

ارائه یک روش مبتنی بر مدل برای بهبود عملکرد حفاظت دیفرانسیل ترانسفورماتورهای قدرت

فرشید ناصری، زهرا کاظمی، محمد محمدپور و ابراهیم فرجاه

H : شدت میدان مغناطیسی
 $\varphi_k (k=1:Y)$: شار مغناطیسی بخش k ام هسته
 $\lambda_k (k=1:F)$: شار مغناطیسی پیوندی بخش k ام
 V_s : ولتاژ تغذیه
 v, ω : نويز سیستم و اندازه‌گیری
 v, ω : مقادیر اولیه v و ω
 Q : ماتریس کوواریانس نويز سیستم
 R : ماتریس کوواریانس نويز اندازه‌گیری
 A, L, C, M : ماتریس‌های مشتقات جزئی
 K : بهره فیلتر کالمن
 λ : بردار حالت
 $\hat{\lambda}$: بردار حالت تخمین زده شده
 $\hat{i}_j (j=1:3)$: جریان‌های سه‌فاز تخمین زده شده
 P : ماتریس کوواریانس خطای تخمین
 P : ماتریس کوواریانس اولیه
 V_s : منبع قدرت
 R_s : مقاومت سیستم قدرت
 X_s : راکتانس سیستم قدرت

۱- مقدمه

ترانسفورماتورهای مدرن از مواد فولادی مرغوب ساخته می‌شوند که موجب افزایش بازده ترانسفورماتور و همچنین کاهش وزن و ابعاد آنها می‌شود. به کارگیری حفاظت دیفرانسیل برای حفاظت ترانسفورماتورهای مدرن با ظرفیت نامی بیش از ۱۰ مگاوات آمپر ضروری است [۱]. در حفاظت دیفرانسیل، یک جریان تفاضلی یا دیفرانسیلی که اختلاف بین جریان در سیم‌پیچ اولیه و سیم‌پیچ ثانویه ترانسفورماتور است محاسبه می‌شود. وقتی این جریان‌ها با هم مساوی هستند جریان تفاضلی تقریباً صفر است که نشان می‌دهد ترانسفورماتور در وضعیت عادی قرار دارد. در غیر این صورت، یک جریان تفاضلی بزرگ نشان‌دهنده وجود خطای داخلی در ترانسفورماتور است. در راه‌اندازی ترانسفورماتور، یک جریان هجومی توسط ترانسفورماتور قدرت از منبع قدرت کشیده می‌شود که عمده‌تاً این جریان در سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور جاری می‌شود. با توجه به این که دامنه جریان هجومی می‌تواند تا چند برابر جریان بار کامل افزایش یابد، جریان تفاضلی بزرگی در طول فرایند راه‌اندازی ترانسفورماتور ایجاد می‌شود. در نتیجه، رله حفاظت دیفرانسیل شرایط راه‌اندازی ترانسفورماتور را با شرایط خطا اشتباه می‌گیرد و ترانسفورماتور را از مدار خارج می‌نماید [۲] و [۳]. به طور مرسوم برای تشخیص شرایط راه‌اندازی ترانسفورماتور از روش‌های محدودیت هارمونیک استفاده می‌شود. در این روش‌ها، نسبت مؤلفه هارمونیک دوم جریان هجومی به مؤلفه اصلی به عنوان معیاری برای تشخیص شرایط راه‌اندازی ترانسفورماتور از شرایط خطای

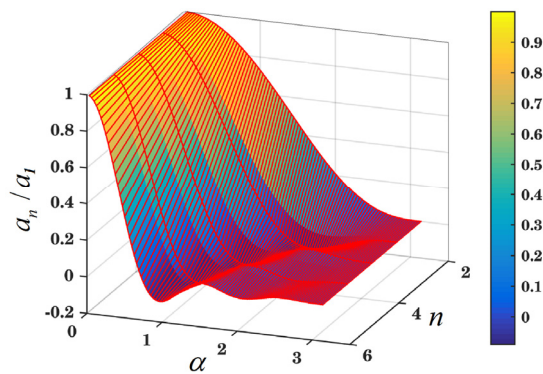
چکیده: در این مقاله یک الگوریتم جدید با استفاده از فیلتر کالمن برای بهبود قابلیت اطمینان حفاظت دیفرانسیل ترانسفورماتورهای قدرت پیشنهاد شده است. جریان هجومی سه‌فاز با استفاده از فیلتر کالمن تعمیم‌یافته تخمین زده شده است. سه سیگنال باقیمانده که تفاضل بین جریان‌های سه‌فاز اندازه‌گیری شده (با استفاده از ترانسفورماتورهای جریان) و جریان‌های سه‌فاز تخمین زده شده (با استفاده از فیلتر تطبیقی) هستند، به عنوان معیاری برای تشخیص شرایط راه‌اندازی از شرایط خطا در نظر گرفته شده‌اند. در حالت راه‌اندازی عادی ترانسفورماتور، با توجه به این که جریان‌ها با دقت بالایی توسط فیلتر تطبیقی تخمین زده می‌شوند، این سیگنال‌ها نزدیک به صفر هستند. در شرایط خطا، با افزایش و عبور سیگنال‌های باقیمانده از مقدار آستانه، حفاظت دیفرانسیل ترانسفورماتور را از مدار خارج می‌کند. روش پیشنهادی به کمک نرم‌افزارهای MATLAB و PSCAD مورد ارزیابی قرار گرفته و کارایی آن در شرایط کاری مختلف به اثبات رسیده است.

کلیدواژه: ترانسفورماتور قدرت، تشخیص خطا، حفاظت دیفرانسیل، شناسایی سیستم، فیلتر کالمن.

فهرست علائم و اختصارات

i_1, i_2, i_3 : جریان‌های سه‌فاز اولیه
 i_4, i_5, i_6 : جریان‌های سه‌فاز ثانویه
 v_1, v_2, v_3 : ولتاژهای سه‌فاز اولیه
 v_4, v_5, v_6 : ولتاژهای سه‌فاز ثانویه
 $r_j (j=1:6)$: مقاومت اهمی سیم‌پیچی j ام
 $N_j (j=1:6)$: تعداد دور سیم‌پیچی j ام
 $f_j (j=1:3)$: MMF سیم‌پیچ اولیه j ام
 $R_k (k=1:Y)$: رلوکتانس بخش k ام هسته
 R_L : مقاومت بار
 $l_k (k=1:Y)$: طول بخش k ام هسته مغناطیسی
 $A_k (k=1:Y)$: سطح مقطع بخش k ام هسته
 $\mu_k (k=1:Y)$: ضریب نفوذپذیری مغناطیسی بخش k ام
 B : چگالی میدان مغناطیسی

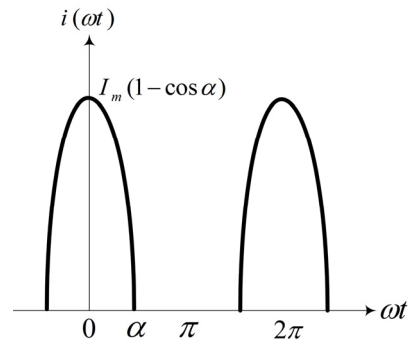
این مقاله در تاریخ ۲۲ فروردین ماه ۱۳۹۷ دریافت و در تاریخ ۱۰ بهمن ماه ۱۳۹۷ بازنگری شد.
 فرشید ناصری (نویسنده مسئول)، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز، شیراز، ایران، (email: f.naseri@shirazu.ac.ir).
 زهرا کاظمی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز، شیراز، ایران، (email: z.kazemi@shirazu.ac.ir).
 محمد محمدپور، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز، شیراز، ایران، (email: m.mohammadpour@shirazu.ac.ir).
 ابراهیم فرجاه، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز، شیراز، ایران، (email: farjah@shirazu.ac.ir).



