تخمین جریان و کنترل جریان بدون حس‌گر مبدل Cuk با استفاده از فیلتر کالمن توسعه‌یافته

کریم هادی[۱]، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ امیرحسین رجایی[۲]، استادیار؛ اکبر رهیده[۳]، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق و الکترونیک - دانشگاه صنعتی شیراز - شیراز - ایران - k.haadi@sutech.ac.ir
۲- دانشکده مهندسی برق و الکترونیک - دانشگاه صنعتی شیراز - شیراز - ایران - a.rajaei@sutech.ac.ir
۳- دانشکده مهندسی برق و الکترونیک - دانشگاه صنعتی شیراز - شیراز - ایران - rahide@sutech.ac.ir

چکیده: روش‌های کنترل جریان بدون حس‌گر که نیاز به استفاده از حس‌گر جریان را با به کار گرفتن رؤیت‌گر جریان از میان می‌برند، می‌توانند راه‌حل‌هایی مقرون‌به‌صرفه و مطمئن برای کنترل گسسته مبدل‌های DC-DC به ارمغان بیاورند. ازآنجایی‌که هرگونه عدم دقت در مدل مبدل می‌تواند موجب انحراف جریان رؤیت‌شده از جریان واقعی سلف و درنتیجه خطای حالت ماندگار ولتاژ خروجی گردد، مدلی دقیق استخراج می‌شود که شامل مقاومت‌های پارازیتی سوئیچ، سلف‌ها و خازن‌ها و ولتاژ آستانه دیود می‌باشد. بر اساس این مدل، مبدل Cuk یک سیستم غیرخطی است. بنابراین یک فیلتر کالمن توسعه‌یافته به‌منظور تخمین جریان سلف و فیلترکردن ولتاژ خروجی به کار گرفته می‌شود. در این مقاله، یک رؤیت‌گر جریان دقیق با در نظر گرفتن عناصر پارازیتی مؤثر در مدل مبدل، برای مبدل Cuk ارائه می‌گردد. جریان تخمین‌زده‌شده به‌وسیله رؤیت‌گر، به‌منظور کنترل جریان مبدل موردنظر مورد استفاده قرار می‌گیرد. نتایج شبیه‌سازی سیستم، دقت و کارایی مناسب رؤیت‌گر و کنترل‌کننده را نشان می‌دهند.

واژه‌های کلیدی: مبدل DC-DC، مبدل Cuk، کنترل جریان بدون حس‌گر، فیلتر کالمن توسعه‌یافته، رؤیت‌گر.

Current Estimation and Sensorless Current Control of Cuk DC-DC Converter using Extended Kalman Filter

K. Hadi[1], MSc Student; A. H. Rajaei[2], Assistant Professor; A. Rahideh[3], Associate Professor

1- Department of Electrical and Electronics Engineering, Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran, Email: k.haadi@sutech.ac.ir
2- Department of Electrical and Electronics Engineering, Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran, Email: a.rajaei@sutech.ac.ir
3- Department of Electrical and Electronics Engineering, Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran, Email: rahide@sutech.ac.ir

Abstract: Current sensorless control methods, which eliminate the current sensor by using a current observer, can bring cost effective and reliable solutions to digital control of DC-DC converters. Since any inaccuracy in the model of the converter can deviate the observed current from the actual inductor current and consequently result in the steady state error of the output voltage, an accurate model is derived, incorporating the parasitic resistances of the switch, inductors and capacitors and the forward voltage of the diode. According to this model, Cuk converter is a nonlinear system. Therefore an extended Kalman filter (EKF) is used for inductor current estimation and output voltage filtering. In this paper, an accurate current observer is presented for Cuk converters by considering the influential parasitic parameters in the converter model. The estimated current from the observer, is used for current control of the converter. Simulation results of the system show the accuracy and favorable efficiency of the observer and controller.

Keywords: DC-DC converter, cuk converter, sensorless current control, extended kalman filter (EKF), observer.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۰۹/۰۳
تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۱۰/۲۴
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۱۲/۲۶
نام نویسنده مسئول: امیرحسین رجایی
نشانی نویسنده مسئول: ایران - شیراز - بلوار مدرس - دانشگاه صنعتی شیراز - دانشکده مهندسی برق و الکترونیک.

۱- مقدمه

مبدل‌های کلیدزنی DC-DC[1] به‌صورت گسترده در کاربردهای صنعتی و تجاری مانند طراحی منابع تغذیه برای رایانه‌های همراه و نمایش‌گرها، طراحی تجهیزات هوا-فضا و دفاعی، انواع خودروهای برقی، تجهیزات مخابراتی و ... به کار گرفته می‌شوند [۳-۱]. افزایش به‌کارگیری مبدل‌های کلیدزنی، نیازمند طراحی این مبدل‌ها با دقت و بازده بالا و هزینه کم می‌باشد.

کنترل جریان روشی است که به‌دلیل ویژگی‌های ذاتی آن مانند محدود کردن بیشینه جریان (حفاظت اضافه جریان) و پاسخ گذرای سریع‌تر به‌طور گسترده برای کنترل مبدل‌های DC-DC به کار گرفته شده است [۸-۴]. بااین‌حال، تمام روش‌های ارائه‌شده کنترل جریان نیازمند حس‌گر دقیق به‌منظور اندازه‌گیری جریان می‌باشند.

انواع حس‌گرهای جریان از نظر هزینه، اندازه، دقت، ایزولاسیون و ... معایب گوناگونی دارند. برای نمونه، مقاومت موازی[2] به‌دلیل نداشتن ایزولاسیون می‌تواند تلفات بالای توان را سبب شود. یکی دیگر از روش‌های نمونه‌برداری جریان غیرایزوله، استفاده از مدار آیینه جریان[3] می‌باشد، که به‌طور گسترده در مدارهای مجتمع استفاده می‌گردد. اما، این روش ممکن است مشکل تداخل الکترومغناطیسی[4] داشته باشد. تمام حس‌گرهای جریان غیرایزوله به‌صورت الکتریکی به مبدل قدرت متصل می‌شوند که سطح ایمنی را کاهش می‌دهند. حس‌گرهای اثر هال[5] با سطح قدرت تماسی نداشته و دارای دقت، پهنای باند و تلفات توان قابل قبولی می‌باشند. بااین‌حال، این‌گونه حس‌گرها گران‌قیمت می‌باشند. علاوه‌براین، جدی‌ترین محدودیت حس‌گر اثر هال، چرخه مغناطیس‌زدایی موردنیاز پس از روی دادن اضافه جریان می‌باشد. از دیگر حس‌گرهای ایزوله، حس‌گر fluxgate، حس‌گر حلقه-بسته مبتنی بر مقاومت مغناطیسی ناهمگون (AMR)، حس‌گر مقاومت مغناطیسی بزرگ (GMR) و سیستم حس‌گر امپدانس مغناطیسی بزرگ (GMI) می‌باشند. حس‌گر fluxgate دارای بالاترین دقت اندازه‌گیری است اما بسیار گران‌قیمت می‌باشد. حس‌گر حلقه-بسته مبتنی بر مقاومت مغناطیسی ناهمگون دقت بالاتری نسبت به حس‌گر اثر هال دارد. بااین‌حال، محدوده اندازه‌گیری آن کوچک‌تر و قیمت آن بالاتر می‌باشد و در برابر تداخل الکترومغناطیسی آسیب‌پذیر است. حس‌گر GMR نیز در برابر تداخل الکترومغناطیسی به‌شدت آسیب‌پذیر بوده و دقت اندازه‌گیری و قیمت آن پایین‌تر می‌باشد. سیستم حس‌گر GMI قیمت بسیار پایینی دارد اما دقت آن نسبت به تغییرات دما و گذر زمان حساس است [۹ و ۱۰]. علاوه‌براین، حس‌گرهای جریان و مدارهای پردازش آن‌ها موجب افزایش هزینه، تلفات توان، وزن، حجم، تأخیر و اغتشاش سیستم می‌گردند و هم‌چنین ممکن است بر قابلیت اطمینان سیستم نیز تأثیر منفی بگذارند [۱۸-۱۱]. بنابراین، به‌نظر می‌رسد که کنترل جریان بدون حس‌گر شیوه‌ای دقیق، مقرون‌به‌صرفه و مناسب برای کنترل گسسته (دیجیتال) مبدل‌های DC-DC باشد، به‌دلیل اینکه به هیچ سخت‌افزار اضافی نیاز ندارند، هزینه، اندازه و مصرف توان را کاهش می‌دهند اگرچه دقت ممکن است توسط اعوجاج ولتاژ و یا عدم تطابق بین رؤیت‌گر و مبدل تحت تأثیر قرار بگیرد.

به‌منظور کنترل جریان بدون حس‌گر مبدل Cuk، یک رؤیت‌گر جریان[6] مبتنی بر فیلتر کالمن توسعه‌یافته[7] (EKF) با هدف تخمین جریان سلف به کار گرفته می‌شود. ازآنجایی‌که عملکرد رؤیت‌گر کالمن به‌شکل قابل توجهی به دقت مدل‌سازی سیستم بستگی دارد [۱۹]، استخراج مدلی دقیق از مبدل Cuk بسیار حائز اهمیت است.

