

تحلیل فرکانسی سلف‌های پالسی با هسته فریتی در سامانه موقعیت‌یاب زمین‌پایه

محمد رضا علیزاده پهلوانی^{۱*}، ایمان سلطانی^۲، آرش دهستانی کلاگر^۳

۱- دانشیار، ۲- دانشجوی دکتری، ۳- استادیار، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

(دریافت: ۹۶/۰۵/۱۱، پذیرش: ۹۷/۰۲/۱۶)

چکیده: در این مقاله مدل مداری سلف‌های پالسی با هسته فریتی برای سامانه‌های موقعیت‌یاب زمین‌پایه می‌گردد. رفتار عناصر مدل مداری سلف پیشنهادی در مقابل تغییرات فرکانس تحلیل می‌شود. علاوه بر این، تلفات الکتریکی در سلف پالسی که شامل اتلاف مقاومت سیم‌پیچی و اتلاف هسته که با مقاومت سیم‌پیچی سری مدل شده و وابسته به فرکانس می‌باشد، مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. در این مقاله مدل‌سازی برای بررسی مقاومت سیم‌پیچی و اتلاف هسته و راکتانس با فرض چشم‌پوشی از قطر سیم‌پیچ در قیاس با طول سیم‌پیچ با ساختار سلونوئیدی ارائه گردیده و همچنین نفوذپذیری الکتریکی و مغناطیسی در هسته فریت به صورت اعداد مختلط مدل شده است. به علاوه، تاثیر عوامل غیرخطی مانند عمق نفوذ مغناطیسی در اندوکتانس سلف‌پالسی بر حسب فرکانس در شبیه‌سازی‌ها بررسی شده است. نشان داده خواهد شد که فرکانس KHz ۱۰۰ در سامانه موقعیت‌یاب زمین‌پایه به عنوان نقطه بحرانی در طراحی سلف‌های پالسی فرستنده لورن است.

کلیدواژه‌ها: اتلاف مغناطیسی، اثر پوستی، پاسخ فرکانس، جریان گردابی، سلف هسته فریتی

۱- مقدمه

امروزه مکان‌یابی به عنوان یکی از نیازهای بسیار ضروری محسوب می‌شود. با توجه به این که مکان‌یاب‌های عمومی مبتنی بر سیستم موقعیت‌یابی جهانی (GPS) همیشه در دسترس نبوده و یا قابل اطمینان نیستند لذا مکان‌یابی محلی جایگزین مناسبی می‌باشد. سامانه موقعیت‌یاب زمین‌پایه لورن^۲ به عنوان سامانه مکمل و پشتیبان قابل اتکا برای GPS می‌تواند با این هدف مورد استفاده قرار گیرد [۱]. سامانه لورن سیستمی رادیویی بوده که با دقت، موقعیت اجسام را (با اندازه‌گیری اختلاف زمان رسیدن سیگنال رادیویی از ایستگاه‌هایی بسیار دور از هم) تعیین می‌کند. کاربرد اصلی سامانه‌های لورن در مکان‌یابی و ناوبری دریایی است و اجزای اصلی آنها شامل ایستگاه‌های فرستنده، بخش‌های کنترلی، پایش و تجهیزات مربوط به هم‌زمان کردن فرستنده‌ها است. مبنای مکان‌یابی سامانه‌های لورن مبتنی بر اختلاف زمانی پالس‌های رسیده از فرستنده‌های اصلی^۲ و پیرو^۳ می‌باشد به این صورت که برای هر اختلاف زمانی یک خط مکان‌یاب^۴ برای فرستنده‌های اصلی و پیرو تولید می‌شود و مکان مورد نظر با قطع دادن دو یا چند خط مکان‌یاب به دست می‌آید [۲-۳].

مهمترین سازنده فرستنده‌های لورن تا سال ۲۰۰۰، شرکت مگا پالس^۵ آمریکا بوده است. تولید پالس جریان‌ی با شکل موج سینوسی و عرض پالس دو سیکل با فرکانس KHz ۱۰۰ در این فرستنده توسط چهار مولد جریان سینوسی نیم‌سیکل^۶ (HCG) صورت می‌پذیرد.

بدین منظور هر فرستنده حداقل به چهار HCG نیاز دارد. دو HCG به صورت موازی برای شکل‌دهی نیم سیکل‌های مثبت و دو HCG موازی دیگر برای شکل‌دهی نیم‌سیکل‌های منفی استفاده می‌شوند. هر HCG از سه طبقه که هر طبقه از یک مدار RLC که در شرایط فوق میرایی کار می‌کند، تشکیل شده است. طبقه اول مدار شارژ خازن C₁، طبقه دوم مدار شارژ خازن C₂ و طبقه سوم مدار فشرده ساز پالس نام‌گذاری می‌شوند. این طبقات به ترتیب با فرکانس‌های ۱/۷ KHz، ۳۳/۳ KHz و ۱۰۰ KHz طراحی می‌شوند، بنابراین، هر HCG همان‌گونه که در شکل (۱) نشان داده شده است از دیود، سلف‌ها، خازن‌ها و یک‌سوسازهای کنترل‌شده سلیکونی^۸ (SCR) تشکیل شده است. همان‌طور که در شکل (۱) نشان داده شده است، هر HCG از دو سلف SR₁ و SR₂ هسته‌دار که به عنوان کلید و تنظیم‌کننده فرکانس طبقه عمل می‌کنند، تشکیل شده است. از این رو تحلیل این‌گونه سلف‌ها برای این فرستنده امری ضروری و حیاتی است. سلف SR₂ که قلب HCG