شکل ۲: نسبت مؤلفه هارمونیک n ام به مؤلفه اول به ازای مقادیر مختلف α .

مزیت روش ارائه شده در [۶] آن است که به مقدار آستانه وابسته نیست و همچنین این روش خطاهای داخلی را در کمتر از نیم سیکل تشخیص می دهد. با این حال تأثیر اشباع ترانسفورماتور جریان بر عملکرد روش فوق گزارش نشده است. در [۷] جریان های دیفرانسیلی به کمک تبدیل موجک تجزیه شده اند و سپس وجود یا عدم وجود دو برآمدگی و فرورفتگی در طیف سیگنال تجزیه شده به عنوان شاخص برای تشخیص جریان هجومی از جریان خطا به کار رفته است. زمان عملکردی این روش کمتر از نیم سیکل می باشد. عیب اصلی روش های مبتنی بر تبدیل موجک آن است که نویزهای اندازه گیری به شدت بر عملکرد آنها تأثیرگذار هستند. در [۹] جریان های دیفرانسیلی توسط تبدیل S تجزیه شده اند. انحراف مطلق ماتریس S جریان های دیفرانسیلی به عنوان شاخص عملکردی انتخاب شده است. مزیت این روش آن است که بر خلاف تبدیل موجک از ایمنی کافی در برابر نویزهای اندازه گیری برخوردار است. در [۱۱] و [۱۲] روش های مبتنی بر یادگیری برای تشخیص جریان هجومی از جریان خطا استفاده شده اند. علی رغم کارایی خوب، این روش ها عمدتاً به تعداد زیادی داده که در شرایط کاری مختلف ترانسفورماتور ضبط شده اند نیازمند هستند. در نتیجه فرایند یادگیری این الگوریتم ها بسیار دشوار و زمانبر است. در [۱۳] از درخت تصمیم گیری برای تفکیک جریان هجومی ترانسفورماتور از جریان خطای داخلی استفاده شده است. این روش نیز مشابه الگوریتم های شبکه های عصبی و ماشین بردار پشتیبانی به تعداد زیادی داده برای فرایند یادگیری نیاز دارد حال آن که به دست آوردن داده های خطا و راه اندازی در شرایط کاری مختلف کار بسیار دشواری است. در [۱۴] از روش حداقل مربعات برای تخمین فازور جریان دیفرانسیلی استفاده شده است. اختلاف فازور جریان تخمین زده شده با مقدار اندازه گیری شده آن به عنوان شاخص برای تشخیص جریان هجومی ترانسفورماتور استفاده شده است. روش ارائه شده در [۱۴] به خوبی اثرات نامطلوب نویزهای اندازه گیری را از طریق تخمین دینامیک نویز برطرف می سازد. مشکل اصلی این روش آن است که حجم محاسبات بالای آن برای اجرای زمان واقعی الگوریتم مناسب نیست. به علت محدودیت های ذاتی روش های ذکر شده، علی رغم همه عیوب و ناکارآمدی روش های هارمونیک، این روش ها همچنان در پست های قدرت برای حفاظت ترانسفورماتور مورد استفاده قرار می گیرند.

در [۱۵] از روشی مبتنی بر فیلتر کالمن تعمیم یافته برای تشخیص جریان هجومی ترانسفورماتور از جریان خطای داخلی استفاده شده است. این روش به خوبی مشکل نویزهای اندازه گیری را برطرف می سازد. همچنین سرعت عملکردی این روش کمتر از یک چهارم سیکل می باشد. مشکل روش ارائه شده در [۱۵] آن است که صرفاً برای ترانسفورماتورهای تک فاز قابل پیاده سازی است. به عبارت دیگر در [۱۵] مدل فضای حالت



شکل ۱: شکل موج جریان هجومی در حالت ایده آل.

داخلی مورد استفاده قرار می گیرد. جریان هجومی ترانسفورماتور در حالت ایده آل در شکل ۱ نشان داده شده است. به صورت ریاضی می توان معادله شکل ۱ را در یک سیکل کامل به صورت (۱) بیان نمود

$$i(\omega t) = \begin{cases} I_m (\cos \omega t - \cos \alpha) & \text{for } 0 \leq \omega t < \alpha \\ (\pi - \alpha) & \text{for } \alpha \leq \omega t < \pi \\ 0 & \text{for } \pi \leq \omega t < 2\pi - \alpha \end{cases} \quad (1)$$

نسبت مؤلفه هارمونیک دوم به مؤلفه اصلی را می توان با تحلیل فوریه (۱) به دست آورد. با توجه به مبدأ انتخاب شده، سیگنال شکل ۱ حول مبدأ دارای تقارن زوج بوده و در نتیجه ضرایب عبارات سینوسی در بسط سری فوریه صفر خواهد بود. ضرایب عبارات کسینوسی بسط سری فوریه برای $n \geq 2$ به صورت (۲) بیان می شوند

$$a_n = \frac{I_m}{\pi} \left[\frac{1}{n+1} \sin((n+1)\alpha) + \frac{1}{n-1} \sin((n-1)\alpha) - \frac{2}{n} \cos \alpha \sin(n\alpha) \right] \text{ for } n \geq 2 \quad (2)$$

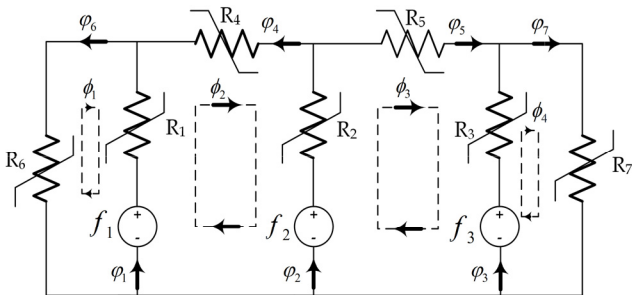
مؤلفه اصلی بسط سری فوریه سیگنال (۱) نیز به صورت (۳) محاسبه می شود

$$a_1 = \frac{I_m}{\pi} \left[\alpha - \frac{1}{2} \sin(2\alpha) \right] \quad (3)$$

نسبت هارمونیک n ام به هارمونیک اول (a_n/a_1) به ازای مقادیر مختلف α در شکل ۲ رسم شده است. همان طور که مشاهده می شود بیشترین نسبت هارمونیک به ازای $n=2$ اتفاق می افتد. با توجه به این که شکل موج جریان خطا دارای نواحی مرده نیست، نسبت هارمونیک دوم برای جریان خطا به مراتب کمتر از جریان هجومی خواهد بود. این ویژگی به طور متداول در حفاظت دیفرانسیل ترانسفورماتورها برای تشخیص جریان هجومی از جریان خطا مورد استفاده قرار گرفته است.