نظریه فیلتر کالمن (KF) از سال ۱۹۶۰ میلادی در زمینه‌های مختلف ازجمله مهندسی برق و رباتیک مورد استفاده قرار گرفته است [۲۰]. برای نمونه، در [۲۱] نوعی فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی ارائه شده که در شرایط عدم مشخص بودن اغتشاش و خطای حس‌گر در یک ربات با دو درجه آزادی، خطای حس‌گر را تشخیص داده و از دقت تخمین خوبی برخوردار می‌باشد. در مهندسی برق قدرت نیز فیلتر کالمن و فیلتر کالمن توسعه‌یافته به‌صورت گسترده‌ای به‌منظور رؤیت و تخمین پارامترهای گوناگون در ماشین‌های الکتریکی به کار برده شده‌اند. KF و EKF با هدف تخمین شار و سرعت روتور در روش‌های گوناگون کنترل موتور القایی مانند کنترل مستقیم گشتاور[8] و کنترل برداری مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۲۶-۲۲]. در [۲۷] مؤلفه‌های شار روتور موتورهای القایی با اندازه‌گیری ولتاژها و جریان‌های استاتور و سرعت روتور توسط الگوریتمی بر اساس EKF در روش‌های کنترلی مانند کنترل میدانی[9] تخمین زده شده است. هم‌چنین، به‌منظور تخمین سرعت و وضعیت روتور و کنترل پیش‌بین گشتاور بدون حس‌گر ماشین سنکرون رلوکتانسی مجهزشده با آهن‌ربای دائم، فیلتر کالمن توسعه‌یافته به کار گرفته شده است [۲۸]. در [۲۹] روشی مبتنی بر مدل برای تشخیص و عیب‌یابی خطای سیم‌بندی استاتور ژنراتور سنکرون بدون جاروبک ارائه شده است که در آن به‌منظور تخمین جریان میدان روتور، جریان میله‌های دمپر و هم‌چنین پارامترهای خطا، EKF به کار گرفته می‌شود. فیلتر کالمن توسعه‌یافته در تخمین پارامترهای مختلف موتور سنکرون آهن‌ربای دائم[10] (PMSM) نیز مورد توجه قرار گرفته است. برای نمونه EKF به‌منظور تخمین سرعت و موقعیت روتور یک PMSM به کار گرفته شده است [۳۰]. در [۳۱] از یک فیلتر کالمن توسعه‌یافته کاهش مرتبه‌یافته موازی برای کاهش منابع محاسباتی و بهبود دقت تخمین شار و سرعت روتور یک موتور سنکرون آهن‌ربای دائم بهره گرفته شده است. یک الگوریتم ساده EKF به‌همراه یک شیوه حلقه بسته بهینه برای تنظیم ماتریس‌های EKF به‌منظور تخمین سرعت یک PMSM در [۳۲] مورد استفاده قرار گرفته است. عملکرد و مقاوم بودن انواع گوناگون فیلتر کالمن و رؤیت‌گر تاکاگی- سوگنو[11] برای تخمین سرعت مؤثر باد در [۳۳] مورد تجزیه‌وتحلیل قرار گرفته است. تخمین عمر مفید باقی‌مانده یاتاقان‌ها در شرایط کارکرد گوناگون با استفاده از یک EKF انجام شده است [۳۴]. انواع فیلتر کالمن با هدف تخمین پارامترهای گوناگون در مبدل‌های الکترونیک قدرت نیز مورد استفاده قرار گرفته‌اند. برای نمونه، در [۳۵] به‌دلیل اغتشاش زیاد و کیفیت پایین دمای پیوند

اندازه‌گیری‌شده ماژول IGBT در یک اینورتر تمام-پل، از یک فیلتر کالمن به‌منظور فیلتر کردن اغتشاش و تخمین دقیق دمای پیوند بهره گرفته شده است. [۳۶] یک الگوریتم کنترلی مبتنی بر مدل برای فیلتر اکتیو قدرت موازی سه‌فاز ارائه می‌کند که با کنترل حالت لغزشی کار می‌کند و از متغیرهای تخمین‌زده‌شده به‌وسیله فیلتر کالمن بهره می‌گیرد که علاوه‌بر افزایش ایمنی حلقه کنترلی در برابر اغتشاش موجب کاهش تعداد حس‌گرهای استفاده‌شده نیز می‌گردد. در [۳۷] ولتاژ خازن و جریان سلف یک مبدل افزاینده[۱۲] از طریق یک EKF به‌منظور پیاده‌سازی کنترل پیش‌بین مدل[۱۳] مبدل موردنظر تخمین زده شده‌اند. هم‌چنین به‌منظور محاسبه تغییرات اندازه‌گیری‌نشده بار و دست‌یابی به خطای حالت ماندگار صفر برای ولتاژ خروجی در کنترل مبدل‌های DC-DC کاهنده سنکرون[۱۴] و افزاینده، فیلتر کالمن مورد استفاده قرار گرفته است [۴۰-۳۸]. برای تخمین متغیرهای حالت غیرقابل اندازه‌گیری در مدل معادل خطی‌سازی شده یک اینورتر سه‌فاز در [۴۱]، فیلتر کالمن غیرخطی بدون مشتق استفاده شده است. از KF به‌منظور تخمین ولتاژ بار در کنترل چند حلقه‌ای بدون حس‌گر یک اینورتر جدا از شبکه استفاده شده که در این حالت فقط جریان اینورتر اندازه‌گیری می‌گردد [۴۲]. به‌منظور کاهش نوسانات چرخه محدود [۱۵]در یک مبدل DC-DC کاهنده که ناشی از تفکیک‌پذیری پایین و اغتشاش مبدل آنالوگ-دیجیتال (ADC) می‌باشد، از یک فیلتر کالمن به‌منظور تخمین بهینه ولتاژ خروجی استفاده شده است [۴۳]. در [۴۴] با اندازه‌گیری جریان بار و استفاده از یک فیلتر کالمن گسسته، ولتاژ خازن‌ها در یک مبدل سه‌سلولی تخمین زده شده و درنتیجه تعداد حس‌گرها کاهش یافته است. در پژوهشی مشابه، یک رؤیت‌گر تطبیقی بر اساس فیلتر کالمن در [۴۵] برای تخمین ولتاژ خازن‌های یک مبدل ماژولار چندسطحی[۱۶] و کاهش تعداد حس‌گرهای ولتاژ ارائه شده است. در [۴۶] از یک EKF به‌منظور تخمین بردار حالت و تغییرات بار برای کنترل حالت لغزشی مبتنی بر FPGA یک مبدل SEPIC فرکانس بالا بهره گرفته شده است. هم‌چنین، یک روش کنترل پیش‌بین جریان[۱۷] (PCC) بدون حس‌گر در [۴۷] با استفاده از EKF برای یک مبدل افزاینده که یک سیستم مرتبه دوم می‌باشد، اجرا شده است.

مبدل Cuk، که درواقع دوگان مبدل کاهنده-افزاینده [۱۸]می‌باشد، می‌توانند مانند آن به‌صورت کاهنده یا افزاینده به کار رود. مزیت آن نسبت به مبدل کاهنده-افزاینده، اعوجاج بسیار کم جریان ورودی و جریان تغذیه بخش خروجی می‌باشد [۴۸]. در پژوهش‌های گذشته، تخمین حالت توسط فیلتر کالمن (یا فیلتر کالمن توسعه‌یافته) و استفاده از آن به‌منظور کنترل مبدل‌های DC-DC کاهنده و افزاینده و SEPIC مورد مطالعه قرار گرفته است.

در این مقاله، کنترل جریان بدون حس‌گر برای مبدل Cuk انجام می‌شود. مدلی دقیق از مبدل Cuk استخراج می‌گردد که عناصر پارازیتی اصلی را در بر دارد. بر اساس این مدل، مبدل Cuk سیستمی غیرخطی است. بنابراین یک فیلتر کالمن توسعه‌یافته که برای سیستم‌های غیرخطی به کار می‌رود، به‌منظور تخمین جریان سلف و فیلترکردن اغتشاش ولتاژ خروجی ارائه می‌گردد. هم‌چنین، با جبران‌سازی ولتاژ اندازه‌گیری‌شده خروجی، جریان تخمین زده‌شده به مقدار میانگین جریان واقعی سلف همگرا شده و خطای حالت ماندگار ولتاژ خروجی را به حداقل می‌رساند.

در بخش ۲ این مقاله، ساختار کنترلی سیستم ارائه و مدل ریاضی دقیق مبدل Cuk استخراج می‌گردد. در بخش ۳، رؤیت‌گر جریان که یک فیلتر کالمن توسعه‌یافته می‌باشد، طراحی می‌شود. پس از آن، در بخش ۴ شیوه جبران‌سازی ولتاژ خروجی اندازه‌گیری‌شده به‌منظور حداقل نمودن خطای تخمین جریان و خطای حالت ماندگار ولتاژ خروجی، شرح داده می‌شود. سرانجام، نتایج شبیه‌سازی و تحلیل آن‌ها در بخش ۵ ارائه می‌گردند.

۲- ساختار کنترلی و مدل ریاضی سیستم

ساختار مبدل Cuk به‌همراه کنترل‌کننده مبتنی بر رؤیت‌گر جریان و استخراج مدل دقیق مبدل در این بخش ارائه می‌گردد.

۲-۱- ساختار کنترلی مبدل Cuk

مدار مبدل Cuk و کنترل‌کننده مبتنی بر رؤیت‌گر جریان در شکل ۱ نشان داده شده است. سیستم کنترلی شامل دو حلقه می‌باشد. حلقه بیرونی یک کنترل‌کننده PI می‌باشد که وظیفه کنترل ولتاژ را بر عهده دارد. خروجی این کنترل‌کننده جریان مرجع سلف I_{ref} می‌باشد. حلقه درونی، حلقه کنترل جریان می‌باشد که با استفاده از I_{ref} و خروجی رؤیت‌گر جریان که جریان تخمین‌زده‌شده سلف می‌باشد، چرخه کار[۱۹] را برای دوره کلیدزنی بعدی محاسبه می‌کند.

