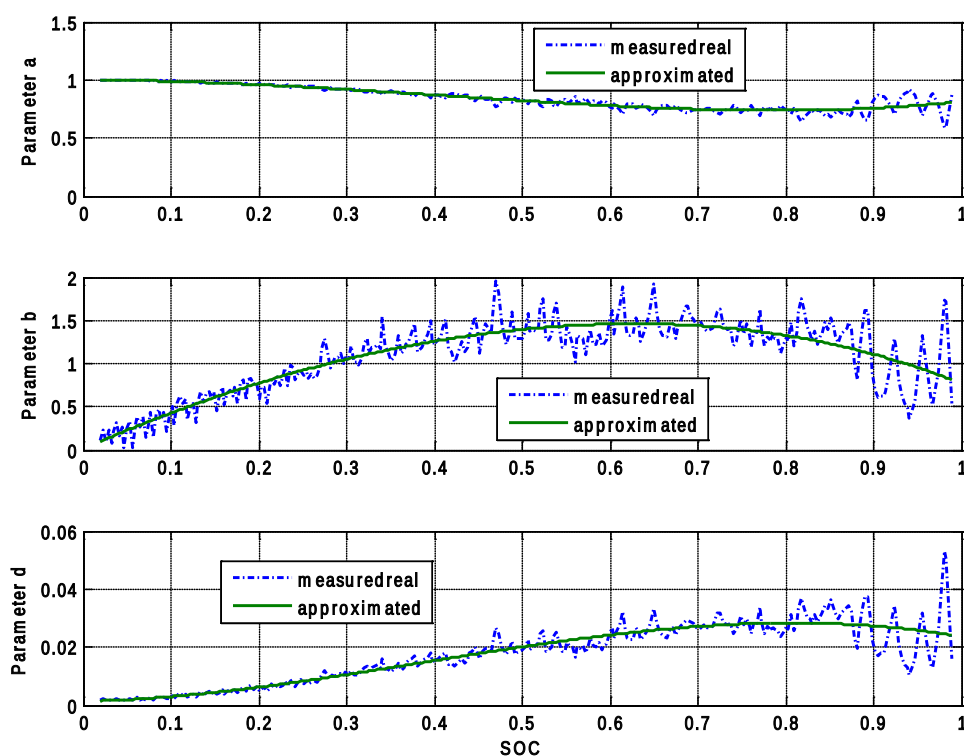
شکل ۴-۶- داده‌های حاصل از آزمایش شناسایی باتری لیتیوم-یون ۱/۲ آمپر-ساعتی در شارژ کامل. (a) کل داده‌ها. (b) ۵۰ ثانیه از داده‌های پنجره سمت چپی

از سیگنال‌های جریان، ولتاژ و حالت شارژ باتری در شکل ۴-۶ مشخص است که ولتاژ خروجی می‌تواند در هر دوره ۲۵ ثانیه‌ای، به صورت رابطه (۴-۳) مدل شود. از این روی، متغیرهای a، b و d

می‌توانند در هر دوره یاد شده و با استفاده از روش حداقل مربعات^۱ شناسایی شوند به صورتیکه مدل بازگشتی^۲ به صورت زیر باشد

$$v_k = (v_{k-1} \quad z_k \quad i_k) \begin{pmatrix} a \\ b \\ d \end{pmatrix} \quad (۵-۴)$$

همانگونه که از شکل ۴-۶ ملاحظه می‌شود، تغییرات حالت شارژ، z_k ، در هر دوره کمتر از نیم درصد است و بنابراین برای هر دوره پالس، می‌توان حالت شارژ ثابتی را فرض نمود. در نتیجه اگر متغیرهای شناسایی شده در هر دوره را بر اساس حالت شارژ در همان دوره رسم نمود شکل ۴-۷ به دست می‌آید.



شکل ۴-۷- متغیرهای شناسایی شده بر اساس داده‌های عملی و تقریب آن‌ها

¹ Least square (LS)

² regression model

بنابراین با توجه به شکل ۷-۴، می‌توان متغیرهای مذکور را به صورت تابعی از حالت شارژ در نظر گرفت. در شکل ۷-۴، متغیرهای اندازه‌گیری شده با خط چین آبی و تابع تقریب زننده آن‌ها با خط سبز نشان داده شده است. بنابراین تابع تقریب زننده متغیرها در شکل ۷-۴، در این بخش با استفاده از سیستم فازی تطبیقی پیشنهادی در فصل دوم مدل می‌شود.

با در نظر گرفتن مدل ولتاژ و حالت شارژ به ترتیب در روابط (۳-۴) و (۴-۴) و تعریف بردار حالت که در (۲-۴) مطرح شده است مدل فضای حالت پیشنهادی برای باتری به صورت زیر قابل نمایش است

$$\mathbf{X}_k \triangleq \begin{pmatrix} X_{1,k} \\ X_{2,k} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{X}_{k+1} = \begin{pmatrix} a & b \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{X}_k + \begin{pmatrix} d \\ \frac{\eta_i \Delta t}{C_n} \end{pmatrix} i_k + \begin{pmatrix} \omega_{1,k} \\ \omega_{2,k} \end{pmatrix} \quad (۴-۶)$$

$$y_k = (a \quad b) \mathbf{X}_k + d i_k + v_k$$

واضح است که مدل ارایه شده در (۴-۶) همانند مدل پیشنهادی در (۲-۷) است که می‌توان در آن متغیرهای a ، b و d را با سیستم‌های فازی-تطبیقی رابطه (۲-۹) تقریب زد. در این مرحله باید الگوریتم پیشنهادی تخمینگر دوگان در بخش ۳-۳ را به مدل به دست آمده در (۴-۶) برای تخمین حالت شارژ اعمال نمود تا بتوان تخمینگر دوگان را مورد بررسی قرار داد. اما لازم به ذکر است، از آنجا که تخمینگر دوگان هم بردار پارامتر و هم بردار حالت را طوری تخمین می‌زند که خروجی مدل تخمینگر بر خروجی واقعی سیستم منطبق شود، بنابراین تضمینی ندارد که بردار حالت‌های مدل (تخمین زده شده) به مقادیر واقعی همگرا شوند. برای غلبه بر این مشکل یا باید از مدل پیچیده‌تری استفاده نمود یا بایستی مدل مورد آزمایش را تا حدی شناسایی نمود. بنابراین، در این رساله از روش دوم استفاده می‌شود به این صورت که مقادیر اولیه تخمین پارامترها در فیلتر دوگان، از طریق شناسایی اولیه سیستم مورد نظر، مقدار دهی می‌شود.

همانطور که قبلا بیان شد، متغیرهای a , b و d با استفاده از سیستم فازی تطبیقی رابطه (۳-۹) تقریب زده می‌شوند، که البته متغیر ورودی سیستم فازی، حالت شارژ باتری، Z_k است. بنابراین سیستم فازی برای تقریب متغیرهای یاد شده به صورت زیر خواهد بود

$$\begin{aligned} \hat{f}_i(z_k) &= \sum_{l=1}^M \theta_l^i \xi_l^i = \theta_i^T \xi_i(z_k), \quad i \in \{a, b, d\} \\ \theta_i &\triangleq (\theta_1^i \quad \dots \quad \theta_M^i), \quad \xi_i(z_k) \triangleq (\xi_1^i \quad \dots \quad \xi_M^i), \\ \xi_l^i &\triangleq \frac{\exp\left(-\left(\frac{z_k - \bar{z}_l^i}{\sigma_l^i}\right)^2\right)}{\sum_{j=1}^M \exp\left(-\left(\frac{z_k - \bar{z}_j^i}{\sigma_j^i}\right)^2\right)} \end{aligned} \quad (۷-۴)$$

که متغیرهای موجود در رابطه فوق قبلا تعریف شده‌اند. همانگونه که قبلا اشاره شد، برای تعیین مقدار اولیه تخمین پارامترهای $\{\theta_a, \theta_b, \theta_d\}$ در تخمینگر دوگان پیشنهادی، آن‌ها باید به صورت ابتدایی شناسایی شوند.

برای شناسایی اولیه از داده‌های آزمایش نشان داده شده در شکل ۴-۶ استفاده می‌شود. برای تعیین بردار پارامتری سیستم‌های فازی (۷-۴) تخمینگر پارامتر $\hat{\theta}_k$ که در رابطه (۳-۲۶) ارایه شده است، به صورت زیر استفاده می‌شود. البته باید در نظر داشت که در این شناسایی اولیه، چون فرض می‌شود که حالت‌ها بدون تخمین در دست هستند (در حالت قطع-خط) بنابراین $d\hat{X}_{k+1}^-/d\theta_k$ برابر صفر فرض می‌شود

$$\begin{aligned} v_k &= v_k - (H_{\theta,k} \hat{\theta}_{k-1}^T) \\ \hat{\theta}_k &= \hat{\theta}_{k-1} + \frac{\mu H_{\theta,k}^T}{1 + \mu H_{\theta,k} H_{\theta,k}^T} v_k \end{aligned} \quad (۸-۴)$$

$$H_{\theta,k} \triangleq (\xi_a^T(z_k) v_{k-1} \quad \xi_b^T(z_k) z_k \quad \xi_d^T(z_k) i_k)$$

در پیاده‌سازی رابطه فوق، $\mu=0.00003$ در نظر گرفته شد. حالت شارژ باتری، Z_k همانطور که قبلاً بیان شد بر اساس شمارش آمپر ساعت در رابطه (۴-۴) محاسبه می‌شود. بردار $\hat{\Theta}_0$ در رابطه (۴-۸) فوق با استفاده از برداری از مقادیر تصادفی در گستره ۰ تا ۱، مقدار دهی اولیه شده است. همچنین بر اساس بهترین خطای تقریب و کمترین تعداد قواعد فازی، تعداد ۱۰ قاعده فازی برای هر متغیر آزاد به دست آمد. از آنجا که سیستم فازی (۴-۷) تنها دارای یک متغیر ورودی یعنی حالت شارژ باتری است، بنابراین ۱۰ تابع عضویت گاوسی با انحراف معیارهای برابر برای متغیر ورودی انتخاب شده است که مراکزشان به صورت یکنواخت در بازه صفر تا یک، توزیع شده است. انحراف معیار توابع عضویت مذکور برای هر سه متغیر، برابر ۰/۱ می‌باشد.