با توجه به مشخصات بهبود یافته هسته ترانسفورماتورهای مدرن و کاهش دامنه هارمونیک دوم جریان راه اندازی در این ترانسفورماتورها، روش توضیح داده شده برای حفاظت دیفرانسیل مناسب نیست [۱]. علاوه بر این، گاهی در اثر پدیده اشباع ترانسفورماتور جریان و یا به علت حضور خازن های موازی جبران ساز، جریان خطا هم می تواند مؤلفه هارمونیک دوم بزرگی داشته باشد که الگوریتم توضیح داده شده را به اشتباه می اندازد [۴] و [۵].

برای حل مشکل ذکر شده، تا کنون روش های جدید زیادی از جمله تبدیل موجک [۶] تا [۹]، تبدیل S [۱۰]، شبکه های عصبی [۱۱]، ماشین بردار پشتیبانی [۱۲] و غیره ارائه شده اند [۱۳] تا [۱۵]. در [۶] اختلاف بین ضرایب موجک در یک محدوده فرکانسی مشخص به عنوان معیار عملکردی برای تشخیص جریان هجومی از جریان خطا تعیین شده است.



شکل ۴: مدار معادل مغناطیسی ترانسفورماتور سه‌فاز پنج‌شاخه مورد مطالعه در این مقاله.

را نیز مدل‌سازی نمود. سیم‌پیچی‌های اولیه و ثانویه ترانسفورماتور مورد نظر دارای اتصال ستاره-ستاره هستند. توپولوژی ترانسفورماتور پنج‌ستونه در شکل ۳ نشان داده شده است.

در ابتدا قوانین دوگانی برای نشان دادن مدار مغناطیسی ترانسفورماتور مورد استفاده قرار گرفته [۱۶] و سپس مدارهای مغناطیسی و الکتریکی برای به دست آوردن مدل الکترومغناطیسی یکپارچه با یکدیگر ادغام شده‌اند تا اثرات اشباع مغناطیسی، هیستریزس و همچنین اتصالات الکتریکی سیم‌پیچی‌ها در نظر گرفته شوند. شار پیوندی سیم‌پیچی‌ها را می‌توان از (۴) به دست آورد

$$\begin{cases} \dot{\lambda}_1 = -r_1 i_1 + v_1 \\ \dot{\lambda}_2 = -r_2 i_2 + v_2 \\ \dot{\lambda}_3 = -r_3 i_3 + v_3 \end{cases}, \begin{cases} \dot{\lambda}_4 = -r_4 i_4 + R_{Lr} i_4 \\ \dot{\lambda}_5 = -r_5 i_5 + R_{Ld} i_5 \\ \dot{\lambda}_6 = -r_6 i_6 + R_{Lr} i_6 \end{cases} \quad (4)$$

که در این رابطه v_1, v_2, v_3 ولتاژهای سه‌فاز سیم‌پیچ‌های اولیه هستند که به عنوان ورودی سیستم در نظر گرفته شده‌اند. علاوه بر این، $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, 6)$ به عنوان حالت‌های سیستم در نظر گرفته شده‌اند.

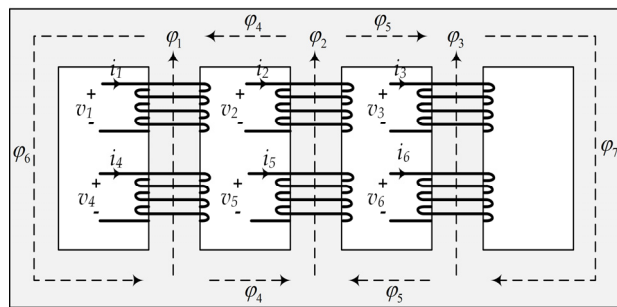
معادله (۴) را می‌توان به فرم ماتریسی به صورت (۵) بازنویسی کرد

$$\lambda = L \dot{\lambda} \rightarrow \dot{\lambda} = L^{-1} \lambda = \Gamma \lambda \quad (5)$$

فرم کلی معادلات فضای حالت به صورت (۶) است

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (6)$$

بنابراین ماتریس‌های A, B, C و D باید برای کامل شدن مدل فضای حالت به دست آورده شوند. اگر فرض کنیم که بار متعادل سه‌فاز با مقاومت R_L به سیم‌پیچ ثانویه ترانسفورماتور متصل باشد، معادلات فضای حالت را می‌توان به صورت (۷) نوشت. در (۷)، Γ معکوس L است که بر اساس مشخصه غیر خطی هسته مغناطیسی و نقطه کار مدار دائماً تغییر می‌کند. در نتیجه بر اساس (۷)، ماتریس‌های A و C هم دائماً تغییر می‌کنند. بنابراین برای پیاده‌سازی الگوریتم EKF باید L را با توجه به نقطه کار فعلی در هر تکرار به روز رسانی کرد. در این مقاله از روش نیوتن برای محاسبه L به صورت بازگشتی استفاده شده است. با توجه به این که ترانسفورماتور قدرت به صورت بدون بار راه‌اندازی می‌شود می‌توان نوشت $i_4 = i_5 = i_6 = 0$. مدار مغناطیسی معادل ترانسفورماتور مورد مطالعه در شکل ۴ نشان داده شده است. در شکل ۴، f_i ها نیروی محرکه‌های مغناطیسی هستند که توسط سیم‌پیچ‌های اولیه تولید می‌شوند. همچنین R_1 تا R_6 مقاومت‌های مغناطیسی غیر خطی بخش‌های مختلف هسته شامل اشعاب‌های مربوط به سیم‌پیچ‌ها، یوغ‌ها و ساق‌های خارجی هستند که بر اساس نقطه کار بر روی مشخصه اشباع مغناطیسی هسته تغییر می‌کنند. مقاومت مغناطیسی را می‌توان به صورت (۸) نوشت



شکل ۳: توپولوژی ترانسفورماتور سه‌فاز پنج‌ستونه مورد مطالعه در این مقاله.