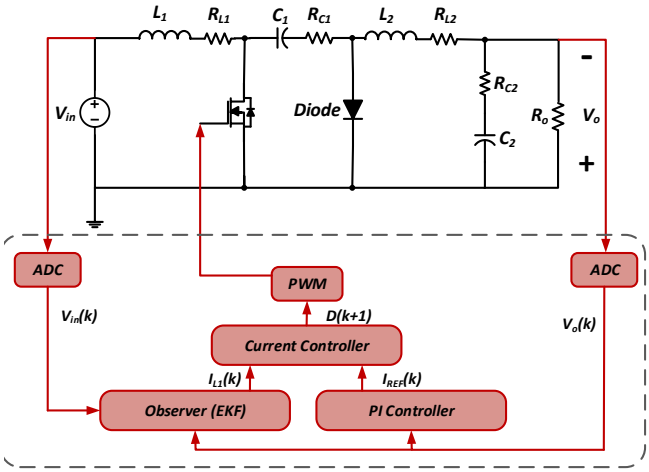
۲-۲- مدل ریاضی دقیق مبدل Cuk

به‌منظور جلوگیری از انحراف جریان تخمین‌زده‌شده از جریان واقعی سلف که ناشی از عدم دقت در مدل مبدل می‌باشد، مدل دقیق استخراج می‌گردد.

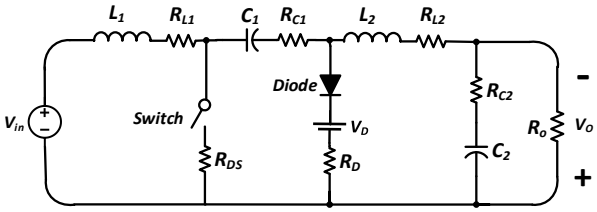
شکل ۲ مدار معادل مبدل Cuk را با در نظر گرفتن پارامترهای پارازیتی نشان می‌دهد. این پارامترها عبارت‌اند از: R_{L1}، R_{L2}، R_{DS}، R_D، V_D، R_{C1} و R_{C2} که به‌ترتیب مقاومت پارازیتی سلف L_1، مقاومت پارازیتی سلف L_2، مقاومت MOSFET در زمان روشن بودن، مقاومت هدایتی دیود، ولتاژ آستانه دیود، و مقاومت‌های معادل سری (ESR) خازن‌های C_1 و C_2 می‌باشند.

مشخص است که مدل دقیق مبدل بایستی خازن پارازیتی سلف را نیز در نظر بگیرد. اما با توجه به اینکه فرکانس رزونانس (self-resonance frequency) یک سلف واقعی بسیار بالاتر از فرکانس کلیدزنی است، صرف نظر کردن از این خازن امکان پذیر می‌باشد. به عنوان نمونه می‌توان سلف MSS1210-103ME را نام برد که دارای فرکانس رزونانس۱۵ مگاهرتز است، و در مبدل الکترونیک قدرت که فرکانس

کلیدزنی ماکزیمم در حدود چند صد کیلوهرتز است صرف نظر کردن از خازن آن (در حد ۱ پیکو فاراد) تقریب مناسبی است.



شکل ۱: ساختار کنترل‌کننده جریان بدون حس‌گر مبدل Cuk



شکل ۲: مدار معادل دقیق مبدل Cuk با در نظر گرفتن پارامترهای پارازیتی تأثیرگذار

بردار متغیرهای حالت سیستم به‌صورت زیر می‌باشد:

$$x(t)=[i_{L1}(t)\ v_{C1}(t)\ i_{L2}(t)\ v_{C2}(t)]^T \qquad (۱)$$

در بردار بالا $i_{L1}(t)$ جریان سلف L_1، $v_{C1}(t)$ ولتاژ خازن C_1، $i_{L2}(t)$ جریان سلف L_2 و $v_{C2}(t)$ ولتاژ خازن C_2 می‌باشد. ازآنجایی‌که مبدل Cuk یک سیستم غیرخطی است (به دلیل ضرب شدن متغیر چرخه کار در متغیرهای حالت سیستم)، معادله حالت آن در حالت کلی به‌صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\dot{x}(t)=f\,(x(t),u(t)) \qquad (۲)$$

که در آن $u(t)$ بردار ورودی‌های سیستم و f تابعی غیرخطی از $x(t)$ و $u(t)$ می‌باشد. با فرض عملکرد مبدل در حالت هدایت پیوسته، مدل میانگین فضای حالت[۲۰] سیستم به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} & -\frac{D'}{L_1} & A_{13} & 0 \\ \frac{D'}{C_1} & 0 & -\frac{D}{C_1} & 0 \\ A_{31} & \frac{D}{L_2} & A_{33} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix}}_{A} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ v_{C1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & -\frac{D}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D'}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_D \end{bmatrix} \qquad (۳)$$

که در آن:

$$A_{11}=-\frac{R_{L1}+DR_{DS}+D'(R_{C1}+R_D)}{L_1} \qquad (۴)$$

$$A_{13}=-\frac{DR_{DS}+D'R_D}{L_1} \qquad (۵)$$

$$A_{31}=-\frac{DR_{DS}+D'R_D}{L_2} \qquad (۶)$$

$$A_{33}=-\frac{R_{L2}+D(R_{DS}+R_{C1})+D'R_D}{L_2} \qquad (۷)$$

$$A_{43}=\frac{R_o}{C_2(R_o+R_{C2})} \qquad (۸)$$

$$A_{44}=-\frac{1}{C_2(R_o+R_{C2})} \qquad (۹)$$

$$D'=1-D \qquad (۱۰)$$

D، V_{in} و R_o به‌ترتیب چرخه کار، ولتاژ ورودی و مقاومت بار مبدل می‌باشند.

در طراحی رؤیت‌گر ارائه‌شده مطمئناً هرچه سیستم موردنظر دقیق‌تر مدل شود، نتایج تخمین بهتر و دقیق‌تر و به حالت واقعی سیستم نزدیک‌تر خواهد بود و درنتیجه کنترل‌کننده نیز عملکرد بهتری خواهد داشت. بنابراین باید تمام پارامترهای تأثیرگذار در مدل‌سازی مبدل در نظر گرفته شوند. خازن پارازیتی سلف‌ها و هم‌چنین سلف پارازیتی خازن‌ها نیز می‌توانند در مدل لحاظ شوند. این خازن‌ها و سلف‌ها با توجه به ساختار مبدل، هرکدام به‌عنوان یک حالت سیستم در نظر گرفته می‌شوند و درنتیجه تعداد حالات سیستم افزایش می‌یابد (اما عناصر پارازیتی دیگر مانند مقاومت و ولتاژ آستانه دیود این‌گونه نمی‌باشند). در نظر گرفتن خازن‌ها و سلف‌های پارازیتی باعث پیچیده شدن روند استخراج مدل می‌گردد. ضمن اینکه تأثیر زیادی هم در نتایج نخواهند داشت، زیرا مقدار آن‌ها در مقایسه با پارامترهای اصلی سیستم بسیار کوچک است (اگر بزرگ باشد عملکرد مبدل را هم تحت تأثیر قرار

می‌دهند). بااین‌حال، درصورتی‌که مقدار آن‌ها قابل ملاحظه باشد، بایستی در مدل سیستم در نظر گرفته شوند.

۳- روش پیشنهادی تخمین جریان

همان‌گونه که در بخش پیش ذکر شد، مدل مبدل Cuk غیرخطی است، ازاین‌رو به‌منظور تخمین جریان سلف و فیلتر کردن اغتشاش اندازه‌گیری ولتاژ خروجی و اغتشاش درونی سیستم، فیلتر کالمن توسعه‌یافته که برای سیستم‌های غیرخطی به کار می‌رود، مورد استفاده قرار می‌گیرد.

مزایای دیگر فیلتر کالمن توسعه‌یافته که باعث شده این نوع رؤیت‌گر برای تخمین جریان سلف انتخاب شود:

- ویژگی ذاتی در فیلتر کردن بهینه اغتشاش که مختص این نوع رؤیت‌گر می‌باشد به‌منظور فیلتر کردن اغتشاش اندازه‌گیری حس‌گر ولتاژ و اغتشاش فرآیند سیستم که در عملکرد کنترل‌کننده و سیستم تأثیرگذار می‌باشد.
- بهره تطبیقی
- سادگی پیاده‌سازی آن

تفاوت رؤیت‌گر EKF با روش‌های مرسوم دیگر تخمین حالت مانند رؤیت‌گر Luenberger این است که برای پیاده‌سازی در سیستم‌های دارای عدم قطعیت بسیار مناسب می‌باشد. سیستم مبدل موردنظر نیز دارای عدم قطعیت (اغتشاش) می‌باشد. هم‌چنین بهره EKF (برخلاف Luenberger)، یک بهره متغیر می‌باشد که باعث انعطاف عملکرد آن می‌گردد (در حالات گذرا بهره بزرگ می‌شود تا سرعت پاسخ گذار افزایش یابد و در مقابل، در حالت ماندگار این بهره کاهش می‌یابد (و در محدوده‌ای کوچک تغییر می‌کند) تا تأثیر اغتشاش بر روی عملکرد رؤیت‌گر و متغیر تخمین‌زده‌شده کاهش یابد). تنها عیب رؤیت‌گر کالمن توسعه‌یافته نسبت به رؤیت‌گرهای ساده‌تر، محاسبات سنگین‌تر آن می‌باشد.

ایده اصلی فیلتر کالمن توسعه‌یافته، خطی‌سازی معادلات حول مقدار تخمینی رؤیت‌گر و تخمین بر اساس سیستم خطی‌سازی‌شده می‌باشد.

در بخش ۲-۲ مدل دقیق مبدل استخراج شد. به‌منظور تحقق کنترل گسسته مبتنی بر EKF، ابتدا بایستی معادله حالت مبدل به شکل گسسته تبدیل شود. با تبدیل معادله (۲) به‌شکل گسسته، معادله حالت سیستم در حوزه‌ی زمان-گسسته به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} X[k] &= f(X[k-1], u[k], w[k-1]) \\ &= e^{AT} X[k-1] + A^{-1}(e^{AT} - I) B u[k] + w[k-1] \end{aligned} \quad (۱۱)$$

در رابطه بالا T، I، k و $w[k-1]$ به‌ترتیب دوره تناوب کلیدزنی، ماتریس همانی، زمان گسسته (شماره دوره تناوب کلیدزنی) و نویز فرآیند می‌باشند.