تخمینگر پارامتر (۴-۸) روی کل داده‌های آزمایش شکل ۴-۶، از آغاز تا پایان، اجرا شد. در آخر کار مقادیر به دست آمده بردار پارامتر تخمین زده شده از تخمینگر (۴-۸)، به عنوان مقادیر اولیه تخمین پارامتر در تخمینگر دوگان پیشنهادی تعیین شد. در ادامه تخمینگر پیشنهادی برای تخمین حالت شارژ باتری و بر اساس مقادیر اولیه شناسایی شده تخمین پارامتر، روی داده‌های تجربی پیاده سازی می‌شود و با تخمینگر H_∞ معمولی که در آن پارامترها شناسایی شده اولیه ثابت می‌مانند و به صورت تطبیقی تغییر نمی‌کنند، مقایسه می‌شود.

در این هنگام تخمینگر دوگان طراحی شده در (۳-۲۵) و (۳-۲۶) به مدل پیشنهادی (۴-۶)، برای تخمین حالت شارژ، اعمال می‌شود. همه پارامترهای تنظیمی برای تمام آزمایشات در این بخش در جدول ۴-۱ داده شده‌اند. لازم به ذکر است که تعیین مقادیر تنظیمی μ ، Q ، r در الگوریتم تخمین، برای به دست آوردن پاسخ مطلوب حائز اهمیت است که در این بخش آن‌ها بر اساس آزمون و خطا برای حصول بهترین پاسخ به دست آمده‌اند. بر این اساس، تخمینگر دوگان روی داده‌های آزمایش شکل ۴-۶، پیاده سازی شد، که این داده‌ها برای شناسایی اولیه بردار پارامترها نیز به کار رفته است. برای مقایسه نیز تخمینگر معمولی بدون تغییر بردار پارامترها، در کنار تخمینگر دوگان پیاده‌سازی

شد. نتایج تخمین حالت شارژ باتری در شکل ۴-۸ برای دو تخمینگر نشان داده شده است. خط سیاه تخمین حالت شارژ باتری را بر اساس تخمینگر دوگان نشان می‌دهد و خط چین خاکستری نتیجه تخمینگر معمولی را می‌نماید. همانگونه که ملاحظه می‌شود، خروجی تخمینگر دوگان هیچگونه نوسانات شدیدی در کل فرآیند ندارد، در حالیکه خروجی تخمینگر معمولی در آغاز و به مدت حدود ۵ دقیقه دارای نوسانات شدید است. همچنین ملاحظه می‌شود که تخمینگر معمولی دارای فراجاهش بسیار بزرگتری در آغاز فرآیند است و بسیار کندتر از تخمینگر دوگان پیشنهادی، به مقدار واقعی حالت شارژ باتری همگرا می‌شود.

برای ارزیابی بهتر، تحلیل خطای خروجی تخمینگرها در آزمایش اول در شکل ۴-۹ نشان داده شده است. همانگونه که مشخص است پنجره بالایی خطای خروجی دو تخمینگر را نشان می‌دهد و پنجره پایینی پروفایل^۱ انحراف معیار^۲ خطای دو تخمینگر را. برای به دست آورد پروفایل انحراف معیار خطا، ریشه میانگین مربعات^۳ خطا در هر بازه ۵۰ ثانیه‌ای از آغاز تا پایان فرآیند محاسبه می‌شود. پروفایل انحراف معیار خطا در پنجره پایینی همان نوسانات شدید آغازین تخمینگر معمولی را نشان می‌دهد و در عین حال مشخص می‌کند که rms خطای تخمینگر دوگان خیلی سریعتر از فیلتر معمولی به کمترین مقدار یعنی ۱٪ می‌رسد.

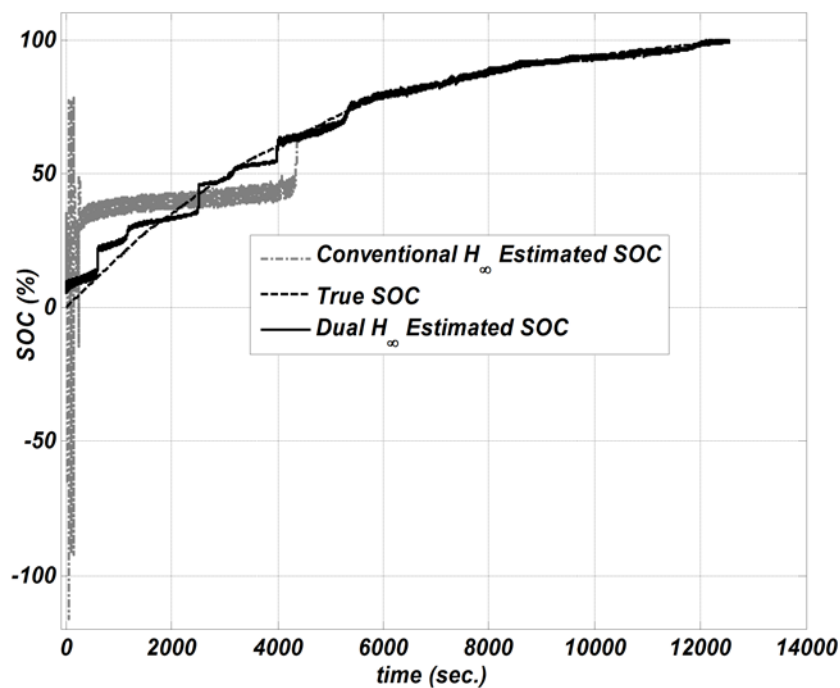
جدول ۴-۱- مقادیر پارامترهای تنظیمی تخمینگر دوگان در آزمایشات

$\hat{x}_0$	α_2	μ	Q	r	$P_{x,0}$
$[3(v) 5(\%)]^T$	20	0.00091	$0.05 * I_{2*2}$	25	I_{2*2}

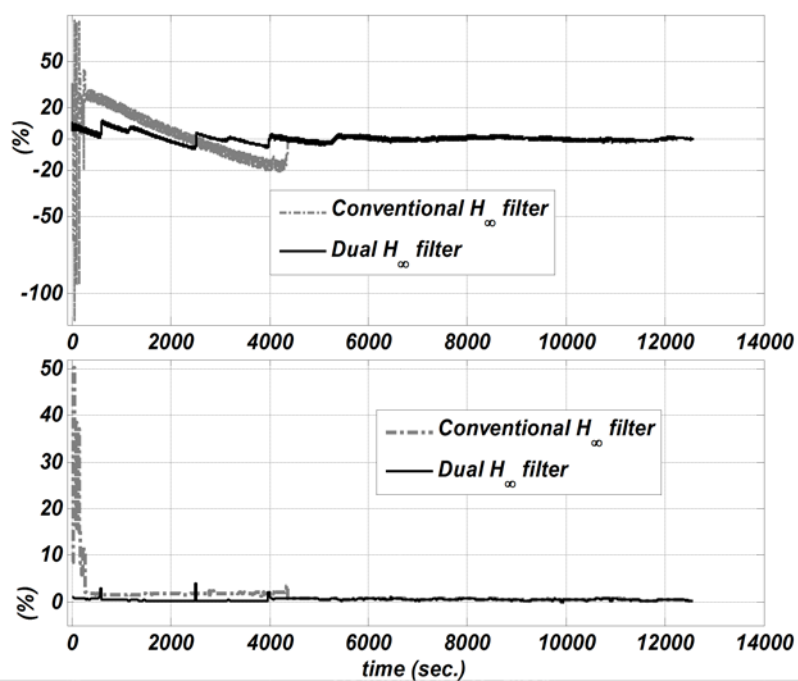
¹ Profile

² standard deviation

³ root-mean-squared (RMS)