غیر خطی برای حالت ترانسفورماتور تک‌فاز پیاده‌سازی شده که برای حالت سه‌فاز قابل استفاده نیست. در این مقاله، روش ارائه‌شده در [۱۵] برای حالت ترانسفورماتور سه‌فاز تعمیم داده شده است. در روش پیشنهادی، جریان‌های سه‌فاز در سیم‌پیچی‌های اولیه ترانسفورماتور (سمت راه‌اندازی) توسط فیلتر کالمن تعمیم‌یافته تخمین زده می‌شوند. سپس سه سیگنال باقیمانده به صورت تفاضل جریان‌های اندازه‌گیری شده و جریان‌های تخمین زده شده در سیم‌پیچ‌های اولیه ترانسفورماتور تعریف شده‌اند. زمانی که ترانسفورماتور سالم راه‌اندازی می‌شود، EKF جریان هجومی را به طور دقیق تخمین می‌زند و بنابراین سیگنال‌های باقیمانده تقریباً صفر هستند. وقتی ترانسفورماتور معیوب راه‌اندازی می‌شود، به این دلیل که مدل مورد استفاده دیگر توصیف مناسبی از ترانسفورماتور معیوب ندارد EKF نمی‌تواند جریان هجومی را به درستی تخمین بزند و در نتیجه سیگنال‌های باقیمانده بزرگی تولید می‌شوند. برای تشخیص جریان خطای داخلی از جریان هجومی ترانسفورماتور، دامنه سیگنال‌های باقیمانده با یک مقدار آستانه مقایسه می‌شوند. الگوریتم ارائه‌شده دارای مزایای زیر می‌باشد:

- روش پیشنهادی در کمتر از یک چهارم سیکل قادر به تفکیک جریان خطای داخلی از جریان هجومی ترانسفورماتور می‌باشد و بنابراین زمان عملکردی روش ارائه‌شده بسیار مطلوب است.
- برخی از روش‌ها (مانند روش‌های مبتنی بر تبدیل موجک) به شدت تحت تأثیر نویزهای اندازه‌گیری و اغتشاشات بیرونی هستند. برخلاف این روش‌ها، روش پیشنهادی در برابر نویز و اغتشاش مقاوم است (به علت تخمین نویز در هر تکرار فیلتر تطبیقی).

بخش‌های بعدی مقاله به طور خلاصه عبارتند از: در بخش دو مدل فضای حالت غیر خطی ترانسفورماتور سه‌فاز مورد مطالعه قرار می‌گیرد و فرمولاسیون EKF استخراج می‌شود. در بخش سه اصول و قواعد روش پیشنهادی ارائه می‌شوند. برای ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی نتایج شبیه‌سازی در بخش چهار ارائه می‌شوند. در انتها و در بخش پنج مقاله جمع‌بندی می‌گردد.

۲- به دست آوردن مدل و فرمولاسیون EKF

۲-۱ معادلات فضای حالت ترانسفورماتور مورد مطالعه

با توجه به این که EKF ذاتاً یک روش مبتنی بر مدل می‌باشد، لازم است در فرمولاسیون روش پیشنهادی مدل فضای حالت غیر خطی ترانسفورماتور سه‌فاز را به دست آوریم. در این مقاله یک ترانسفورماتور سه‌فاز پنج‌ستونه برای مطالعه انتخاب شده است. مدل ترانسفورماتور پنج‌ستونه حالت کلی‌تر ترانسفورماتور سه‌ستونه و ترانسفورماتور تک‌فاز است و در نتیجه با اعمال اصلاحات کوچکی می‌توان این حالت‌های خاص

مربوط به سیم‌پیچ‌های H_1 ، H_2 و H_3 را می‌توان با استفاده از (۱۱) محاسبه کرد

$$H_k = \frac{R_k}{I_k} \phi_k, \quad k = 1, 2, 3 \quad (11)$$

شدت میدان مغناطیسی برای یوغ‌ها به صورت (۱۲) محاسبه شده است

$$H_{k+2} = \frac{f_k - f_{k+1}}{I_{k+2}} - \frac{1}{I_{k+2}} (R_k \phi_k - R_{k+1} \phi_{k+1}) \quad (12)$$

برای H_v و H_f برای ساق‌های بیرونی را می‌توان از (۱۳) و (۱۴) به دست آورد

$$H_f = \frac{f_1 - R_1 \phi_1}{I_f} \quad (13)$$

$$H_v = \frac{f_r - R_r \phi_r}{I_v} \quad (14)$$

بعد از محاسبه H ، شدت میدان مغناطیسی B را می‌توان با استفاده از منحنی مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتور به دست آورد. بنابراین باید رابطه $B-H$ هسته مغناطیسی را طوری یافت که به خوبی اثرات هیستریزس و اشباع مغناطیسی را مدل‌سازی کند. در مراجع مختلف روش‌های گوناگونی از جمله استفاده از توابع چندجمله‌ای، تانژانت و تانژانت هذلولوی برای مدل‌کردن رفتار غیر خطی هسته مغناطیسی پیشنهاد شده است. در این مقاله، برای رسیدن به هدف فوق و بر اساس روش سعی و خطا، جمع توابع آرک تانژانت و تانژانت هذلولوی برای مدل‌سازی رفتار هسته مورد استفاده قرار گرفته است. داده‌های هسته مغناطیسی با استفاده از روش بهینه‌سازی حداقل مربعات غیر خطی و الگوریتم لوبز-مارکوارت بر روی مدل انتخاب‌گردیده تطبیق داده شده است. در مدل‌سازی منحنی مغناطیس‌کنندگی فرض شده که خواص مغناطیسی در همه بخش‌های هسته مشابه است. در انتها، ضریب نفوذپذیری مغناطیسی با (۱۵) به‌روزرسانی می‌شود

$$B = f(H) \rightarrow \mu = \frac{\partial B}{\partial H} \quad (15)$$

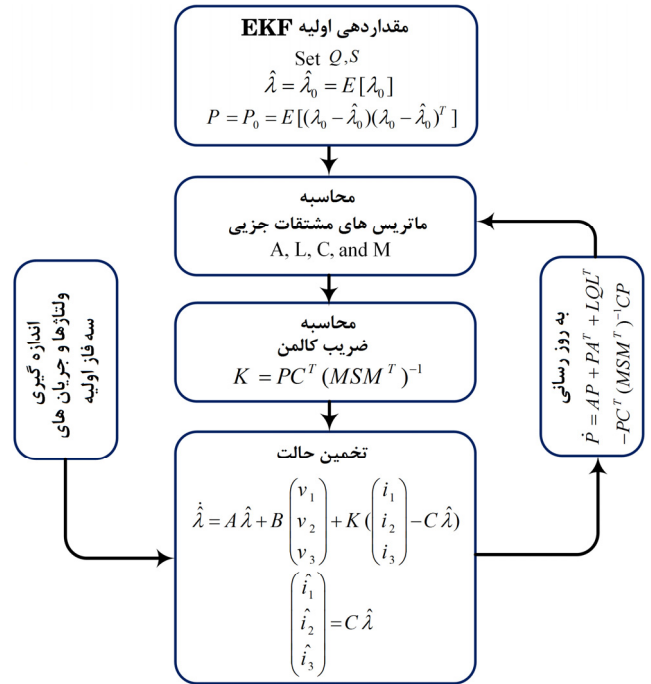
فرایند بالا برای هر نمونه داده تکرار می‌شود. بدین ترتیب معادلات فضای حالت غیر خطی ترانسفورماتور سه‌فاز با استفاده از روش تکراری توضیح داده شده به دست می‌آید. به منظور افزایش سرعت اجرا، مدل کامل به صورت آفلاین در قالب جدول جستجو برای استفاده در الگوریتم EKF آماده می‌گردد. الگوریتم EKF در بخش بعدی توضیح داده شده است.