معادله اندازه‌گیری به‌صورت زیر می‌باشد:

$$Z[k] = H X[k] + v[k] \quad (۱۲)$$

که در آن $Z[k]$ متغیر اندازه‌گیری است که همان ولتاژ خروجی مبدل $V_o[k]$ می‌باشد. $v[k]$ نویز اندازه‌گیری است و هیچ‌گونه هم‌بستگی با نویز فرآیند ندارد. نویز اندازه‌گیری و فرآیند به‌منظور در نظرگرفتن عدم دقت در اندازه‌گیری و مدل‌سازی سیستم به کار می‌روند. H ماتریس خروجی یا رؤیت در فضای گسسته است که به‌صورت زیر می‌باشد:

$$H = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \quad (۱۳)$$

الگوریتم بازگشتی EKF از دو گام تشکیل می‌شود: پیش‌بینی و به‌روزرسانی. در گام اول، با استفاده از مدل ریاضی سیستم، حالات سیستم پیش‌بینی می‌شوند. در گام دوم حالات پیش‌بینی‌شده با استفاده از اندازه‌گیری حالات واقعی سیستم اصلاح و به‌روزرسانی می‌گردند. گام پیش‌بینی فیلتر کالمن توسعه‌یافته در روابط زیر مشخص شده است:

$$\tilde{X}[k] = (I + AT)\hat{X}[k-1] + BTu[k] + w[k-1] \quad (۱۴)$$

$$\tilde{P}[k] = A[k]P[k-1]A^T(k) + Q \quad (۱۵)$$

این دو رابطه به‌ترتیب حالت و کواریانس تخمین را پیش‌بینی می‌کنند. Q کواریانس نویز فرآیند $w[k]$ و $A[k]$ ماتریس ژاکوبین فرآیند (ماتریس مشتقات جزئی f نسبت به X) می‌باشد که به‌صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$A[k] = \frac{\partial f(X[k-1])}{\partial X[k-1]} = I + AT \quad (۱۶)$$

حالت و کواریانس دوره تناوب کلیدزنی کنونی از حالت و کواریانس دوره پیشین قابل محاسبه می‌باشند. ازاین‌رو در روابط بالا، $\tilde{X}[k]$ نشان‌دهنده تخمین اولیه یا پیش‌بینی حالت در دوره kام می‌باشد و $\hat{X}[k-1]$ نشان‌دهنده تخمین نهایی یا به‌روزرسانی شده حالت سیستم در دوره $[k-1]$ام می‌باشد. به‌طور مشابه، $\tilde{P}[k]$ کواریانس تخمین اولیه حالت در دوره kام می‌باشد و $P[k-1]$ کواریانس تخمین نهایی حالت سیستم در دوره $[k-1]$ام می‌باشد.

روابط گام به‌روزرسانی الگوریتم EKF به‌صورت زیر ارائه می‌شوند:

$$G_k = \frac{\tilde{P}[k]H^T}{H\tilde{P}[k]H^T + R} \quad (۱۷)$$

$$\hat{X}[k] = \tilde{X}[k] + G_k(Z[k] - H\tilde{X}[k]) \quad (۱۸)$$

$$P[k] = [I - G_k H]\tilde{P}[k] \quad (۱۹)$$

G_k بهره فیلتر کالمن و R کواریانس نویز اندازه‌گیری $v[k]$ می‌باشد. باتوجه به روابط (۱۴) تا (۱۹)، تنها با اندازه‌گیری ولتاژهای ورودی و خروجی مبدل، جریان سلف تخمین زده می‌شود و اغتشاش اندازه‌گیری ولتاژ به‌صورت بهینه فیلتر می‌گردد.

هم‌چنین، حس‌گر ولتاژ ورودی به‌منظور خنثی کردن اثر تغییرات ولتاژ ورودی بر عملکرد رؤیت‌گر و کنترل‌کننده در نظر گرفته شده است. اگر حس‌گری برای ولتاژ ورودی در نظر گرفته نشود، در صورت تغییر ولتاژ ورودی به‌دلیل خطای تخمین رؤیت‌گر، عملکرد کنترل‌کننده مختل می‌گردد. اگر ولتاژ ورودی همان‌گونه که انتظار می‌رود در مقدار پیش‌فرض ثابت باشد، نیازی به این حس‌گر نیست. اگرچه استفاده از

حس‌گر ولتاژ برای اندازه‌گیری ولتاژ ورودی با مشخصات داده‌شده (که می‌تواند یک تقسیم مقاومتی ساده باشد)، ضمن فواید آن در کنترل مبدل، هزینه قابل توجهی به سیستم اعمال نمی‌کند.

۴- جبران‌سازی ولتاژ اندازه‌گیری‌شده

به‌دلیل اینکه ولتاژ خروجی دارای اعوجاج می‌باشد، ولتاژ اندازه‌گیری‌شده ممکن است با مقدار میانگین آن اختلاف داشته باشد. ازآنجایی‌که در بیش‌تر کاربردها مقدار میانگین ولتاژ به‌عنوان مرجع مورد استفاده قرار می‌گیرد، به‌منظور رؤیت مقدار میانگین جریان سلف توسط رؤیت‌گر نیز مقدار میانگین ولتاژ خروجی V_{av} به کار گرفته می‌شود. ازاین‌رو، ولتاژ اندازه‌گیری‌شده بایستی جبران‌سازی شود. در مبدل Cuk، مقدار اعوجاج ولتاژ خروجی بدون در نظر گرفتن ESR خازن خروجی (ΔV_o)، از رابطه (۲۰) محاسبه می‌گردد.

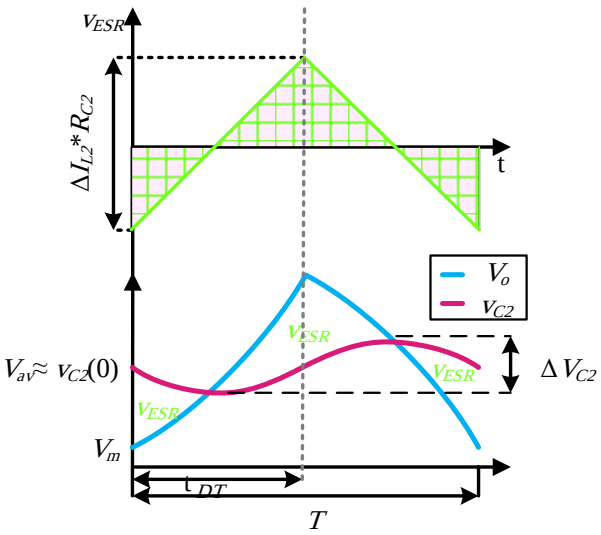
$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_{L2} T}{8C_2} \qquad (۲۰)$$

در رابطه بالا ΔI_{L2} اعوجاج جریان سلف L_2 می‌باشد.

با در نظر گرفتن ESR خازن C_2، مقدار دقیق ولتاژ خروجی از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_o(t) = v_{C2}(t) + v_{ESR}(t),\ (0 \le t \le T) \qquad (۲۱)$$

که در این رابطه $v_{ESR}(t)$ ولتاژ ESR خازن C_2 می‌باشد. رابطه بین ولتاژ خروجی، ولتاژ ESR خازن C_2 و ولتاژ خازن C_2 ایده‌آل در شکل ۳ نمایش داده شده است.



شکل ۳: شکل موج ولتاژ خروجی، خازن C_2 ایده‌آل و ESR خازن C_2 در یک دوره تناوب کلیدزنی

با فرض ثابت بودن جریان بار در یک دوره تناوب کلیدزنی، ولتاژ ESR خازن C_2 در یک دوره تناوب از رابطه زیر قابل محاسبه می‌باشد:

$$v_{ESR}(t) = \left[i_{L2}(t) - \frac{V_O(t)}{R} \right] R_{C2} \approx \left[i_{L2}(t) - I_{AV} \right] R_{C2} \qquad (۲۲)$$

I_{AV} مقدار میانگین جریان سلف می‌باشد. اعوجاج ولتاژ خروجی ΔV_o به اعوجاج ولتاژ ESR (ΔV_{ESR}) و خازن ایده‌آل ΔV_{C2} بستگی دارد که اعوجاج خازن همان اعوجاج ولتاژ خروجی بدون در نظر گرفتن ESR خازن است و از رابطه (۲۰) محاسبه می‌گردد. میان ΔV_o، ΔV_{ESR} و ΔV_{C2} رابطه (۲۳) برقرار می‌باشد.

$$\max(\Delta V_{C2}, \Delta V_{ESR}) \le \Delta V_O \le \Delta V_{C2} + \Delta V_{ESR} \qquad (۲۳)$$

ΔV_{ESR} از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{ESR} = \Delta I_{L2} R_{C2} \qquad (۲۴)$$

برای مبدل موردنظر نقطه نمونه‌برداری ولتاژ خروجی، آغاز هر دوره تناوب می‌باشد. بنابراین، ولتاژ اندازه‌گیری‌شده V_m به‌صورت زیر می‌باشد:

$$V_m = V_o(0) = v_{C2}(0) + v_{ESR}(0) \qquad (۲۵)$$

همان‌گونه که در شکل ۳ نیز دیده می‌شود، در آغاز هر دوره تناوب کلیدزنی، مقدار v_{C2} نسبت به V_m به مقدار میانگین ولتاژ خروجی (V_{av}) نزدیک‌تر است. بنابراین، جبران‌سازی ولتاژ اندازه‌گیری‌شده می‌تواند به‌صورت زیر انجام پذیرد:

$$V_{COMP} = v_{C2}(0) = V_m + \frac{1}{2} \Delta I_{L2} R_{C2} \qquad (۲۶)$$

و مقدار ΔI_{L2} به‌وسیله رؤیت‌گر محاسبه می‌گردد.