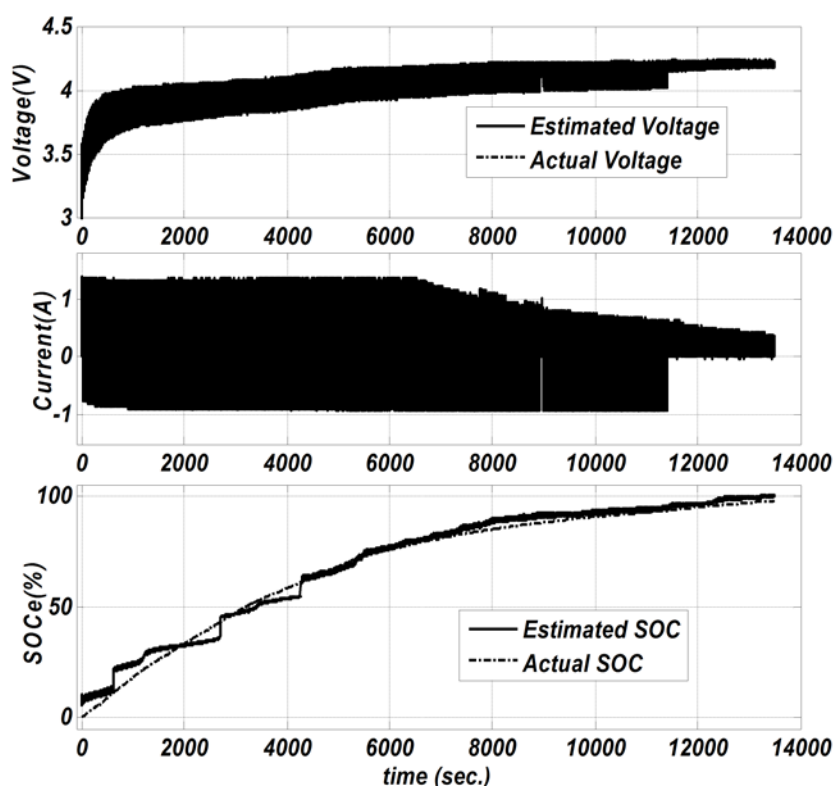
شکل ۴-۸- حالت شارژ واقعی که با شمارش آمپرساعت اندازه‌گیری شده است به همراه تخمین حالت شارژ با تخمینگر دوگان پیشنهادی و تخمینگر معمولی



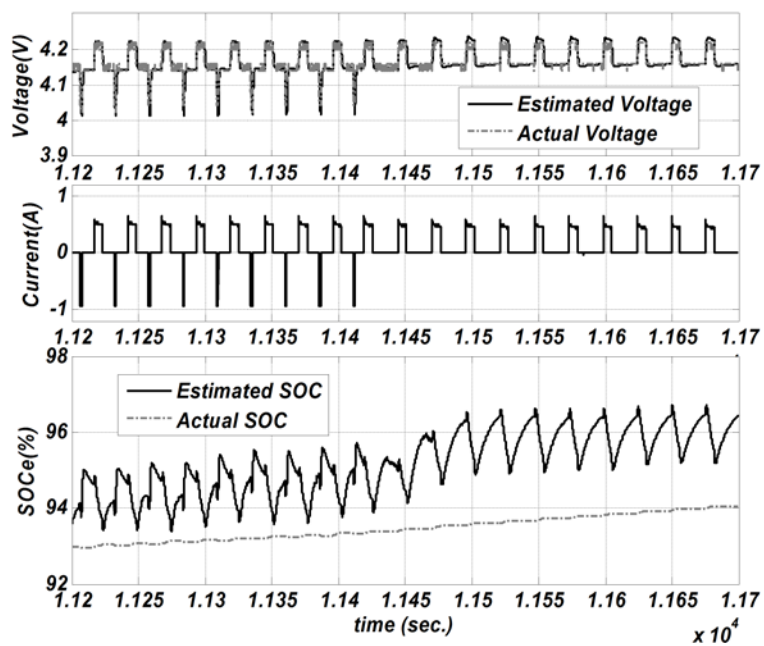
شکل ۴-۹- تحلیل خطای دو تخمینگر در آزمایش اول. خطای تخمینگر دوگان و تخمینگر معمولی (بالایی). پروفایل انحراف معیار خطای دو تخمینگر (پنجره پایینی)

در آزمایش دوم، باتری کاملاً دشارژ شده دوباره شارژ می‌شود اما این بار با پروفایل جریان شارژ متفاوت از آزمایش اول. سپس، تخمینگر دوگان پیشنهادی به همراه تخمینگر معمولی روی کل داده‌های جمع آوری شده در آزمایش دوم اجرا می‌گردند. در حالیکه تمام متغیرهای مربوطه تخمینگر، مثل آزمایش قبلی مقدار دهی می‌شوند. شکل ۴-۱۰، داده‌های نمونه‌برداری شده را در کل این آزمایش نشان می‌دهد. برای دید بهتر، ۵۰۰ ثانیه از فرآیند شکل ۴-۱۰، در شکل ۴-۱۱ نشان داده شده است.

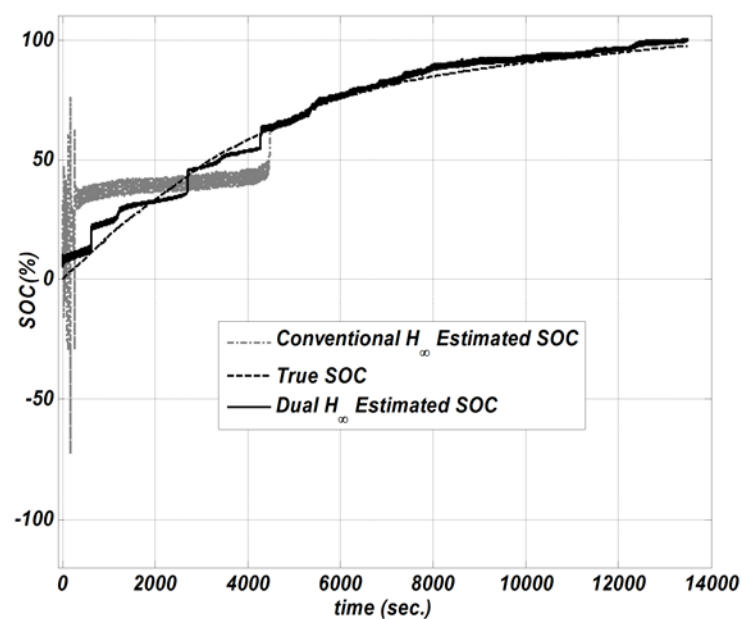
در شکل ۴-۱۲، حالت شارژ واقعی به همراه حالت شارژ تخمین زده شده با استفاده از تخمینگرهای دوگان و معمولی، نشان داده شده‌اند. همچنین تحلیل خطای تخمینگرها در این آزمایش نیز در شکل ۴-۱۳ نمایش داده شده است. نمودار خطای تخمینگرها در پنجره بالایی شکل ۴-۱۳ و همچنین پروفایل انحراف معیارشان در پنجره پایینی، نشان از برتری تخمینگر دوگان پیشنهادی دارد. از دو پنجره شکل ۴-۱۳ مشخص می‌شود که در آزمایش دوم نیز، تخمینگر دوگان پیشنهادی بر خلاف تخمینگر معمولی، دارای هیچگونه نوسانات شدیدی در طول فرآیند نمی‌باشد. همچنان که هم خطا و هم پروفایل انحراف معیار آن در تخمینگر دوگان، بسیار سریعتر از تخمینگر معمولی به کمترین مقدار، همگرا می‌شوند. علاوه بر آن، تخمینگر دوگان پیشنهادی دارای دقت بهتری نسبت به تخمینگر معمولی است. چرا که بر اساس محاسبات آماری مشخص شد که حدود ۹۰٪ نتایج خروجی تخمینگر دوگان در این دو آزمایش دارای دقت بهتر از $\pm 5\%$ هستند. در حالیکه در تخمینگر معمولی حدود ۷۳٪ از نتایج دارای دقت بهتر از $\pm 5\%$ هستند.



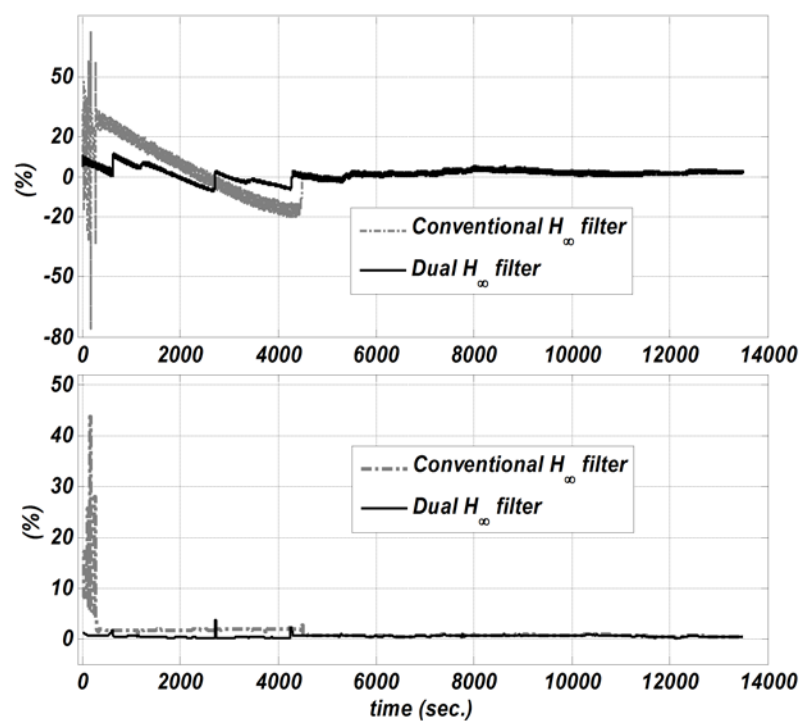
شکل ۴-۱۰- در آزمایش دوم شارژ باتری به دست آمده به همراه تخمین متغیرهای حالت بر اساس تخمینگر دوگان