۲-۲ فرمولاسیون EKF

الگوریتم EKF برای تخمین جریان‌های اولیه ترانسفورماتور سه‌فاز در روندنمای شکل ۵ توضیح داده شده است [۱۷]. در روندنمای نشان داده شده ماتریس‌های A ، B و C به کمک (۷) به دست می‌آیند و ماتریس‌های L ، M ، Q و R را باید محاسبه کرد. $Q^{n \times n}$ و $R^{m \times m}$ به ترتیب ماتریس‌های کوواریانس نویز مدل و نویز اندازه‌گیری شده (ω, v) هستند. با فرض این که نویز سفید دارای توزیع گاوسی با میانگین صفر و ناهمبسته باشد، یک فرم قطری برای دو ماتریس فوق مطابق زیر به دست می‌آید

$$R = I^{3 \times 3}$$

$$Q = \text{diag}(0.5, 0.5, 0.4, 0.4, 0.6, 0.6)$$



شکل ۵: روندنمای الگوریتم EKF برای تخمین جریان‌های سیم‌پیچ‌های اولیه ترانسفورماتور بررسی شده.

$$\dot{\lambda} = \underbrace{\text{diag}(-r_1, -r_r, -r_r, -r_r, r_L, -r_d + r_L, -r_f + r_L)}_A \Gamma \lambda + \underbrace{\begin{pmatrix} v_1 \\ v_r \\ v_r \end{pmatrix}}_B \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} - C \lambda \quad (7)$$

$$R_k = \frac{I_k}{\mu_k A_k}, \quad k = 1, \dots, 7 \quad (8)$$

که A_k و I_k به ترتیب طول و سطح مقطع شاخه k ام هسته می‌باشند. همچنین μ_k ضریب نفوذپذیری مغناطیسی شاخه k ام هسته مغناطیسی است. برای لحاظ کردن اثر تغییرات L و μ_k باید آنها را در هر تکرار به‌روزرسانی کرد. برای انجام این کار می‌توان مدار مغناطیسی شکل ۴ را تحلیل کرد و روابط شارهای بخش‌های مختلف هسته را به صورت زیر نوشت

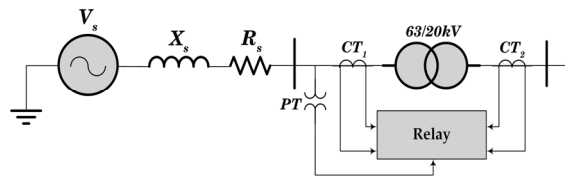
$$\begin{cases} R_f \phi_1 + R_1(\phi_1 - \phi_r) + f_1 = 0 \\ R_r(\phi_r - \phi_1) + R_r \phi_r + R_r(\phi_r - \phi_f) + f_r - f_1 = 0 \\ R_r(\phi_r - \phi_f) + R_d \phi_r + R_r(\phi_r - \phi_f) + f_r - f_r = 0 \\ R_r(\phi_r - \phi_f) + R_v \phi_r - f_r = 0 \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \phi_1 &= \phi_r - \phi_1, \quad \phi_r = \phi_r - \phi_r, \quad \phi_f = \phi_f - \phi_f, \quad \phi_v = -\phi_r \\ \phi_d &= \phi_r, \quad \phi_f = -\phi_1, \quad \phi_v = \phi_r \end{aligned} \quad (10)$$

برای به‌روزرسانی مقدار ضریب نفوذپذیری مغناطیسی هسته μ_k باید شدت میدان مغناطیسی H را برای هر شاخه با استفاده از قانون آمپر $\sum H_k l_k = f$

جدول ۱: پارامترهای سیستم شبیه‌سازی شده در نرم‌افزار PSCAD

مقدار	پارامتر
۳۰ MVA	ظرفیت نامی ترانسفورماتور
۶۳/۲۰ kV	نسبت ولتاژ
YNY	اتصال سیم‌پیچی‌ها
۰٫۰۸۷	نسبت X_s/R_s سیستم قدرت
۱۰	مقدار آستانه
۵۰ Hz	فرکانس سیستم
۵ kHz	فرکانس نمونه‌برداری



شکل ۶: بلوک دیاگرام سیستم شبیه‌سازی شده برای به دست آوردن داده‌های مورد نیاز برای تست روش پیشنهادی.

ماتریس‌های Q و R بر اساس عدم قطعیت‌های مدل و اندازه‌گیری انتخاب می‌شوند. اگر فرض شود که نویز اندازه‌گیری و نویز مدل با فرم جمع‌پذیر به مدل فضای حالت اضافه گردند، ماتریس‌های L و M به ترتیب از (۱۶) و (۱۷) به دست می‌آیند

$$L = \frac{\partial f}{\partial \omega} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \lambda_1}{\partial \omega_1} & \dots & \frac{\partial \lambda_1}{\partial \omega_p} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \lambda_p}{\partial \omega_1} & \dots & \frac{\partial \lambda_p}{\partial \omega_p} \end{pmatrix} = I^{p \times p} \quad (16)$$

$$M = \frac{\partial h}{\partial v} = \begin{pmatrix} \frac{\partial i_1}{\partial v_1} & \dots & \frac{\partial i_1}{\partial v_r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial i_r}{\partial v_1} & \dots & \frac{\partial i_r}{\partial v_r} \end{pmatrix} = I^{r \times r} \quad (17)$$

در پاره‌ای از موارد به علت شدت خطای داخلی رخ داده در ترانسفورماتور قدرت ممکن است ترانسفورماتورهای جریان دچار اشباع گردند. در این شرایط، داده‌های ورودی به الگوریتم پیشنهادی قابل اعتماد نیستند و ممکن است الگوریتم را دچار خطا کنند. بنابراین در شرایط اشباع ترانسفورماتور جریان، ابتدا باید سیگنال‌های جریان را جبران کرد تا خطای اندازه‌گیری بر عملکرد الگوریتم تأثیر نگذارد. در این مقاله، الگوریتم جبران‌سازی ارائه شده در [۱۸] مورد استفاده قرار گرفته است. در این الگوریتم، ابتدا لحظه شروع اشباع هسته ترانسفورماتور جریان شناسایی می‌شود و سپس جریان ثانویه ترانسفورماتور جریان اشباع شده با استفاده از یک استراتژی ساده بازسازی می‌گردد [۱۸].

در (۱۷)، $u = [v_1 \ v_r \ v_r]^T$ بردار ولتاژهای سه‌فاز ورودی است که در هر لحظه اندازه‌گیری می‌شود. علاوه بر این $y = [i_1 \ i_r \ i_r]^T$ بردار جریان‌های سه‌فاز (اندازه‌گیری شده با ترانسفورماتورهای جریان) در سیم‌پیچ‌های اولیه ترانسفورماتور سه‌فاز است.