۵- نتایج شبیه‌سازی

به‌منظور بررسی عملکرد رؤیت‌گر پیشنهادی، چند شبیه‌سازی برای مبدل Cuk در نرم‌افزار Matlab-Simulink انجام می‌شود. ابتدا، با هدف بررسی دقت مدل پیشنهادی مورداستفاده برای رؤیت‌گر جریان، سیستم در سه مرحله به‌صورت حلقه‌باز شبیه‌سازی می‌گردد؛ مرحله اول، بدون در نظر گرفتن R_{DS} (مقاومت MOSFET در زمان روشن بودن) در مدل مبدل. مرحله دوم، بدون در نظر گرفتن V_D (ولتاژ آستانه‌ی دیود) در مدل مبدل. مرحله سوم، با استفاده از مدل دقیق پیشنهادی. پس از آن، به‌منظور بررسی عملکرد رؤیت‌گر جریان پیشنهادی در کنترل جریان مبدل موردنظر، سیستم به‌صورت حلقه‌بسته، با نمودار کنترلی ارائه‌شده در شکل ۱ شبیه‌سازی می‌گردد. علاوه‌برآن، دو شبیه‌سازی با هدف بررسی عملکرد روش کنترل جریان بدون حس‌گر پیشنهادی و مقایسه آن با روش‌های معمول (کنترل جریان با استفاده از حس‌گر جریان و کنترل ولتاژ) انجام می‌گیرد.

مشخصات مبدل Cuk مورداستفاده در شبیه‌سازی در جدول ۱ ارائه شده است.

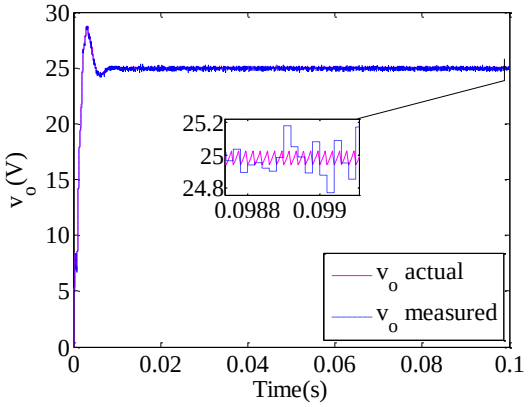
۵-۱- نتایج شبیه‌سازی سیستم حلقه‌باز

شکل موج ولتاژ خروجی واقعی و اندازه‌گیری‌شده در شکل ۴ نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، ولتاژ اندازه‌گیری‌شده دارای اغتشاش می‌باشد. جریان واقعی و تخمین‌زده‌شده سلف در شبیه‌سازی سیستم حلقه باز بدون در نظر گرفتن R_{DS} در شکل ۵ نمایش داده شده است. همان‌گونه که دیده می‌شود، نادیده گرفتن R_{DS} در مدل مبدل

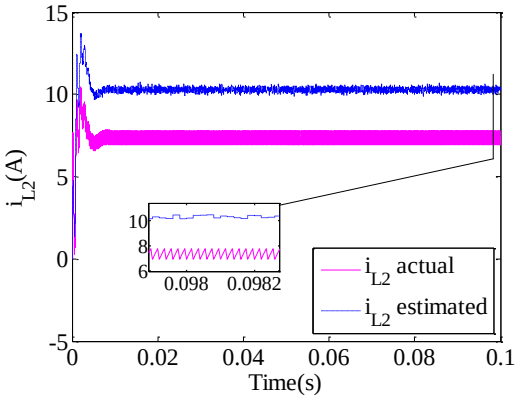
موجب ایجاد اختلاف بزرگی میان مقدار واقعی و مقدار تخمین‌زده‌شده جریان سلف توسط رؤیت‌گر می‌گردد. مقدار جریان تخمین‌زده‌شده در حالت ماندگار حدود ۱۰/۲۸ آمپر (با میانگین خطای حالت ماندگار ۳۹/۸۸ درصد نسبت به میانگین جریان واقعی سلف) می‌باشد.

جدول ۱: مشخصات مبدل Cuk مورداستفاده در شبیه‌سازی

پارامتر	مقدار
V_{in}	۱۲ V
V_{out}	۲۵ V
فرکانس کلیدزنی	۵۰ kHz
L_1	۱۸۰ μH
R_{L1}	۲۰ mΩ
L_2	۱۵۰ μH
R_{L2}	۲۰ mΩ
C_1	۲۰۰ μF
R_{C1}	۱۰ mΩ
C_2	۲۲۰ μF
R_{C2}	۰/۱ Ω
R_{DS}	۰/۱ Ω
R_D	۱ mΩ
V_D	۰/۸ V



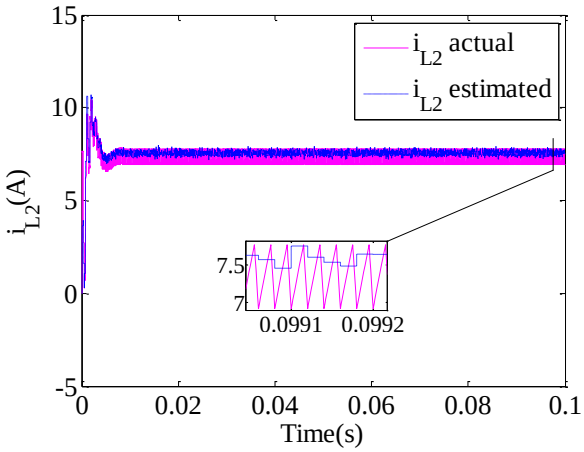
شکل ۴: شکل موج ولتاژ خروجی واقعی و اندازه‌گیری‌شده مبدل Cuk



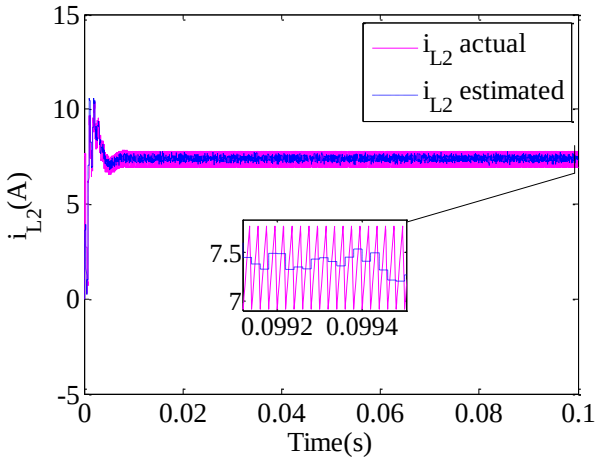
شکل ۵: شکل موج جریان واقعی و تخمین‌زده‌شده سلف بدون در نظر گرفتن R_{DS}

شکل ۶ جریان واقعی و تخمین‌زده‌شده سلف را در شبیه‌سازی سیستم حلقه‌باز بدون در نظر گرفتن V_D نشان می‌دهد. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود، در نظر نگرفتن ولتاژ آستانه دیود در مدل مبدل نیز موجب ایجاد خطا در تخمین جریان سلف می‌گردد. در این حالت، مقدار میانگین جریان تخمین‌زده‌شده در حالت ماندگار حدود ۷/۵۶ آمپر (با میانگین خطای حالت ماندگار ۲/۸۴ درصد) می‌باشد.

جریان واقعی و جریان تخمین‌زده‌شده سلف توسط رؤیت‌گر پیشنهادی با استفاده از مدل دقیق ارائه‌شده در بخش ۲-۲ برای مبدل Cuk در شکل ۷ نمایش داده شده است. ازآنجایی‌که پارامترهای پارازیتی اصلی و تأثیرگذار در عملکرد مبدل در این مدل در نظر گرفته شده‌اند، جریان تخمین‌زده‌شده توسط رؤیت‌گر از دقت بسیار خوبی برخوردار می‌باشد. مقدار میانگین جریان تخمین‌زده‌شده در حالت ماندگار حدود ۷/۴ آمپر (با میانگین خطای حالت ماندگار ۰/۶۸ درصد) می‌باشد. که در مقایسه با دو حالت شبیه‌سازی‌شده پیشین عملکرد دقیق و مناسب رؤیت‌گر پیشنهادی جریان را نشان می‌دهد.