شکل ۴-۱۱- ۵۰۰ ثانیه از شکل ۴-۱۰ برای دید بهتر داده‌ها و متغیرهای تخمین زده شده



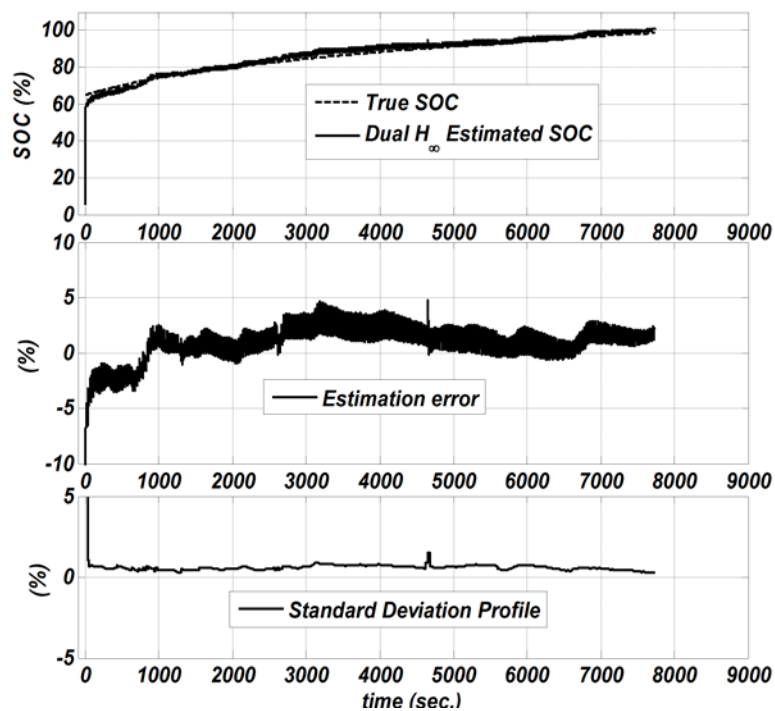
شکل ۴-۱۲- حالت شارژ واقعی به همراه حالت شارژ تخمین زده شده با تخمینگر دوگان و تخمینگر معمولی در آزمایش دوم



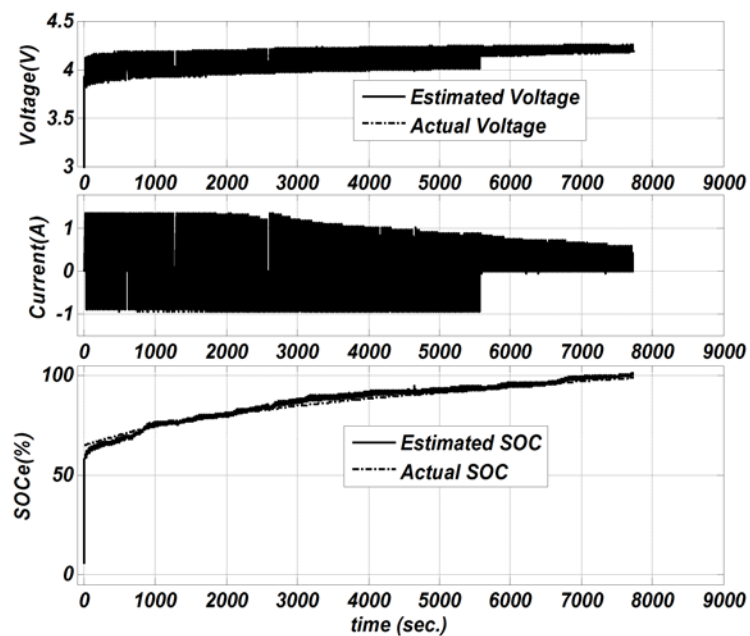
شکل ۴-۱۳- تحلیل خطای تخمینگرها در شکل ۴-۱۲. خطای تخمینگر دوگان و تخمینگر معمولی (بالایی). پروفایل انحراف معیار خطای دو تخمینگر (پنجره پایینی)

برای آن که تخمینگر پیشنهادی در شرایط اولیه دور از واقعیت ارزیابی گردد، در آزمایش سوم باتری تا حدود ۶۵٪ از ظرفیت نامی خود شارژ شد. سپس باتری را از منبع و بار جدا نمودیم و اجازه دادیم تا حدود ۳۰ دقیقه سپری شود تا باتری تقریباً به حالت پایدار خود برسد. پس از آن عملیات شارژ باتری از نو آغاز می‌شود در حالیکه داده‌ها در این هنگام ذخیره می‌گردند. سپس الگوریتم تخمینگر پیشنهادی به داده‌های ذخیره شده اعمال شد، در حالیکه شرایط اولیه تخمینگر دوگان درست مانند آزمایشات قبلی می‌باشد. نتایج پیاده‌سازی تخمینگر دوگان در این آزمایش سوم در شکل‌های ۴-۱۴ تا ۴-۱۶ نشان داده شده‌اند. پنجره بالایی در شکل ۴-۱۴، حالت شارژ تخمین زده شده را بر اساس تخمینگر دوگان پیشنهادی در آزمایش سوم نشان می‌دهد. دو پنجره پایینی نیز خطای تخمین و پروفایل انحراف معیار آن را در تخمینگر دوگان نشان می‌دهند.

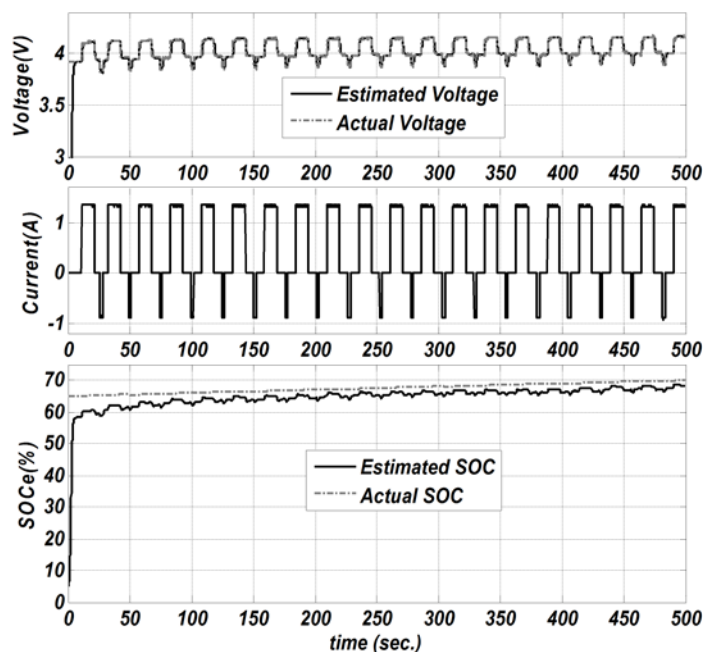
از شکل ۴-۱۴، مشخص است که با وجود خطای اولیه تخمین حالت زیاد، تخمینگر دوگان پیشنهادی دارای پاسخی سریع و دقیقی خوب است. شکل ۴-۱۵ تمام داده‌های نمونه‌برداری را در کنار تخمین متغیرهای حالت با استفاده از تخمینگر دوگان نشان می‌دهد. شکل ۴-۱۶ نیز ۵۰۰ ثانیه آغازین فرآیند شکل ۴-۱۵ را برای دید بهتر نشان می‌دهد. از شکل ۴-۱۶ ملاحظه می‌شود که حالت شارژ تخمین زده شده در کمتر از ۱ دقیقه به محدوده خطای کمتر از ۵٪ می‌رسد که این سرعت پاسخ در مقایسه با کارهای قبلی که در بخش بعدی نشان داده خواهد شد، بسیار سریعتر است.



شکل ۴- ۱۴- نتایج حاصل از تخمینگر دوگان با شرایط اولیه همانند دو آزمایش قبلی و مقدار اولیه حالت شارژ واقعی ۶۵٪ (بالایی). خطای تخمین (میانی). پروفایل انحراف معیار خطای تخمین (پایینی).



شکل ۴- ۱۵- داده‌های تجربی به دست آمده در آزمایش سوم به همراه تخمین متغیرهای حالت با استفاده از تخمینگر دوگان پیشنهادی



شکل ۴-۱۶-۵۰۰ ثانیه آغازین از فرآیند شکل ۴-۱۵.

۴-۴- پیاده سازی تخمینگر تطبیقی بخش ۳-۴

در این بخش الگوریتم ارایه شده در بخش ۳-۴ که در جدول ۳-۱ نشان داده شده است، روی داده‌های حاصل از سه آزمایشی که در بخش پیش بیان شد، پیاده سازی می‌شود. تفاوت این بخش با بخش قبلی آن است که از مدل شناسایی شده در تخمینگر استفاده می‌شود و بنابراین با این روش نمی‌توان پارامترهای سیستم را در کنار تخمین حالت، شناسایی نمود. همانگونه که قبلاً نیز اشاره شد، تخمینگر تطبیقی بر اساس تنظیم ماتریس‌های وزنی، تنها برای جبران سازی عدم قطعیت مدل سازی استفاده می‌شود و بنابراین، نمی‌تواند تغییرات پارامتری را ردیابی کند.