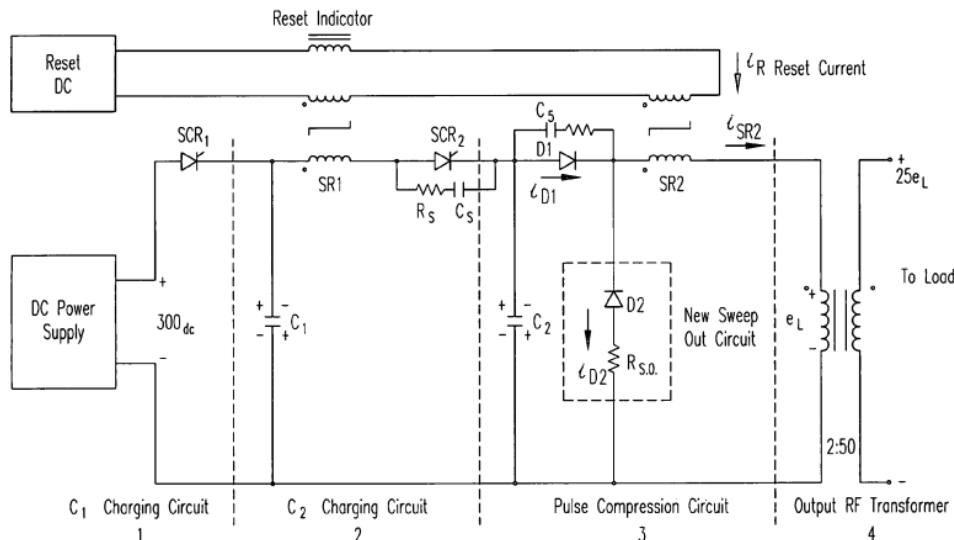
* نویسنده پاسخگو: mr_alizadehp@mut.ac.ir

1- Global Positioning System
2- Long Range Navigation (LORAN)
3- Master Transmitting Station
4- Secondary Transmitting Station
5- Line Of Position (LOP)

6- MEGAPULSE
7- Half Cycle Generator
8- Silicon-Controlled Rectifier

۵ میکروثانیه از خود عبور دهد.

نامیده می‌شود، می‌بایست دامنه جریان ۱۰ KA را با عرض پالس



شکل (۱): مولد جریان سینوسی نیم سیکل [۴]

حتی در هنگام ساخت نیز اندازه‌گیری و محاسبه نمی‌شود. در سالیان اخیر مطالعات زیادی در زمینه بررسی رفتار سیستم‌های قدرت در فرکانس‌های بالا انجام شده است. که نمونه‌ای از این مطالعات در مراجع [۶-۷] ارائه شده‌اند.

در مرجع [۸]، اثرات پوستی و مجاورتی در مقاومت ac بررسی شده است. در مراجع [۹-۱۰] به تحلیل خازن‌های پارازیتی در ترانسفورماتور فرکانس بالا و طراحی سیم‌پیچ‌های آن پرداخته شده است، اما مدل کاملی از این مولفه‌ها ارائه نشده است. مدار معادل مغناطیسی یک سیم‌پیچ در مرجع [۱۱] بررسی شده است، همچنین اثر خازن‌های پارازیتی در پاسخ فرکانسی، با جزئیات بیشتری در این مرجع برای ترانسفورماتورهای سیستم انتقال مورد مطالعه قرار گرفته است. با افزایش فرکانس در ترانسفورماتورها و سلف‌های معمولی، شار نشتی و جریان گردابی در ترانسفورماتور به شدت افزایش می‌یابد و تلفات ترانسفورماتور نیز به نحو چشمگیری افزایش پیدا می‌کند [۱۲].

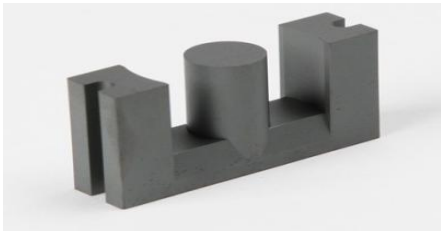
اندوکتانس نشتی و جریان گردابی دو پدیده خطرناک در سیم‌پیچ‌های ترانسفورماتور فرکانس بالا هستند. آنها به درستی دیده نمی‌شوند و به سختی توسط تجهیزات آزمایشگاهی آشکار می‌شوند. در دو دهه اخیر قرن ۲۰ میلادی، به لطف محاسبات پیچیده کامپیوتری و بسته‌های نرم‌افزاری محاسبات عددی، توزیع جریان‌های گردابی و شار مغناطیسی قابل محاسبه شده و به صورت تصویر قابل رویت شدند [۱۳].