۴- نتایج شبیه‌سازی و بحث‌های مرتبط

مجموعاً ۲۶۱۳ مورد آزمایش توسط شبیه‌سازی‌های انجام شده در نرم‌افزار PSCAD به دست آمده‌اند. دیاگرام تک‌خطی سیستم شبیه‌سازی شده در شکل ۶ نشان داده شده است. همچنین پارامترهای سیستم شبیه‌سازی شده در جدول ۱ لیست شده‌اند. داده‌های به دست آمده توسط الگوریتم پیشنهادی در نرم‌افزار MATLAB پیاده‌سازی و تست شده‌اند. داده‌های به دست آمده شرایط مختلف راه‌اندازی ترانسفورماتور شامل زاویه کلیدزنی، شار پسماند و غیره را در نظر می‌گیرند. همچنین در شرایط خطای داخلی ترانسفورماتور عوامل مختلف مانند نوع خطای داخلی، محل خطای داخلی و شدت خطای داخلی در نظر گرفته شده‌اند. در شکل ۷ برخی نتایج روش پیشنهادی به صورت نمونه ارائه شده است. همان طور که در شکل ۷-الف دیده می‌شود، زمانی که ترانسفورماتور سالم راه‌اندازی می‌شود، جریان‌های سیم‌پیچی‌های اولیه ترانسفورماتور با استفاده از روش پیشنهادی با دقت خوبی تخمین زده می‌شوند. درصد سیگنال‌های باقیمانده نرمالیزه شده در نیم‌سیکل اول برای این نمونه آزمایش در شکل ۶-ب نشان داده شده است. واضح است که دامنه همه سیگنال‌های PNRS کمتر از مقدار آستانه انتخاب شده می‌باشند. وقتی ترانسفورماتور با خطای داخلی راه‌اندازی می‌شود، الگوریتم EKF استفاده شده دیگر نمی‌تواند به خوبی جریان‌های اولیه را تخمین بزند. با مشاهده شکل ۸-الف نتیجه می‌شود که وقتی ترانسفورماتور با ۱۰٪ خطای داخلی (دور به دور) در فاز A راه‌اندازی شود، سیگنال‌های PNRS افزایش می‌یابند و از مقدار آستانه ۱۰٪ تجاوز می‌کنند. در نتیجه، شرایط خطای ترانسفورماتور به خوبی از شرایط راه‌اندازی تشخیص داده شده است. با بررسی همه ۲۶۱۳ مورد آزمایش نشان داده شد که روش پیشنهادی دارای دقت کلی ۹۹٪ می‌باشد. بنابراین روش پیشنهادی قابلیت اطمینان حفاظت دیفرانسیل را با تشخیص مؤثر جریان هجومی از خطای داخلی بهبود

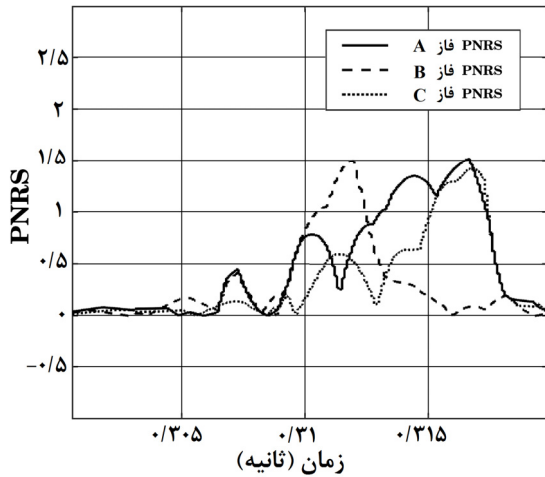
۳- اصول عملکردی روش پیشنهادی

۳-۱- تشخیص جریان خطای داخلی از جریان هجومی

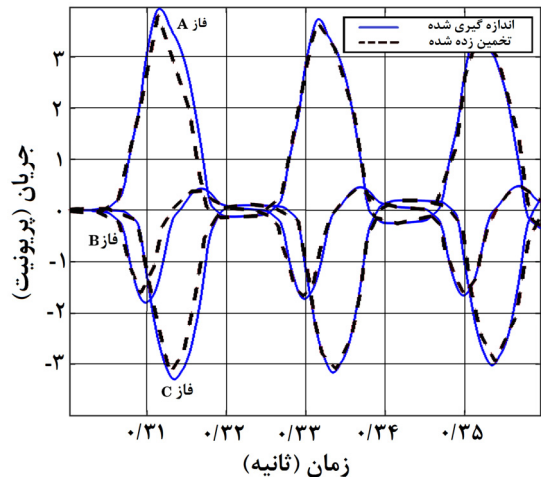
برای تشخیص جریان هجومی از جریان خطای داخلی ترانسفورماتور، مقادیر لحظه‌ای سیگنال‌های باقیمانده نرمالیزه شده سه‌فاز با یک مقدار آستانه از پیش تعیین شده مقایسه می‌شوند. درصد سیگنال باقیمانده نرمالیزه شده سه‌فاز^۱ به صورت (۱۸) تعریف شده است

$$PNRS_j = \left| \frac{i_j - \hat{i}_j}{i_{rated}} \right| \times 100, \quad j = 1, 2, 3 \quad (18)$$

در (۱۸)، i_j جریان اولیه اندازه‌گیری شده توسط ترانسفورماتور جریان، \hat{i}_j جریان اولیه تخمین زده شده توسط EKF و i_{rated} جریان نامی اولیه ترانسفورماتور می‌باشند. طراحی مقدار آستانه مناسب بسیار حایز اهمیت است زیرا بر دقت و زمان عملکرد روش پیشنهادی تأثیرگذار است. در این مقاله، بر اساس روش سعی و خطا، تعداد زیادی داده‌های شبیه‌سازی در حالت‌های عملکردی مختلف برای تعیین مقدار آستانه بررسی شده‌اند. در واقع زمان و دقت عملکرد روش پیشنهادی برای هر یک از داده‌های شبیه‌سازی با استفاده از مقادیر آستانه مختلف محاسبه شدند. مشاهده شد که مقدار آستانه ۱۰٪ منجر به دقت عملکردی مناسب و زمان عملکردی کوتاه می‌شود.

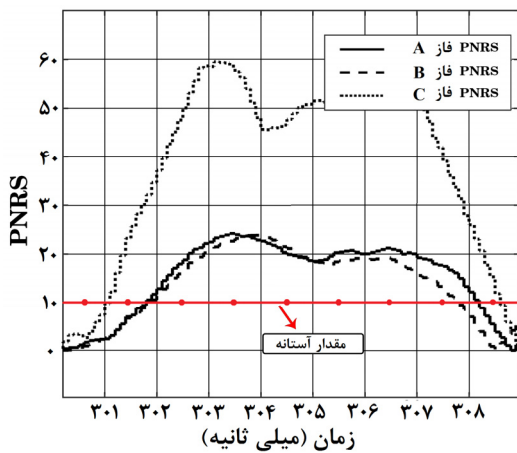


(ب)

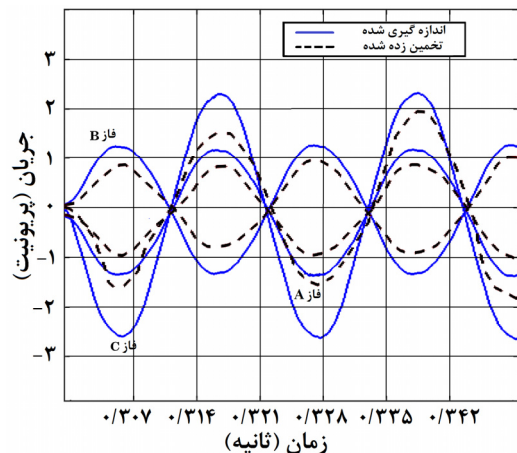


(الف)

شکل ۷: (الف) شکل موج‌های جریان‌های اندازه‌گیری‌شده و تخمین زده شده در راه‌اندازی ترانسفورماتور سالم و (ب) سیگنال‌های باقیمانده نرمالیزه‌شده سه‌فاز در نیم‌سیکل اول.