برای پیاده‌سازی تخمینگر جدول ۳-۱، مدل سیستم باید مشخص باشد. از این روی، از مدل ارایه شده در (۴-۶) استفاده می‌شود. اما متغیرهای a ، b و d در آن با استفاده از چند جمله‌ای درجه ۴ تقریب زده می‌شوند. در چند جمله‌ای مذکور، متغیر مستقل همان حالت شارژ باتری است. در واقع چند جمله‌ای‌های مذکور تابع تقریب متغیرهای یاد شده را در شکل ۴-۷، مدل می‌کنند. ضرایب چند

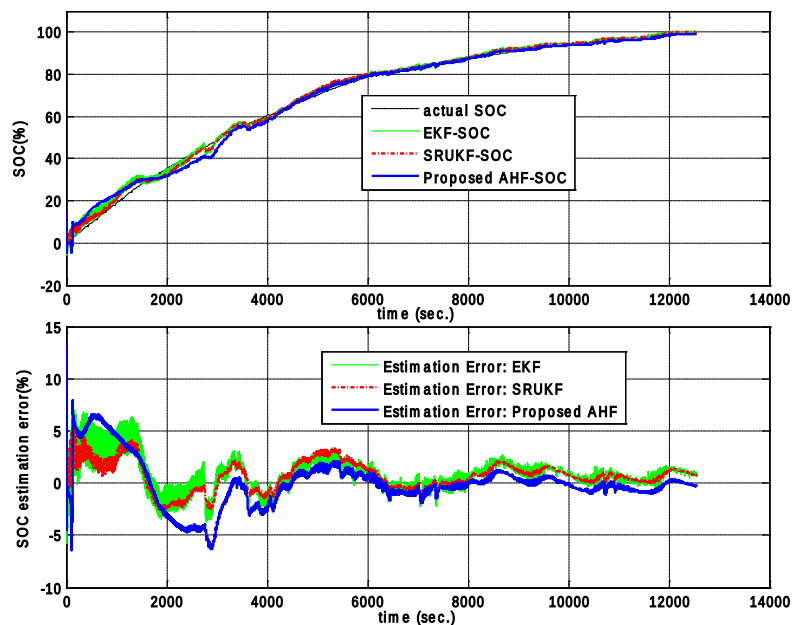
جمله‌ای با استفاده از روش LS [۱۰]، و مقادیر اندازه‌گیری شده متغیرها در شکل ۴-۷، شناسایی می‌شوند.

پس از شناسایی ضرایب چند جمله‌ای، مدل (۴-۶) را داریم با متغیرهای a ، b و d که با چندجمله‌ای‌های شناسایی شده درجه ۴، جایگزین شده‌اند. در این هنگام می‌توان الگوریتم جدول ۳-۱ را که با نام AHF^1 شناخته می‌شود، با مدل شناسایی شده فوق الذکر، بر داده‌های باتری اعمال نمود. در الگوریتم مذکور، N برابر ۲ در نظر گرفته شده است. الگوریتم AHF ، در ابتدا روی داده‌های آزمایش اول در بخش قبلی که در شکل ۴-۶ نمایش داده شده، اجرا می‌گردد. همچنین برای مقایسه، حالت شارژ تخمین زده شده با روش AHF ، در کنار حالت شارژ تخمین زده شده با فیلتر کالمن (EKF) و فیلتر بدون تکیه ($SRUKF$) که به ترتیب در [۴] و [۴۳] پیشنهاد شده‌اند، آورده شده است. نتایج تخمین با سه فیلتر در شکل ۴-۱۷ آورده شده است. همانگونه که مشخص است، حالت شارژ تخمین زده شده با روش پیشنهادی AHF در جدول ۳-۱، دارای نویز کمتری نسبت به دیگر فیلترها است. همچنین فیلتر AHF بعد از ۴۰۰۰ ثانیه دارای خطای کمتری نسبت به دیگران است.

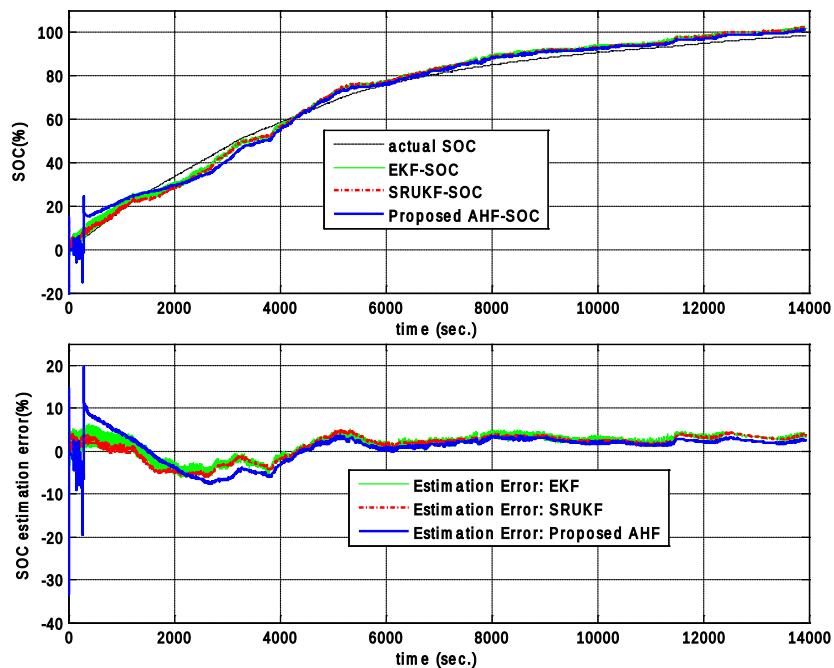
برای بررسی پاسخ فیلتر با داده‌هایی غیر از داده‌های آموزشی آزمایش اول، الگوریتم AHF به داده‌های آزمایش دوم بخش پیشین که در شکل ۴-۱۰ نشان داده شده است، اعمال می‌گردد. نتایج حاصل در شکل ۴-۱۸ نشان داده شده است. شکل ۴-۱۸ نتایج حاصل برای تخمین حالت شارژ را با استفاده از سه نوع تخمینگر AHF ، EKF و $SRUKF$ نشان می‌دهد. پنجره بالایی حالت شارژ تخمین زده شده را با سه فیلتر به همراه حالت شارژ واقعی نمایش می‌دهد و پنجره پایینی خطاهای سه تخمینگر را. همچنان که از شکل ۴-۱۸ پیداست، فیلتر پیشنهادی AHF در جدول ۳-۱، دارای نویز

¹ Adaptive H_∞ filter (AHF)

کمتری نسبت به دو فیلتر دیگر است و در حالت‌های شارژ بالای ۵۰٪ نسبت به دیگر فیلترها خطای کمتری دارد.

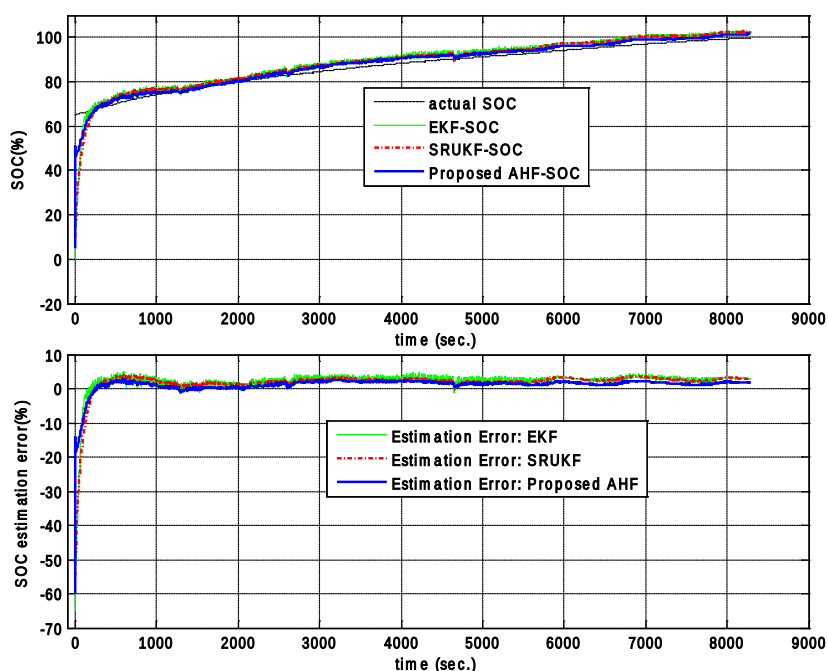


شکل ۴- ۱۷- حالت شارژ واقعی به همراه حالت شارژ تخمین زده شده با سه فیلتر در آزمایش اول شکل ۴-۶. حالت شارژ (پنجره بالای). خطای تخمین (پنجره پایینی)