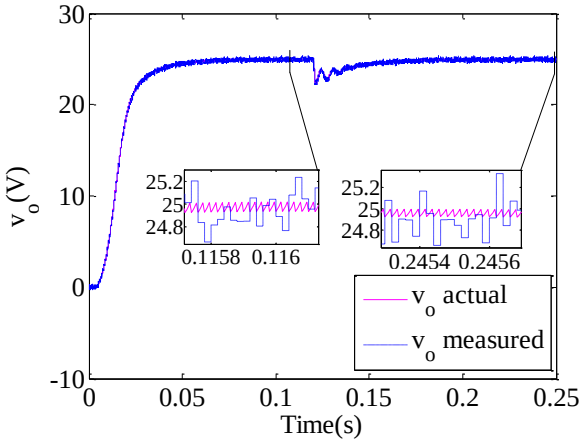
شکل ۶: شکل موج جریان واقعی و تخمین‌زده‌شده سلف بدون در نظر گرفتن V_D



شکل ۷: شکل موج جریان واقعی سلف و جریان تخمین‌زده‌شده توسط رؤیت‌گر پیشنهادی با استفاده از مدل دقیق مبدل Cuk

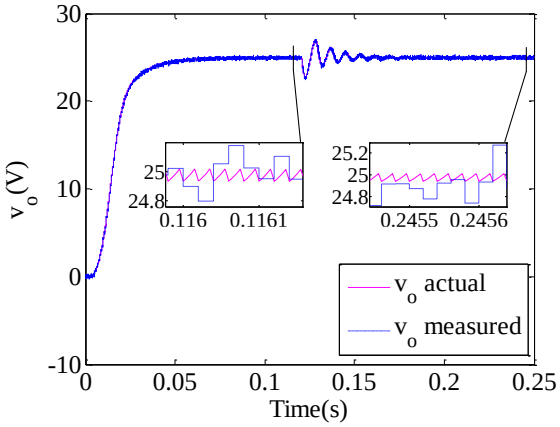
۵-۲- نتایج شبیه‌سازی کنترل جریان مبدل Cuk با استفاده از رؤیت‌گر جریان پیشنهادی

عملکرد کنترل‌کننده مبتنی بر رؤیت‌گر جریان پیشنهادی نسبت به تغییر بار در شکل ۸ نشان داده شده است. در زمان ۰/۱۲ ثانیه، با فرض آگاهی از شرایط بار، مقاومت بار به‌صورت پله به ۸۰ درصد مقدار نامی خود کاهش می‌یابد. در این زمان، ولتاژ خروجی به‌صورت لحظه‌ای کاهش می‌یابد و پس از گذراندن حالت گذرا دوباره به مقدار مرجع موردنظر (۲۵ ولت) باز می‌گردد. مقدار خطای حالت ماندگار ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ مرجع موردنظر در این حالت برابر با ۰/۰۸ درصد می‌باشد.



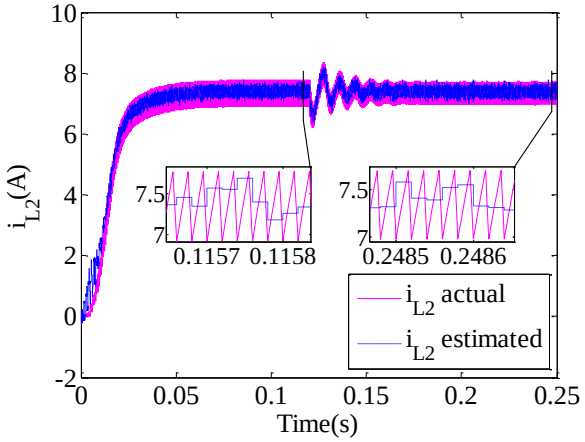
شکل ۸: عملکرد کنترل‌کننده مبتنی بر رؤیت‌گر جریان در برابر کاهش پله‌ای مقاومت بار به ۸۰ درصد بار نامی (۲/۷۲ Ω)

شکل‌های ۹ و ۱۰ عملکرد کنترل‌کننده موردنظر را نسبت به کاهش پله ولتاژ ورودی نشان می‌دهند. در این حالت، در زمان ۰/۱۲ ثانیه ولتاژ ورودی به‌صورت پله به ۱۱ ولت کاهش می‌یابد. این کاهش ولتاژ ورودی موجب افت ولتاژ خروجی و جریان سلف به‌صورت گذرا می‌گردد، اما پس از مدتی ولتاژ خروجی به مقدار مرجع باز می‌گردد.



شکل ۹: عملکرد کنترل‌کننده مبتنی بر رؤیت‌گر جریان در برابر کاهش پله‌ای ولتاژ ورودی (ولتاژ خروجی)

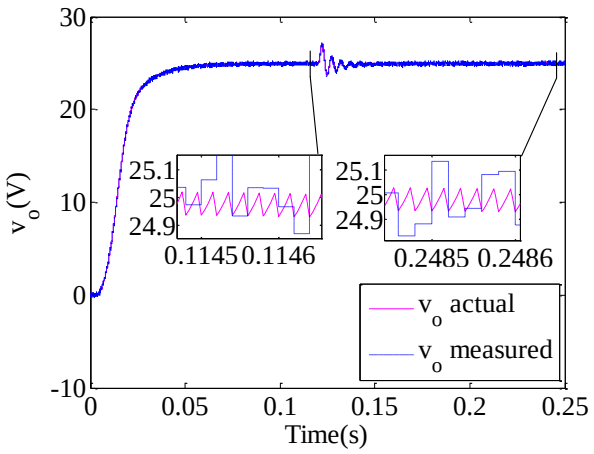
مقدار خطای حالت ماندگار ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ مرجع در این حالت برابر با ۰/۰۸ درصد و مقدار میانگین جریان تخمین‌زده‌شده در حالت ماندگار حدود ۷/۳۸ آمپر (با میانگین خطای حالت ماندگار ۰/۶۱ درصد) می‌باشد.



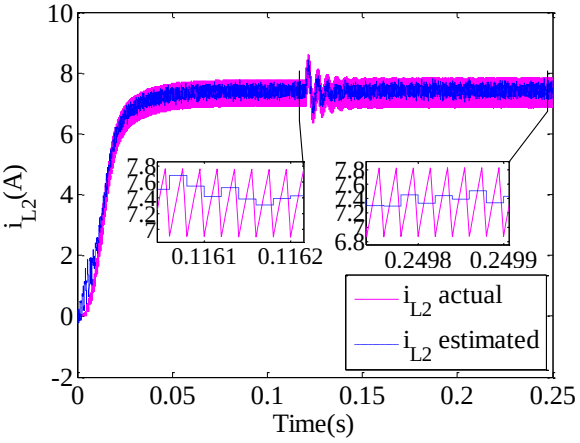
شکل ۱۰: عملکرد کنترل‌کننده مبتنی بر رؤیت‌گر جریان در برابر کاهش پله‌ای ولتاژ ورودی (جریان سلف)

در یک شبیه‌سازی مشابه، عملکرد کنترل‌کننده موردنظر نسبت به افزایش پله ولتاژ ورودی در شکل‌های ۱۱ و ۱۲ نشان داده شده است. ولتاژ خروجی پس از افزایشی گذرا در زمان ۰/۱۲ ثانیه که ناشی از افزایش پله ولتاژ ورودی به ۱۳ ولت می‌باشد، دوباره در مقدار ولتاژ مرجع تنظیم می‌گردد. در این حالت، مقدار خطای حالت ماندگار ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ مرجع برابر با ۰/۰۸ درصد و مقدار میانگین جریان تخمین‌زده‌شده در حالت ماندگار حدود ۷/۴۲ آمپر (با میانگین خطای حالت ماندگار ۰/۹۵ درصد) می‌باشد.

همان‌طور که مشاهده می‌شود، کنترل‌کننده مبتنی بر رؤیت‌گر جریان پیشنهادی در برابر تغییر بار و ولتاژ ورودی عملکرد دقیقی در حالت ماندگار ارائه می‌دهد که بیان‌گر دقت بالای مدل استخراج‌شده مبدل و عملکرد مناسب رؤیت‌گر جریان ارائه‌شده می‌باشد.



شکل ۱۱: عملکرد کنترل‌کننده مبتنی بر رؤیت‌گر جریان در برابر افزایش پله‌ای ولتاژ ورودی (ولتاژ خروجی)



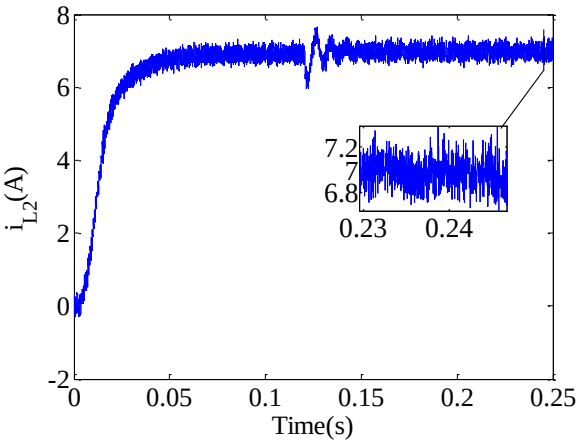
شکل ۱۲: عملکرد کنترل‌کننده مبتنی بر رؤیت‌گر جریان در برابر افزایش پله‌ای ولتاژ ورودی (جریان سلف)

۵-۳- مقایسه نتایج شبیه‌سازی کنترل جریان بدون حس‌گر و با حس‌گر

برای نشان دادن میزان تأثیر اغتشاش اندازه‌گیری جریان توسط حس‌گر در عملکرد کنترل‌کننده و هم‌چنین عملکرد بدون حس‌گر با رؤیت‌گر ارائه‌شده، کنترل جریان مبدل موردنظر با استفاده از حس‌گر جریان شبیه‌سازی شده است.

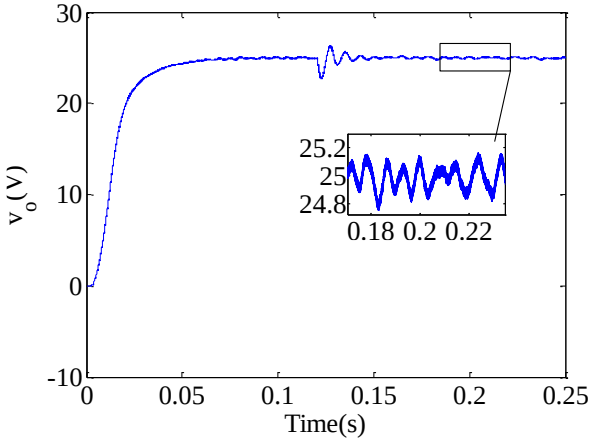
در این شبیه‌سازی، فرض شده که حس‌گر جریان دارای اغتشاش می‌باشد. بیشینه دامنه این اغتشاش حدود ۴ درصد جریان نامی (حدود ۷ آمپر) در نظر گرفته شده است.