(ب)



(الف)

شکل ۸: (الف) شکل موج‌های جریان‌های اندازه‌گیری‌شده و تخمین زده شده در راه‌اندازی ترانسفورماتور معیوب با خطای داخلی دور به دور و (ب) سیگنال‌های باقیمانده نرمالیزه‌شده سه‌فاز در نیم‌سیکل اول.

جدول ۲: نتایج به دست آمده برای چند نمونه خطا در حالت اشباع ترانسفورماتور جریان و بدون اشباع ترانسفورماتور جریان.

شماره	نوع خطا	محل خطا	زاویه شروع خطا	درصد سیگنال بیشینه PNRS	زمان تشخیص خطا بدون اشباع CT	زمان تشخیص خطا با اشباع CT
۱	دور به دور (TYT)	فاز A - ۰٫۵ درصد از سیم‌پیچی	۰ درجه	٪۱۵٫۵۷	۴٫۲۰	۴٫۴۵
۲	دور به دور (TYT)	فاز A - ۳ درصد از سیم‌پیچی	۱۵ درجه	٪۲۱٫۳۲	۴٫۱۲	۴٫۳۷
۳	دور به دور (TYT)	فاز A - ۶ درصد از سیم‌پیچی	۹۰ درجه	٪۳۰٫۵۵	۳٫۹۵	۴٫۲۰
۴	خطا به زمین (LG)	فاز A - ۱۰ درصد از سر ترمینال	۰ درجه	٪۴۵٫۶۲	۴٫۰۱	۴٫۲۶
۵	خطا به زمین (LG)	فاز A - ۳۰ درصد از سر ترمینال	۱۵ درجه	٪۳۸٫۴۱	۴٫۱۲	۴٫۳۷
۶	خطا به زمین (LG)	فاز A - ۵۰ درصد از سر ترمینال	۹۰ درجه	٪۳۲٫۲۹	۴٫۵۵	۴٫۸۰
۷	خطا به خط (LL)	ترمینال فاز A به ترمینال فاز B	۹۰ درجه	٪۳۶٫۸۵	۴٫۷۵	۵
۸	اولیه به ثانویه (PYS)	اولیه فاز A به ثانویه فاز A	۹۰ درجه	٪۵۳٫۴۹	۴٫۶۳	۴٫۸۸

پیشنهادی کمتر از یک‌چهارم سیکل می‌باشد. میانگین زمان عملکرد به کمک (۲۰) حساب شده است

$$T_{avg} = \frac{\sum_{j=1}^N \Delta t_j}{N} \quad (20)$$

در (۲۰)، T_{avg} میانگین زمان تشخیص خطا، Δt_j زمان تشخیص خطا برای مورد آزمایش j ام و N تعداد موارد آزمایش مربوط به داده‌های خطای ترانسفورماتور می‌باشد. در جدول ۲ نتایج نمونه برخی از موارد

می‌دهد. دقت روش با استفاده از (۱۹) اندازه‌گیری شده است

$$\eta = \frac{\text{تعداد مورد آزمایش که به درستی تشخیص داده شده‌اند}}{\text{کل موارد آزمایش بررسی شده}} \times 100 \quad (19)$$

علاوه بر این از شکل ۸ استنباط می‌شود که سرعت تصمیم‌گیری در روش پیشنهادی بسیار بالا و کمتر از یک‌چهارم سیکل است. با بررسی سایر موارد آزمایش نیز مشاهده شد که میانگین زمان تشخیص خطا در روش

جدول ۳: مقایسه روش پیشنهادی با برخی روش‌های مرسوم برای تشخیص جریان خطا از جریان راه‌اندازی ترانسفورماتور.

روش	* T_{avg}	** η	مقاومت در برابر نویز	پیچیدگی ***
محدودیت هارمونیک دوم [۱]	۲۲٫۳	٪۷۷	×	کم
محدودیت هارمونیک زوج [۱۹]	۲۵٫۶	٪۸۶	×	کم
تشخیص جریان کم [۱۹]	۲۰	٪۸۷	×	کم
محدودیت نسبت DC [۱۹]	۲۰	٪۹۰	×	کم
حداقل مربعات [۱۴]	۲۰	٪۹۱	×	متوسط
روش پیشنهادی	۴٫۷	٪۱۰۰	✓	زیاد

* متوسط زمان عملکردی بر حسب میلی‌ثانیه بر اساس (۲۰) به دست آمده است.

** دقت روش از (۱۹) به دست آمده است.

*** پیچیدگی الگوریتم بر اساس تعداد روابط ریاضی موجود در الگوریتم ارزیابی شده است.

- [2] Z. Moravej and G. B. Gharehpetian, "Classification and discrimination among winding mechanical defects, internal and external electrical faults and inrush current of transformer," *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 2, pp. 484-493, Apr. 2017.
- [3] L. L. Zhang, Q. H. Wu, T. Y. Ji, and A. Q. Zhang, "Identification of inrush currents in power transformers based on higher-order statistics," *Electric Power Systems Research*, vol. 146, pp. 161-169, May 2017.
- [4] S. Dhar and P. K. Dash, "Differential current-based fault protection with adaptive threshold for multiple PV-based DC microgrid," *IET Renewable Power Generation*, vol. 11, no. 6, pp. 778-790, May 2017.
- [5] G. L. Macieira and A. L. M. Coelho, "Evaluation of numerical time overcurrent relay performance for current transformer saturation compensation methods," *Electric Power Systems Research*, vol. 149, pp. 55-64, Aug. 2017.
- [6] J. Faiz and S. Lotfi-Fard, "A novel wavelet-based algorithm for discrimination of internal faults from magnetizing inrush currents in power transformers," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 21, no. 4, pp. 1989-1996, Oct. 2006.
- [7] O. A. Youssef, "A wavelet-based technique for discrimination between faults and magnetizing inrush currents in transformers," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 18, no. 1, pp. 170-176, Jan. 2003.
- [8] H. Monsef and S. Lotfi-fard, "Internal fault current identification based on wavelet transform in power transformers," *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 12, pp. 1637-1645, Oct. 2007.
- [9] D. Guillen, H. Esponda, E. Vazquez, and G. Idarraga-Ospina, "Algorithm for transformer differential protection based on wavelet correlation modes," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 10, no. 12, pp. 2871-2879, Sept. 2016.
- [10] A. Ashrafiyan, M. Rostami, and G. B. Gharehpetian, "Hyperbolic S-transform-based method for classification of external faults, incipient faults, inrush currents and internal faults in power transformers," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 6, no. 10, pp. 940-950, Oct. 2012.
- [11] P. L. Mao and R. K. Aggarwal, "A novel approach to the classification of the transient phenomena in power transformers using combined wavelet transform and neural network," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 16, no. 4, pp. 654-660, Oct. 2001.
- [12] M. Shah and B. R. Bhalja, "Discrimination between internal faults and other disturbances in transformer using the support vector machine-based protection scheme," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 28, no. 3, pp. 1508-1515, Apr. 2013.
- [13] S. R. Samantary and P. K. Dash, "Decision tree-based discrimination between inrush currents and internal faults in power transformer," *International J. of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 33, no. 4, pp. 1043-1048, May 2011.
- [14] B. He, X. Zhang, and Z. Q. Bo, "A new method to identify inrush current based on error estimation," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1163-1168, Jun. 2006.
- [15] F. Naseri, Z. Kazemi, M. M. Arefi, and E. Farjah, "Fast discrimination of transformer magnetizing current from internal faults: an extended kalman filter-based approach," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 33, no. 1, pp. 110-118, Feb. 2018.
- [16] S. Garcia and A. Medina, "A state space three-phase multilimb transformer model in the time domain: fast periodic steady state analysis," *Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 3, pp. 1859-1864, Vancouver, Canada, 15-19 Jul. 2001.
- [17] D. Simon, *Optimal State Estimation: Kalman, H Infinity, and Nonlinear Approaches*, John Wiley & Sons, 2006.