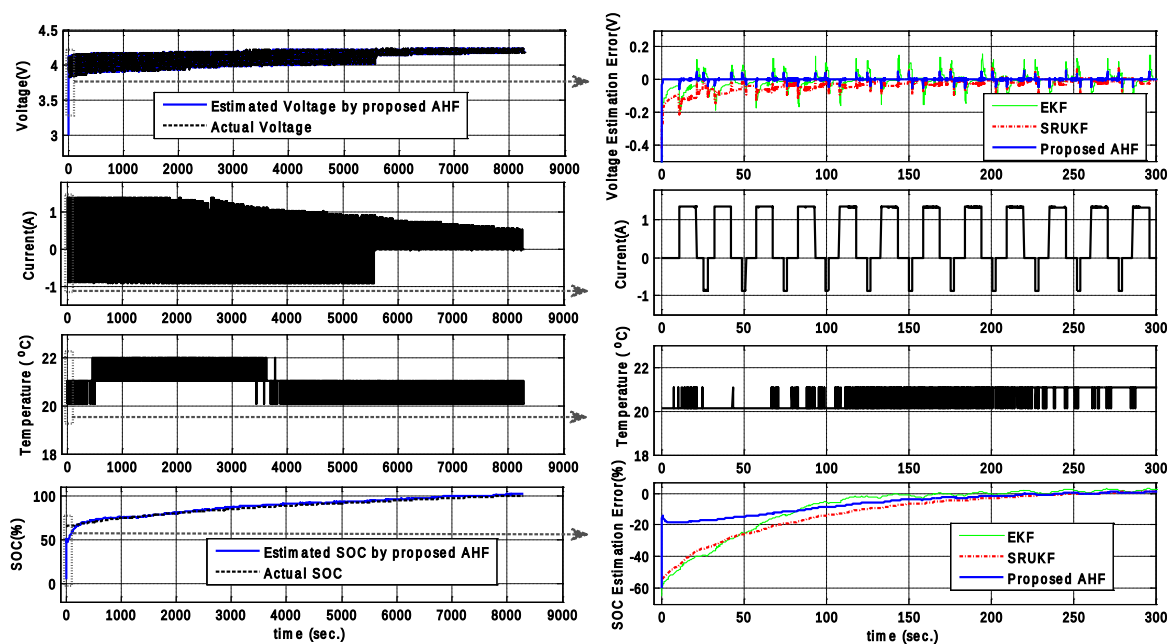


شکل ۴- ۱۸- حالت شارژ واقعی به همراه حالت شارژ تخمین زده شده با سه فیلتر در آزمایش دوم شکل ۴-۱۰. حالت شارژ (پنجره بالای). خطای تخمین (پنجره پایینی)

برای بررسی رفتار تخمینگر در شرایط اولیه متفاوت از واقعیت، الگوریتم AHF بر روی داده‌های حاصل از آزمایش سوم که در شکل ۴-۱۵ بخش قبلی نمایش داده شده است، پیاده سازی می‌گردد. نتایج در شکل‌های ۴-۱۹ و ۴-۲۰، نشان داده شده‌اند. پنجره بالایی شکل ۴-۱۹، حالت شارژ واقعی را به همراه حالت‌های شارژ تخمین زده شده با سه تخمینگر مذکور نمایش می‌دهد. پنجره پایینی نیز خطاهای تخمین فیلترها را می‌نماید. داده‌های جمع‌آوری شده در آزمایش سوم در پنجره چپی شکل ۴-۱۹ نشان داده شده است و برای وضوح بیشتر در بررسی پاسخ سه تخمینگر، ۳۰۰ ثانیه آغازین آزمایش به همراه تخمین متغیرهای حالت با سه فیلتر، در پنجره سمت راستی نشان داده شده است. مشخص است که تخمینگر پیشنهادی AHF همچنان دارای نویز کمتری است. برای مقایسه بهتر سه تخمینگر، میانگین و RMS خطای تخمینگرها در طول فرآیند، برای هر سه آزمایش آورده شده است.



شکل ۴-۱۹- حالت شارژ واقعی با مقدار اولیه ۶۵٪ به همراه حالت شارژ تخمین زده شده با سه فیلتر دیگر با همان شرایط آزمایشات قبلی. حالت شارژ (پنجره بالایی). خطای تخمین (پنجره پایینی)



شکل ۴-۲۰- داده های تجربی در آزمایش سوم بخش پیش به همراه ۳۰۰ ثانیه آغازین آن با مقایسه سه تخمینگر

جدول ۴-۲- مقایسه میانگین و RMS خطای سه تخمینگر در تخمین حالت شارژ باتری در سه آزمایش

آزمایش	Mean of Error (bias) (%)			RMS of Error (%)		
	EKF	SRUKF	AHF	EKF	SRUKF	AHF
۱	1	0.75	-0.02	2.03	1.57	2.29
۲	1.7	1.25	0.84	3.05	3.01	3.35
۳	2.04	1.86	1.17	4.25	4.22	2.33

فصل پنجم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱- نتیجه‌گیری

همانگونه که دیده شد، در این پایان نامه طراحی تخمینگر دو گان بر اساس مدل سازی فازی تطبیقی ارایه گردید و برای ارزیابی صحت عملکرد روی داده های تجربی به دست آمده از باتری و به منظور تخمین حالت شارژ پیاده سازی شد. همچنین در کنار آن فیلتر H_{∞} تطبیقی، که بر اساس تنظیم ماتریس های وزنی کار می‌کند، ارایه گردید و با دو نوع فیلتر کالمن در پیاده سازی برای تخمین حالت شارژ باتری مقایسه شد.

اولین نتیجه‌ای که از پیاده سازی‌های فوق می‌توان گرفت آن است که فیلترهای مبتنی بر معیار H_{∞} تخمینگرهای مقاوم و پایدارند. مقاوم بودن به این معنا که بهره انرژی خطای تخمینگر نسبت به ورودی‌های اغتشاش از حد معینی کمتر است و پایداری به این معنی که خروجی خطای تخمینگر نسبت به ورودی‌های اغتشاش با انرژی محدود، دارای انرژی محدود است. که این خواص در عمل نیز نشان داده شد.

یکی دیگر از ویژگی‌های مطلوب این نوع تخمینگرها نسبت به دیگر انواع به خصوص فیلترهای کالمن آن است که با پیدا کردن پاسخ برای مساله H_{∞} پایداری ورودی محدود- خروجی محدود تخمینگر تضمین می‌شود چراکه تعریف مساله H_{∞} بر اساس این نوع پایداری قرار دارد. همانگونه که در طراحی و پیاده‌سازی تخمینگر H_{∞} دوگان ملاحظه شد پایداری تخمینگر به دست آمده برای فرآیند غیر خطی، بر اساس حل مساله H_{∞} تضمین شد. در ضمن در طراحی این نوع تخمینگرها، نیازی به دانستن اطلاعات آماری از فرآیند مورد تخمین وجود ندارد. در صورتیکه در طراحی تخمینگرهایی مانند فیلتر کالمن که تابع هزینه آن میانگین یا امید ریاضی مربعات خطاست، اثبات پایداری و طراحی تخمینگر بدون فرض گاوسی بودن فرآیند مورد نظر، ناممکن است.

از دیگر ویژگی‌های تخمینگر دوگان پیشنهادی آن است که تخمینگر پارامتر آن به صورتی از الگوریتم میانگین حداقل مربعات نرمالیزه تبدیل شده است که دارای دو ویژگی بسیار مهم است. نخست آنکه پارامترهای تنظیمی آن کاهش یافته است و دوم آنکه درجه محاسباتی تخمینگر حاصل یک درجه از معادل معمولی آن کمتر است. چرا که اگر تخمینگر پارامتر به همان صورت تخمینگر حالت می‌بود که دارای حداقل دو ماتریس تنظیمی است، آنگاه هم عمل تنظیم تخمینگر دوگان برای پیاده‌سازی کاری طاقت‌فرسا و زمانبر می‌شد و هم آن که درجه محاسباتی آن یک درجه بالاتر بود.

از دیگر ویژگی‌های تخمینگر پیشنهادی، استفاده از مدل‌سازی فازی-تطبیقی برای سیستم غیر خطی در نظر گرفته شده است. همانگونه که در فصل‌های قبلی اشاره شد، مدل پیشنهادی در کاربردهایی نظیر پردازش سیگنال‌های سری زمانی، سیگنال صحبت و مدارات غیر خطی مانند باتری کاربرد دارد و با استفاده از آن می‌توان فرآیندهای غیر خطی را در این کاربردها، مدل کرد.

۵-۲- پیشنهادات

با وجود ویژگی‌های حاصل شده از اجرای این پایان نامه هنوز کارهای زیادی برای بهبود روش پیشنهادی باقیست:

اول آن که مدل پیشنهادی را طوری تغییر داد که کلاس بیشتری از سیستم‌های دینامیکی را شامل گردد.

دوم آنکه تابع عملکردی بهتری پیشنهاد و حل شود. برای مثال، دو تابع عملکردی جدا برای تخمینگر پارامتر و تخمینگر حالت می‌تواند در نظر گرفته شود و با استفاده از روشهای بهینه سازی چندگانه پاسخ مساله به دست آید.

سوم آن که روش پیشنهادی در پیش بینی سیگنال‌های غیر خطی سری زمانی و پردازش سیگنال صدا پیاده سازی شود

چهارم آن که روشی تطبیقی برای تنظیم پارامترهای دیگر سیستم‌های فازی مانند میانگین و واریانس توابع عضویت آنها، ارایه گردد.

فهرست منابع

- [١] F. C. Schweppe, *Uncertain dynamic systems*: Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1973.
- [٢] C. T. Chen, *Linear system theory and design*: CBS College Publishing, 1984.
- [٣] S. Haykin, *Kalman filtering and neural networks*: John Wiley and Sons ,Inc., New York, 2001.
- [٤] M. Charkhgard and M. Farrokhi, "State-of-Charge Estimation for Lithium-Ion Batteries Using Neural Networks and EKF," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 4178-4187, December 2010.
- [٥] H. He, R. Xiong, H. Guo, "Online estimation of model parameters and state-of-charge of LiFePO₄ batteries in electric vehicles" *Applied Energy*, vol. 89, pp. 413-420, 2012.
- [٦] M. Charkhgard, M. H. Zarif, "Design of Adaptive H-infinity Filter for Implementing on State-of-Charge Estimation Based on Battery SOC-Varying Modeling", *IET Power Electronics*, doi: 10.1049/iet-pel.2014.0523, 2015.
- [٧] M. Charkhgard, and M. H. Zarif, A. Akbarzadeh Kalat, " Adaptive H-infinity Filter Design for Implementing on Battery State-of-Charge Estimation Based on Fuzzy Modeling " 29th International Power System Conference on Intelligent Systems, Oct. 2014, Tehran, Iran.
- [٨] B. Hassibi, A. H. Sayed, and T. Kailath, "Linear Estimation in Krein Spaces- Part II: Application," *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. 41, pp. 34-49, 1996.
- [٩] V. K. Madisetti and D. B. Williams, *The digital signal processing handbook*, in The electrical engineering handbook series, J. M. Mendel, Ed., ed Boca Raton, Fla: CRC Press LLC, 1999.
- [١٠] K. J. Åström and B .Wittenmark, *Adaptive control*, 2. ed. Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1995.