جریان اندازه‌گیری‌شده توسط حس‌گر جریان در شکل ۱۳ نشان داده شده است (در زمان ۰/۱۲ ثانیه ولتاژ ورودی به‌صورت پله از ۱۲ به ۱۱ ولت کاهش یافته است).



شکل ۱۳: شبیه‌سازی جریان اندازه‌گیری‌شده سلف توسط حس‌گر با در نظر گرفتن اغتشاش اندازه‌گیری

شکل موج ولتاژ خروجی در کنترل جریان با استفاده از حس‌گر، در شکل ۱۴ نشان داده شده است.

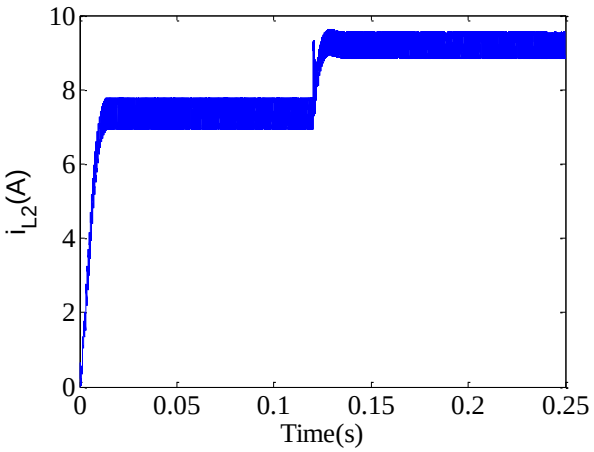


شکل ۱۴: ولتاژ خروجی مبدل Cuk کنترل‌شده توسط کنترل‌کننده جریان با حس‌گر

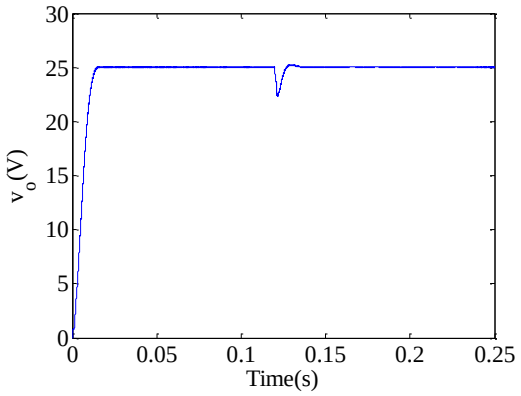
همان‌گونه که مشاهده می‌گردد، ولتاژ خروجی مبدل به‌دلیل اغتشاش اندازه‌گیری حس‌گر جریان، دارای اعوجاج می‌باشد. میزان تغییرات ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ مرجع موردنظر (۲۵ ولت)، تا ۰/۲۵ ولت نیز می‌رسد. درصورتی‌که در ولتاژ خروجی مبدل Cuk کنترل‌شده با روش پیشنهادی که در شکل ۹ نشان داده شده است، به‌دلیل اینکه حس‌گر جریان وجود ندارد و اغتشاش اندازه‌گیری ولتاژ خروجی نیز تا اندازه زیادی توسط EKF فیلتر می‌شود، این اعوجاج وجود ندارد.

۵-۴- مقایسه نتایج شبیه‌سازی کنترل جریان بدون حس‌گر و کنترل ولتاژ در حفاظت اضافه جریان

به‌منظور مقایسه نتایج کنترل ولتاژ و کنترل جریان بدون حس‌گر پیشنهادی در حفاظت اضافه جریان، فرض می‌شود که بیشینه جریان تغذیه بار توسط مبدل موردنظر ۸ آمپر باشد. بار خروجی مبدل موردنظر به‌صورت پله به ۸۰ درصد مقدار نامی کاهش می‌یابد درنتیجه این تغییر، جریان سلف افزایش می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی برای مبدل Cuk با کنترل‌کننده مرسوم ولتاژ در شکل‌های ۱۵ و ۱۶ نشان داده شده‌اند.

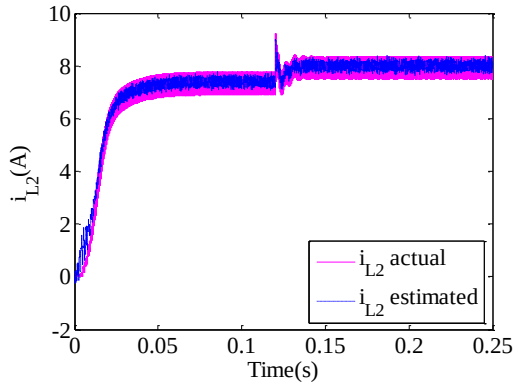


شکل ۱۵: جریان سلف برای مبدل Cuk با کنترل‌کننده ولتاژ

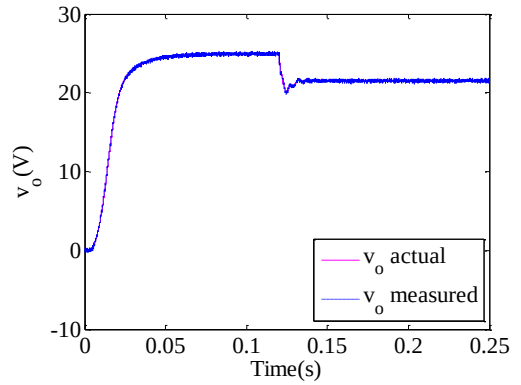


شکل ۱۶: ولتاژ خروجی برای مبدل Cuk با کنترل‌کننده ولتاژ

با کاهش بار، ولتاژ به‌صورت لحظه‌ای کاهش می‌یابد. در این حالت کنترل‌کننده ولتاژ به‌منظور جبران این خطای ایجادشده در ولتاژ خروجی، دوره کار بزرگ‌تری به مبدل می‌دهد که درنتیجه آن ولتاژ افزایش یافته و به مقدار مرجع موردنظر بر می‌گردد. اما این جبران ولتاژ با افزایش جریان سلف مبدل همراه است. همان‌گونه که در شکل ۱۵ دیده می‌شود، جریان سلف پس از تغییر بار به مقدار ۹/۲ آمپر رسیده است. بنابراین کنترل مرسوم ولتاژ به‌دلیل اینکه هیچ‌گونه کنترلی برروی جریان سلف ندارد، نمی‌تواند از افزایش بیش از حد جریان جلوگیری کند.



شکل ۱۷: جریان سلف برای مبدل Cuk با کنترل‌کننده جریان بدون حس‌گر



شکل ۱۸: ولتاژ خروجی برای مبدل Cuk با کنترل‌کننده جریان بدون حس‌گر

نتایج شبیه‌سازی مبدل Cuk موردنظر با استفاده از کنترل‌کننده جریان بدون حس‌گر پیشنهادی در شکل‌های ۱۷ و ۱۸ ارائه شده است. برخلاف کنترل‌کننده ولتاژ، در کنترل‌کننده جریان به‌دلیل وجود حلقه کنترلی داخلی، جریان مبدل قابل کنترل می‌باشد. با کاهش پله بار، ولتاژ خروجی به‌صورت لحظه‌ای کاهش می‌یابد و کنترل‌کننده ولتاژ با ایجاد جریان مرجع بزرگ‌تر تلاش دارد که این خطای ولتاژ ایجادشده را رفع کند. اما به‌دلیل اینکه برای آن حد بیشینه جریان قرار داده شده، جریان مرجع تولیدشده توسط آن نهایتاً ۸ آمپر می‌تواند باشد. بنابراین حلقه کنترل جریان دوره کاری متناسب برای جبران خطای جریان ایجادشده به مبدل اعمال می‌کند. درنهایت ولتاژ خروجی تا حدی افزایش می‌یابد اما به‌دلیل قیدی که برای جریان سلف مبدل برای حفاظت اضافه جریان در نظر گرفته شده، نمی‌تواند به مقدار مرجع موردنظر (۲۵ ولت) برسد. در این حالت میانگین جریان سلف مبدل به مقدار ۸ آمپر محدود شده است.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک روش کنترل جریان بدون حس‌گر (جریان) برای مبدل Cuk ارائه گردید. تخمین جریان سلف به‌عنوان جایگزین حس‌گر جریان توسط یک رؤیت‌گر جریان مبتنی بر فیلتر کالمن توسعه‌یافته به کار گرفته شد که این رؤیت‌گر بر اساس مدلی دقیق از مبدل Cuk طراحی گردید. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که جریان تخمین‌زده‌شده به مقدار میانگین جریان واقعی سلف همگرا شده و از دقت تخمین بسیار خوبی برخوردار می‌باشد زیرا جبران‌سازی برای تمام عناصر پارازیتی شناخته‌شده و تأثیرگذار در عملکرد مبدل، ازجمله ولتاژ آستانه دیود و مقاومت MOSFET در زمان روشن بودن انجام گرفته است. علاوه‌براین، اغتشاشات اندازه‌گیری ولتاژ خروجی توسط رؤیت‌گر مبتنی بر EKF به‌صورت بهینه فیلتر می‌گردد. هم‌چنین کنترل‌کننده جریان مبتنی بر رؤیت‌گر ارائه‌شده به‌دلیل در نظر گرفتن پارامترهای پارازیتی و جبران‌سازی ولتاژ خروجی، خطای حالت ماندگار ولتاژ خروجی را نسبت به ولتاژ مرجع موردنظر به حداقل می‌رساند. علاوه‌براین، روش کنترل جریان بدون حس‌گر پیشنهادی قابلیت حفاظت اضافه جریان را نیز داراست.

مراجع

[1] C. Vlad, P. Rodriguez-Ayerbe, E. Godoy and P. Lefranc, “Advanced control laws of DC-DC converters based on piecewise affine modelling. Application to a stepdown converter,” IET Power Electronics, vol. 7, no. 6, pp. 1482-1498, 2014.