آزمایش با جزئیات بیشتری ارائه شده‌اند. برای بررسی دقیق‌تر کارایی روش پیشنهادی، مقایسه‌ای بین این روش و برخی روش‌های متداول و مشابه از نظر سرعت عملکرد، دقت، میزان پیچیدگی و مقاومت‌بودن در برابر نویز و خطاهای اندازه‌گیری انجام شده و نتایج در جدول ۳ خلاصه شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود سرعت عملکرد روش پیشنهادی بسیار کمتر از روش‌های مرسوم مانند روش‌های هارمونیک است. مزیت دیگر روش پیشنهادی مقاومت‌بودن در برابر اثرات نامطلوب نویزهای اندازه‌گیری است. این جدول نشان می‌دهد که روش پیشنهادی حتی زمانی که داده‌ها به نویز سفید با قدرت ۳۰ دسی‌بل آلوده می‌شوند همچنان با دقت مناسبی خطاهای داخلی را از جریان هجومی ترانسفورماتور تشخیص می‌دهد. با این حال لازم به ذکر است که پیچیدگی روش پیشنهادی از سایر روش‌ها مانند روش‌های هارمونیک که صرفاً به محاسبه هارمونیک دوم از طریق فیلتر فوریه می‌پردازند بیشتر است.

۵- نتیجه‌گیری و پیشنهادها

در این مقاله روش جدیدی برای تشخیص خطای داخلی ترانسفورماتور از جریان هجومی پیشنهاد شده است. روش پیشنهادی، خطای داخلی را با استفاده از الگوریتم فیلتر EKF تشخیص می‌دهد. برای تشخیص خطا، سیگنال‌های باقیمانده نرمالیزه‌شده با یک مقدار آستانه از پیش تعیین شده مقایسه می‌شوند. زمانی که ترانسفورماتور سالم راه‌اندازی می‌شود، سیگنال‌های PNRS مقدار کمی دارند. با توجه به این که الگوریتم EKF نمی‌تواند در شرایط خطای جریان‌های اولیه ترانسفورماتور را به خوبی تخمین بزند، سیگنال‌های PNRS افزایش یافته و برای تشخیص شرایط خطا از شرایط عادی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. عملکرد روش پیشنهادی در تشخیص خطای داخلی از شرایط راه‌اندازی با استفاده از تعداد زیادی موارد شبیه‌سازی که در شرایط کاری مختلف و با استفاده از نرم‌افزار PSCAD به دست آمده‌اند مورد بررسی قرار گرفت. نتایج نشان می‌دهند که روش پیشنهادی دقت بالا و زمان عملکردی کمی دارد. بررسی و تحلیل رابطه دایره‌های ماتریس کوواریانس خطای تخمین با مشخصات خطای داخلی ترانسفورماتور می‌تواند حاوی اطلاعات مفیدی در زمینه نوع، موقعیت و شدت خطاهای داخلی باشد که پیشنهاد می‌گردد در قالب تحقیقات جدید در آینده به انجام برسد.

مراجع

- [1] R. Hamilton, "Analysis of transformer inrush current and comparison of harmonic restraint methods in transformer protection," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 49, no. 4, pp. 1890-1899, Apr. 2013.

مشغول به فعالیت هستند. از زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان می توان به مدل سازی و شناسایی سیستم ها، اتوماسیون و کنترل صنعتی، یادگیری ماشین و تشخیص خطا اشاره نمود.

محمد محمدپور مدرک کارشناسی و کارشناسی ارشد خود را در رشته مهندسی برق در سال های ۱۳۹۱ و ۱۳۹۳ از دانشگاه صنعتی شیراز و دانشگاه صنعتی امیرکبیر دریافت نموده است. ایشان در حال حاضر دانشجوی دکتری مهندسی برق- مخابرات دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه شیراز می باشند. از زمینه های تحقیقاتی ایشان می توان به طراحی فیلترهای تطبیقی و طراحی آنتن اشاره نمود.

ابراهیم فرجاه مدرک کارشناسی و کارشناسی ارشد خود را به ترتیب در سال های ۱۳۶۶ و ۱۳۶۸ از دانشگاه شیراز و دانشگاه صنعتی شریف اخذ نموده است. همچنین ایشان مدرک دکتری خود را در رشته مهندسی برق از دانشگاه گرونوبل فرانسه کسب نموده است. در حال حاضر ایشان به عنوان استاد تمام دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه شیراز مشغول به فعالیت هستند. از زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان می توان به الکترونیک قدرت، انرژی های نو، ریزشبکه ها و کیفیت توان اشاره کرد.

[18] F. Naseri, Z. Kazemi, E. Farjah, and T. Ghanbari, "Fast detection and compensation of current transformer saturation using extended kalman filter," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 34, no. 3, pp. 1087-1097, Jun. 2019.

[19] A. Guzman, S. Zocholl, G. Benmouyal, and H. J. Altuve, "A current-based solution for transformer differential protection II: Relay description and evaluation," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 17, no. 4, pp. 886-893, Oct. 2002.

فرشید ناصری تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی مهندسی برق- کنترل و کارشناسی ارشد مهندسی برق قدرت به ترتیب در سال های ۱۳۹۲ و ۱۳۹۴ در دانشگاه صنعتی شیراز و دانشگاه شیراز به پایان رسانده است. ایشان هم اکنون به عنوان دانشجوی دکتری رشته مهندسی برق قدرت در دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه شیراز مشغول به فعالیت هستند. از زمینه های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان می توان به الکترونیک قدرت، خودروهای الکتریکی و حفاظت سیستم های قدرت اشاره کرد.

زهرا کاظمی تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی مهندسی برق- مخابرات و کارشناسی ارشد مهندسی برق- کنترل به ترتیب در سال های ۱۳۹۲ و ۱۳۹۴ در دانشگاه صنعتی شیراز و دانشگاه شیراز به پایان رسانده است. ایشان هم اکنون به عنوان دانشجوی دکتری رشته مهندسی برق کنترل در دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه شیراز