- [١١] S. J. Julier and J. K. Uhlmann, "A New Extension of the Kalman Filter to Nonlinear Systems," in *AeroSense: The 11th Int. Symp. on Aerospace/Defence Sensing, Simulation and Controls*, 1997.
- [١٢] B. Hassibi, T. Kailath, and A. H. Sayed, "Array algorithms for H-infinity estimation," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, pp. 702-706, 2000.
- [١٣] W. Zhang, B. S. Chen, and C. S. Tseng, "Robust H-infinity for Nonlinear Stochastic Systems," *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 53, pp. 589-598, 2005.
- [١٤] J. Seo, M. J. Yu, C. G. Park, and J. G. Lee, "An Extended Robust H-infinity Filter for Nonlinear Uncertain Systems with Constraints," in *44th IEEE Conference on Decision and Control*, Seville, Spain, 2005, pp. 1935-1940.
- [١٥] L. X. Wang, *A Course in Fuzzy Systems and Control*: Prentice Hall International Inc., 1997.
- [١٦] J. L. Castro and M. Delgado, "Fuzzy systems with defuzzification are universal approximators," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern, B Cybern*, vol. 26, pp. 149-152, 1996.
- [١٧] K. Tanaka and M. Sano, "On the concepts of regulator and observer of fuzzy control systems," in *Fuzzy Systems*, 1994. *IEEE World Congress on Computational Intelligence*, Proceedings of the Third IEEE Conference on, vol. 2, pp. 767-772, 1994.
- [١٨] P. Bergsten, R. Palm, and D. Driankov, "Observer for Takagi-Sugeno Fuzzy Systems," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., B Cybern.*, vol. 32, pp. 114-121, 2002.
- [١٩] P. Korbba, R. Babuska, H. B. Verbruggen, and P. M. Frank, "Fuzzy Gain Scheduling: Controller and Observer Design Based on Lyapunov Method and Convex Optimization," *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol. 11, pp. 285-298, 2003.

- [୧୦] Z. Gao, X. Shi, and S. X. Ding, "Fuzzy State/Disturbance Observer Design for T–S Fuzzy Systems With Application to Sensor Fault Estimation " *Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 875 – 880, 2008.
- [୧୧] H. K. Lam, H. Li, and H. Liu, "Stability analysis and control synthesis for fuzzy-observer-based controller of nonlinear systems: a fuzzy-model-based control approach " *Control Theory & Applications, IET* vol. 7, pp. 663 – 672, 2013.
- [୧୨] S. F. Derakhshan, and A. Fatehi, "Non-Monotonic Lyapunov Functions for Stability Analysis and Stabilization of Discrete Time Takagi-Sugeno Fuzzy Systems," *Int. J. Innov. Comput. Inf. Control*, vol. 10, no. 4, pp. 1567-1586, 2014.
- [୧୩] F. Li, P. Shi, L. Wu, and X. Zhang, "Fuzzy Model Based D-Stability and Non-Fragile Control for Discrete-Time Descriptor Systems with Multiple Delays," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 22, no. 4, pp. 1019-1025, 2014.
- [୧୪] B. S. Chen, C. L. Tsai, and D. S. Chen, "Robust H_∞ and mixed H_2/H_∞ filters for equalization designs of nonlinear communication systems: fuzzy interpolation approach " *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol. 11, pp. 384 – 398, 2003.
- [୧୫] Z. Huaguang, L. Shuxian, and L. Derong, "Fuzzy H_∞ Filter Design for a Class of Nonlinear Discrete-Time Systems With Multiple Time Delays," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 453-469, 2007.
- [୧୬] J. Qiu, G. Feng, and H. Gao, "Nonsynchronized-State Estimation of Multichannel Networked Nonlinear Systems With Multiple Packet Dropouts Via T–S Fuzzy-Affine Dynamic Models " *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 75 – 90, 2011.
- [୧୭] K. Zhang, B. Jiang, and P. Shi, "Fault Estimation Observer Design for Discrete-Time Takagi–Sugeno Fuzzy Systems Based on Piecewise Lyapunov Functions " *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 192 – 200, 2012.
- [୧୮] B. S. Chen, W. H. Chen, and W. Zhang, "Robust Filter for Nonlinear Stochastic Partial Differential Systems in Sensor Signal Processing: Fuzzy Approach " *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 957 – 970, 2012.

- [۲۹] H. Moodi and M. Farrokhi, "Robust observer design for T-S systems with nonlinear consequent parts ", Mashhad Conf., 2012.
- [۳۰] P. A. Ioannou, and J. Sun, *Robust Adaptive Control*: Prentice Hall, 1996.
- [۳۱] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*: Prentice Hall, Inc., 1996.
- [۳۲] L. Ljung, *System identification*, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1987.
- [۳۳] X. Shen, and L. Deng, "A dynamic system approach to speech enhancement using the H_{∞} filtering algorithm," *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 7, no. 4, pp. 391-399, 1999.
- [۳۴] A. Jamoos, E. Grivel, N. Shakarneh, and H. Abdel-Nour, "Dual optimal filters for parameter estimation of a multivariate autoregressive process from noisy observations," *IET Signal Processing*, vol. 5, no. 5, pp. 471-479, 2011.
- [۳۵] D. Labarre, E. Grivel, M. Najim, and N. Christov, "Dual H_{∞} Algorithms for Signal Processing—Application to Speech Enhancement," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 11, pp. 5195-5208, 2007.
- [۳۶] I. Chairez, "Differential Neuro-Fuzzy Controller for Uncertain Nonlinear Systems," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 21, no. 2, 2013.
- [۳۷] D. Simon, "Kalman filtering for fuzzy discrete time dynamic systems," *Applied Soft Computing*, vol. 3, pp. 191-207, 2003.
- [۳۸] C. S. Tseng, and B. S. Chen, "Robust Fuzzy Observer-Based Fuzzy Control Design for Nonlinear Discrete-Time Systems With Persistent Bounded Disturbances," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 17, no. 3, pp. 711-723, 2009.
- [۳۹] S. Cao, N. Rees, and G. Feng, "Analysis and design for a class of complex control systems. Part I: Fuzzy modeling and identification," *Automatica*, vol. 33, no. 6, pp. 1017-1028, 1997.
- [۴۰] M. Muhammad, S. Buyamin, M. N. Ahmad, and S. W. Nawawi, "Takagi-Sugeno fuzzy modeling of a two-wheeled inverted pendulum robot," *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, vol. 25, no. 3, pp. 535-546, 2013.

- [٤١] A. J. Barragána, B. M. Al-Hadithib, A. Jiménez, and J. M. Andújar, “A general methodology for online TS fuzzy modeling by the extended Kalman filter,” *Applied Soft Computing*, vol. 18, pp. 277-289, 2014.
- [٤٢] C. W. Park, and Y. W. Cho, “T–S Model Based Indirect Adaptive Fuzzy Control Using Online Parameter Estimation,” *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern, B Cybern*, vol. 34, no. 6, pp. 2293-2302, 2004.
- [٤٣] H. Gholizade-Narm, and M. Charkhgard, “Lithium-ion battery state of charge estimation based on square-root unscented Kalman filter,” *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 9, pp. 1833-1841, 2013.
- [٤٤] A. Alfi, M. Charkhgard, and M. H. Zarif, “Hybrid state of charge estimation for lithium-ion batteries: design and implementation,” *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 11, pp. 2758–2764, 2014.
- [٤٥] A. V. Oppenheim, and A. S. Willsky, *Signals and Systems*: Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1983.
- [٤٦] H. Rahimi-Eichi, F. Baronti, and M. Y. Chow, “Online Adaptive Parameter Identification and State-of-Charge Coestimation for Lithium-Polymer Battery Cells ” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 4, pp. 2053-2061, April, 2014.
- [٤٧] K. Kiriakidis and T. O'Brien, "H-Infinity Parameter Estimation for State-Space Models," in *Proceeding of the 2004 American Control Conference*, Boston, Massachusetts, 2004.
- [٤٨] B. Hassibi, A. H. Sayed, and T. Kailath, “ H_∞ Optimality of the LMS Algorithm,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 44, no. 2, pp. 267-280, 1996.
- [٤٩] G. H. Golub, and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, 4th ed.: Johns Hopkins University Press, 2013.
- [٥٠] F. Sun, X. Hu, Y. Zou, S. Li, “Adaptive unscented Kalman filtering for state of charge estimation of a lithium-ion battery for electric vehicles” *Energy*, vol. 36, pp. 3531-3540, 2011.