[2] K. R. Kumar and S. Jeevananthan, “Modelling and implementation of fixed switching frequency sliding mode controller for negative output elementary super lift Luo-converter,” IET Power Electronics, vol. 5, no. 8, pp. 1593-1604, 2012.

[3] S. K. Mazumder and P. Jedraszczak, “Evaluation of a SiC dc/dc converter for plug-in hybrid-electric-vehicle at high inlet-coolant temperature,” IET Power Electronics, vol. 4, no. 6, pp. 708-714, 2011.

[4] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*, Wiley Publication, 2008.

[5] J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna and M. Martinez-Cruz, "Average current controlled switching regulators with cascade boost converters," IET Power Electronics, vol. 4, no. 1, pp. 1-10, 2011.

[6] S. Amir, R. van der Zee and B. Nauta, "An improved modeling and analysis technique for peak current-mode control-based boost converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 9, pp. 5309-5317, 2015.

[7] Y. Qiu, H. Liu and X. Chen, "Digital average current-mode control of PWM DC–DC converters without current sensors," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 5, pp. 1670-1677, 2010.

[8] S. C. Smithson and S. S. Williamson, "A unified state-space model of constant-frequency current-mode-controlled power converters in continuous conduction mode," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 7, pp. 4514-4524, 2015.

[9] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H. C. Iu and L. J. Borle, "Current sensing techniques: a review," IEEE Sensors Journal, vol. 9, no. 4, pp. 354-376, 2009.

[10] R. Min, C. Chen, X. Zhang, X. Zou, Q. Tong and Q. Zhang "An optimal current observer for predictive current controlled buck DC-DC converters," Sensors, vol. 14, no. 5, pp. 8851-8868, 2014.

[11] Q. Tong, Q. Zhang, R. Min, X. Zou, Z. Liu and Z. Chen, "Sensorless predictive peak current control for boost converter using comprehensive compensation strategy," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 6, pp. 2754-2766, 2014.

[12] C. Gan, J. Wu, Y. Hu, S. Yang, W. Cao and J. L. Kirtley, "Online sensorless position estimation for switched reluctance motors using one current sensor," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 10, pp. 7248-7263, 2016.

[13] M. Metry, M. B. Shadmand, R. S. Balog and H. A. Rub, "MPPT of photovoltaic systems using sensorless current-based model predictive control," IEEE Transactions on Industry Applications, 2016.

[14] J. Gordillo Estrada and C. Aguilar, "A simple sensorless current sharing technique for multiphase DC-DC buck converters," IEEE Transactions on Power Electronics, 2016.

[15] J. M. Wang and S. T. Wu, "Sensorless control scheme for synchronous buck converter," IET Circuits, Devices & Systems, vol. 10, no. 3, pp. 181-191, 2016.

[16] A. Mallik, W. Ding, C. Shi, A. Khaligh, "Input voltage sensorless duty compensation control for a three-phase boost PFC converter," IEEE Transactions on Industry Applications, 2016.

[17] W. Huang and J. A. A. Qahouq, "Input voltage ripple based sensorless current sharing auto-tuning controller for multiphase DC-DC converters," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, pp. 622-627, 2015.

[18] Z. Hu, M. Yang, K. Yang and D. Xu, "Current sensorless direct predictive control for permanent-magnet synchronous motor drives," PCIM Asia 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Shanghai, China, pp. 1-8, 2016.

[19] D. Simon, *Optimal State Eestimation: Kalman, H-infinity, and Nonlinear Approaches*, Wiley Publication, 2006.

[20] Y. Bulut, *Applied Kalman Filter Theory*, Ph.D. Thesis, Northeastern University, Massachusetts, Boston, 2011.

[۲۱] یاشار شب‌بوئی حق، امیر ریخته‌گر غیاثی و سهراب خان‌محمدی، «طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر خطای مد لغزشی ترمینال غیرتکین برای سیستم‌های غیرخطی بر مبنای فیلتر کالمن توسعه‌یافته تطبیقی»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۵.

[22] I. M. Alsofyani and N. R. N. Idris, "Lookup-table-based DTC of induction machines with improved flux regulation and extended Kalman filter state estimator at low-speed operation," IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 12, no. 4, pp. 1412-1425, 2016.

[23] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 272-280, 2007.

[24] M. Ouhrouche, R. Errouissi, A. M. Trzynadlowski, K. A. Tehrani and A. Benzaioua, "A novel predictive direct torque controller for induction motor drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 8, pp. 5221-5230, 2016.

[25] Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 5, pp. 1225-1233, 1994.

[26] I. M. Alsofyani and N. R. N. Idris, "Simple flux regulation for improving state estimation at very low and zero speed of a speed sensorless direct torque control of an induction motor," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 4, pp. 3027-3035, 2016.

[27] L. Salvatore, S. Stasi and L. Tarchioni, "A new EKF-based algorithm for flux estimation in induction machines," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, no. 5, pp. 496-504, 1993.

[۲۸] داود عرب خابوری، علی سراجیان و علیرضا عباس‌زاده، «کنترل پیش‌بین گشتاور بدون حس‌گر ماشین سنکرون رلوکتانسی مجهزشده با آهن‌ربای دائم»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶.

[29] S. Nadarajan, S. K. Panda, B. Bhangu and A. K. Gupta, "Online model-based condition monitoring for brushless wound-field synchronous generator to detect and diagnose stator windings turn-to-turn shorts using extended Kalman filter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 5, pp. 3228-3241, 2016.

[30] D. Janiszewski, "Extended Kalman filter based speed sensorless PMSM control with load reconstruction," IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, pp. 1465-1468, 2006.

[31] N. K. Quang, N. T. Hieu and Q. P. Ha, "FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 12, pp. 6574-6582, 2014.

[32] D. Xu, S. Zhang and J. Liu, "Very-low speed control of PMSM based on EKF estimation with closed loop optimized parameters," ISA Transactions, vol. 52, no. 6, pp. 835-843, 2013.

[33] E. Gauterin, P. Kammerer, M. Kühn and H. Schulte, "Effective wind speed estimation: comparison between Kalman filter and Takagi–Sugeno observer techniques," ISA Transactions, vol. 62, pp. 60-72, 2016.

[34] R. K. Singleton, E. G. Strangas and S. Aviyente, "Extended Kalman filtering for remaining-useful-life estimation of bearings," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, pp. 1781-1790, 2015.

[35] M. A. Eleffendi and C. M. Johnson, "Application of Kalman filter to estimate junction temperature in IGBT power modules," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 2, pp. 1576-1587, 2016.

[36] R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla and J. Miret, "Model-based control for a three-phase shunt active power filter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 7, pp. 3998-4007, 2016.

[37] A. G. Beccuti, S. Mariethoz, S. Cliquennois, S. Wang and M. Morari, "Explicit model predictive control of DC-DC switched-mode power supplies with extended Kalman filtering," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1864-1874, 2009.

[38] T. Geyer, G. Papafotiou, R. Frasca and M. Morari, "Constrained optimal control of the step-down DC-DC converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2454-2464, 2008.

[39] P. Karamanakos, T. Geyer and S. Manias, "Direct voltage control of DC-DC boost converters using model predictive control based on enumeration," Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International, pp. DS2c.10-1-DS2c.10-8, 2012.

[40] T. Geyer, G. Papafotiou and M. Morari, "Hybrid model predictive control of the step-down DC-DC converter," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 16, no. 6, pp. 1112-1124, 2008.

[41] G. G. Rigatos, P. Siano, N. Zervos and C. Cecati, "Derivative-free nonlinear Kalman filtering for control of three-phase voltage source converters," Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, pp. 7598-7603, 2013.

[42] R. Razi and M. Monfared, "Multi-loop control of stand-alone inverters with minimum number of sensors," IET Power Electronics, vol. 9, no. 12, pp. 2425-2433, 2016.

[43] S. Girija, S. Narayanasamy and T. Kurian, "Method to eliminate the limit cycle oscillation for digitally controlled DC–DC converter using reduced state Kalman filter," IET Power Electronics, vol. 9, no. 12, pp. 2445-2452, 2016.

[44] R. Bensaid and M. Fadel, "Floating voltages estimation in three-cell converters using a discrete-time Kalman filter," Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001-IEEE 32nd Annual, vol. 1, pp. 327-332, 2001.

[45] O. Abushafa, S. Gadoue, M. Dhaidah and D. Aktinson, "Capacitor voltage estimation in modular multilevel converters using a Kalman filter algorithm," 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 3016-3021, 2015.

[46] N. Li, X. Lin-Shi, P. Lefranc, E. Godoy and A. Jaafar, "FPGA based sliding mode control for high frequency SEPIC," 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 1575-1580, 2011.

[47] Q. Tong, C. Chen, Q. Zhang and X. Zou, "A sensorless predictive current controlled boost converter by using an EKF with load variation effect elimination function," Sensors, vol. 15, no. 5, pp. 9986-10003, 2015.

[48] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*, Wiley Publication, 1989.

زیرنویس‌ها

[1] DC-DC switching converter

[۲] Shunt resistor

[۳] Mirroring circuit

[۴] Electromagnetic interference (EMI)

[۵] Hall effect sensor

[۶] Current observer

[۷] Extended Kalman filter (EKF)

[۸] Direct torque control (DTC)

[۹] Field oriented control (FOC)

[۱۰] Permanent magnet synchronous motor (PMSM)

[۱۱] Takagi-Sugeno Observer

[۱۲] Boost converter

[۱۳] Model predictive control (MPC)

[۱۴] Synchronous step-down converter

[۱۵] Limit cycle oscilation

[۱۶] Modular multilevel converter (MMC)

[۱۷] Predictive current control (PCC)

[۱۸] Buck-boost converter

[۱۹] Duty cycle

[۲۰] Average state-space model