- [٥١] G. L. Plett, "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs, Part 3: State and parameter estimation," *J. Power Sources*, vol. 134, no. 2, pp. 277–292, 2004.
- [٥٢] Crompton, T.R., *Battery Reference Book*, Oxford, U.K.: Newnes, 2000.
- [٥٣] Pop, V., Bergveld, H.J., Notten, P.H.L., and Regtien, P.P.L., "State-of-the Art of Battery State-of-Charge Determination", *Meas. Sci. Technol.*, vol. 16, no. 12, pp. R93–R110, 2005.
- [٥٤] Piller, S., Perrin, M., and Jossen, A., 'Methods for State-of-Charge Determination and Their Applications', *J. Power Sources*, vol. 96, no. 1, pp. 113-120, 2001,.
- [٥٥] Hussein, A.A.H. and Batarseh, I., 'A Review of Charging Algorithms for Nickel and Lithium Battery Chargers', *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 3, pp. 830-838, 2011.
- [٥٦] Kim, J., Lee, S., and Cho, B.H., 'Complementary Cooperation Algorithm Based on Dekf Combined with Pattern Recognition for Soc/Capacity Estimation and Soh Prediction', *IEEE trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 436-451, 2012.
- [٥٧] Hua, C.C., Fang, Y.H., and Li, P.H., 'Charge Equalization for Series-Connected Lifepo4 Battery Strings', *IET Power Electron.*, DOI: 10.1049/iet-pel.2014.0567, 2015.
- [٥٨] Li, K., Xu, H., Ma, Q., and Zhao, J., 'Hierarchy Control of Power Quality for Wind-Battery Energy Storage System', *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 8, pp. 1755-4543, 2014.
- [٥٩] Liu, Y., Ge, B., Abu-Rub, H., and Peng, F.Z., 'Modeling and Controller Design of Quasi-Z-Source Inverter with Battery-Based Photovoltaic Power System', *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 7, pp. 1665-1674, 2014.
- [٦٠] Hsieh, Y.C. and Huang, C.S., 'Li-Ion Battery Charger Based on Digitally Controlled Phase-Shift Full-Bridge Converter', *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 2, pp. 242-247, 2011.

- [٩١] Hsieh, Y.C., Wu, J.L., and Chen, X.H., 'Class-E-Based Charge-Equalisation Circuit for Battery Cells', *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 7, pp. 978-983, 2012.
- [٩٢] Plett, G.L., 'Extended Kalman Filtering for Battery Management Systems of Lipb-Based Hev Battery Packs, Part 2: Modeling and Identification', *J. Power Sources*, vol. 134, no. 2, pp. 262–276, 2004.
- [٩٣] He, H., Xiong, R., Zhang, X., Sun, F., and Fan, J., 'State-of-Charge Estimation of the Lithium-Ion Battery Using an Adaptive Extended Kalman Filter Based on an Improved Thevenin Model', *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 4, pp. 1461-1469, 2011.
- [٩٤] Waag, W., Fleischer, C., and Sauer, D.U., 'Critical Review of the Methods for Monitoring of Lithium-Ion Batteries in Electric and Hybrid Vehicles', *J. Power Sources*, vol. 258, pp. 321-339, 2014.
- [٩٥] Huang, S.J., Huang, B.G., and Pai, F.S., 'An Approach to Measurements of Electrical Characteristics of Lithium-Ion Battery with Open-Circuit Voltage Function', *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 9, pp. 1968–1975, 2012.
- [٩٦] Pei, L., Lu, R., and Zhu, C., 'Relaxation Model of the Open-Circuit Voltage for State-of-Charge Estimation in Lithium-Ion Batteries', *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 3, no. 4, pp. 112–117, 2013.
- [٩٧] Huet, F., 'A Review of Impedance Measurements for Determination of State-of-Charge or State-of-Health of Secondary Batteries', *J. Power Sources*, vol. 70, no. 1, pp. 59–69, 1998.
- [٩٨] Rodrigues, S., Munichandraiah, N., and Shukla, A.K., 'A Review of State-of-Charge Indication of Batteries by Means of Ac Impedance Measurements', *J. Power Sources*, vol. 87, no. 1/2, pp. 12-20, 2000.
- [٩٩] Coleman, M., Lee, C.K., Zhu, C., and Hurley, W.G., 'State-of-Charge Determination from Emf Voltage Estimation: Using Impedance, Terminal Voltage, and Current for Lead-Acid and Lithium-Ion Batteries ', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2550–2557, 2007.

- [V•] Ranjbar, A.H., Banaei, A., Khoobroo, A., and Fahimi, B., 'Online Estimation of State of Charge in Li-Ion Batteries Using Impulse Response Concept', *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 360-367, 2012.
- [V¹] Hsieh, Y.C., Lin, T.D., Chen, R.J., and Lin, H.Y., 'Electric Circuit Modelling for Lithium-Ion Batteries by Intermittent Discharging', *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 10, pp. 2672–2677, 2014.
- [V²] Zhang, F., Liu, G., Fang, L., and Wang, H., 'Estimation of Battery State of Charge with H^∞ Observer: Applied to a Robot for Inspecting Power Transmission Lines', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1086-1095, 2012.
- [V³] Zhang, Y., Zhang, C., and Zhang, X., 'State-of-Charge Estimation of the Lithium-Ion Battery System with Time-Varying Parameter for Hybrid Electric Vehicles', *IET Control Theory Appl.*, vol. 8, no. 3, pp. 160–167, 2014.
- [V⁴] Schmidt, A.P., Bitzer, M., Imre, Á.W., and Guzzella, L., 'Experiment-Driven Electrochemical Modeling and Systematic Parameterization for a Lithium-Ion Battery Cell', *J. Power Sources*, vol. 195, pp. 5071–5080, 2010.
- [V⁵] Schmidt, A.P., Bitzer, M., Imre, Á.W., and Guzzella, L., 'Model-Based Distinction and Quantification of Capacity Loss and Rate Capability Fade in Li-Ion Batteries', *J. Power Sources*, vol. 195, pp. 7634–7638, 2010.
- [V⁶] Chen, Z., Fu, Y., and Chris Mi, C., 'State of Charge Estimation of Lithium-Ion Batteries in Electric Drive Vehicles Using Extended Kalman Filtering', *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 3, pp. 1020-1030, 2013.
- [V⁷] Chen, S.X., Gooi, H.B., Xia, N., and Wang, M.Q., 'Modeling of Lithium-Ion Battery for Online Energy Management Systems', *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 2, no. 4, pp. 202–210, 2012.
- [V⁸] Xiong, R., He, H., Sun, F., and Zhao, K., 'Evaluation on State of Charge Estimation of Batteries with Adaptive Extended Kalman Filter by Experiment Approach', *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 1, pp. 108-117, 2013.

- [^{٧٩}] Plett, G.L., 'Sigma-Point Kalman Filtering for Battery Management Systems of Lipb-Based Hev Battery Packs Part 1: Introduction and State Estimation', *J. Power Sources*, vol. 161, pp. 1356–1368, 2006.
- [^{٨٠}] S. Yanqing, 'Adaptive online state-of-charge determination based on neuro-controller and neural network ', *Energy Conversion and Management*, vol. 51, pp. 1093-1098, 2010.
- [^{٨١}] Xiong, R., Sun, F., Chen, Z., and He, H., 'A Data-Driven Multi-Scale Extended Kalman Filtering Based Parameter and State Estimation Approach of Lithium-Ion Polymer Battery in Electric Vehicles', *Applied Energy*, vol. 113, pp. 463–476, 2014.
- [^{٨٢}] Simon, D., *Optimal State Estimation*, wiley, 2006.
- [^{٨٣}] Hassibi, B., Sayed, A.H., and Kailath, T., 'Linear Estimation in Krein Spaces- Part I: Theory', *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 41, no. 1, pp. 18-33, 1996.
- [^{٨٤}] Maybeck, *Stochastic Models, Estimation, and Control*, Academic Press, 1982.
- [^{٨٥}] Blanchet, I., Frankignoul, C., and Cane, M.A., 'A Comparision of Adaptive Kalman Filters for Tropical Pacific Ocean Model', *Mon. Weather Rev.*, vol. 125, no. 1, pp. 40-58, 1997.
- [^{٨٦}] IEC 61960, 'Secondary Cells and Batteries Containing Alkaline or Other Non-Acid Electrolytes-Secondary Lithium Celles and Batteries for Portable Applications', 2012

Abstract. This thesis is concerned with the design and implementation of H_∞ state estimator of a dynamical system based on the adaptive fuzzy modeling. At first, a universal linear model is considered with some unknown variables. Since the variables are not time invariant in modeling of a real nonlinear system so they are modeled by fuzzy approximates with some free parameters. The system states constitute input variables of the fuzzy system. The novelty of this research is design of stable state and parameter estimator based on H_∞ criterion in which the system states and adaptive fuzzy systems' parameters are determined simultaneously. It will be proved that the parameter estimator is just modified normalized least mean squares (NLMS) algorithm which follows H_∞ optimality. In this way, it reduces required tuning parameters of the filter and has lower computational complexity. The proposed model can be used in signal processing such as time series and speech processing or in nonlinear circuit modeling. Finally, suggested algorithm is implemented on a practical data gathered from battery for state of charge estimation. The results show stability, good performance, fast convergence time, and robustness to far initial conditions of the suggested estimator. For comparison, the proposed method is compared with the one in which the identified free parameters are not adjusting during estimation process.

Keywords: Dual H_∞ filter, adaptive fuzzy modeling, normalized LMS, state estimation, parameter estimation, battery state of charge.



Faculty of Electrical and Robotic Engineering

**Design and implementation of robust state estimator based on adaptive
fuzzy approach**

Mohammad Charkhgard

Supervisor:

Dr. Mohammad Haddad Zarif

September 2015