در مرجع [۱۴] به طراحی سلف‌های تک‌لایه سلونوئیدی در فرکانس‌های بالا پرداخته شده است؛ ولی در مورد طراحی تحلیلی بهینه سلف‌های هسته‌دار مورد استفاده در سامانه‌های قدرت

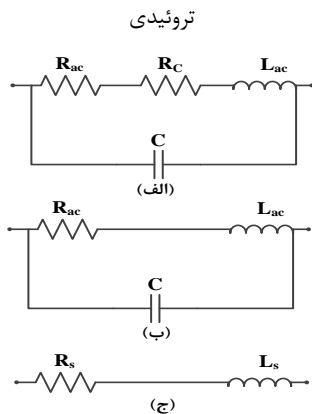
از این رو، در این مقاله، مدل‌سازی سیگنال کوچک سلف SR_2 با هسته فریتی مورد بحث واقع شده است. در حالت کلی ادوات غیرفعال مانند سلف می‌توانند برای فرکانس‌های بالاتر از 100 KHz نیز مورد استفاده قرار گیرند. این حالت امکان کاهش حجم سلف، خازن و مبدل را ایجاد می‌کند. برای دسترسی به این هدف، دستیابی به فرکانس بالا امری مهم تلقی می‌شود. با این وجود، عوامل پارازیتی در مدار سلف باید به خوبی پیش‌بینی شوند تا از رفتار ناخواسته جلوگیری شود. در فرکانس‌های عملیاتی سامانه لورن مقاومت پارازیتی و خازن پارازیتی می‌تواند بر بهره‌برداری از سلف‌های پالسی تاثیر بگذارد. بنابراین، یک پیش‌بینی دقیق از پاسخ فرکانسی سلف برای طراحی مدارهای قدرت فرکانس بالا بسیار مهم است. (مقاومت پارازیتی با توجه به تلفات هسته به شدت کاهش می‌یابد) با این حال، به دلیل اثرات پوستی و مجاورت مقاومت سیم پیچ مدور به دور هسته در حالت ac در فرکانس‌های بالا بسیار بالاتر از مقاومت DC است [۵]. علاوه بر این، بسیاری از سیم‌پیچ‌ها باید بر روی یک هسته با نفوذپذیری کم پیچیده شوند. عوامل پارازیتی همچون خازن‌های پارازیتی باعث می‌شود که سلف در فرکانس‌های نزدیک فرکانس تشدید مانند یک خازن عمل کند. متأسفانه، در این سامانه خازن‌ها و مقاومت پارامترهای توزیع شده می‌باشند و مقادیر آنها به فرکانس کاری بستگی دارد. بنابراین، پیش‌بینی پاسخ فرکانسی در شرایط عملیاتی یک سلف بسیار دشوار است.

دسترسی به اجزاء داخلی سیم پیچ‌های قدرت پس از ساخت و نصب امکان‌پذیر نیست و تنها ترمینال‌های آن جهت هر نوع تست و تشخیص مهندسی در دسترس است و تشخیص بسیاری از عیوب نیاز به دانستن مقادیر مختلف پارامترهای سامانه دارد که

$$R_s = \frac{R_{ac}}{(1 - \omega^2 L_{ac} C)^2 + (\omega C R_{ac})^2} \quad (1)$$



شکل (۲): شمای سه‌بعدی سلف سلونوئیدی با یک چهارم هسته



شکل (۳): مدار معادل سلف بالا با هسته فریتی (الف) مدار معادل توزیع شده (ب) مدار معادل با $R_{ac} = R_{\omega} + R_c$ و (ج) مدار معادل فشرده و راکتانس مدار معادل به شرح زیر است:

$$X_s = \frac{\omega L_{ac} (1 - \omega^2 L_{ac} C - \frac{C R_{ac}^2}{L_{ac}})}{(1 - \omega^2 L_{ac} C)^2 + (\omega C R_{ac})^2} \quad (2)$$

که در این روابط، $\omega = 2\pi f$ و اندوکتانس سری سلف طبق رابطه زیر قابل بیان می‌باشد:

$$L_s = \frac{X_s}{2\pi f} \quad (3)$$

با استفاده از روابط حاکم و همچنین وسایل آزمایشگاهی می‌توان مقدار R_s ، L_s را اندازه‌گیری کرد. فرکانس تشدید سلف f_r ، از $X_s = 0$ حاصل می‌شود. از این رو از معادله (۲)، می‌توان ظرفیت خازنی سیم‌پیچ را محاسبه کرد:

$$C = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_{ac} (f_r) + \frac{R_{ac}^2 (f_r)}{L_{ac} (f_r)}} \quad (4)$$

که در آن، $L_{ac}(f_r)$ و $R_{ac}(f_r)$ اندوکتانس و مقاومت ac سیم‌پیچ در فرکانس تشدید است.

۳- مقاومت سیم‌پیچ سلف پالسی

به دلیل اثر پوستی و مجاورتی، مقاومت سیم‌پیچ با افزایش فرکانس سلف افزایش می‌یابد، لذا نتیجه‌ی نهایی این دو اثر در مقدار موثر سطح مقطع هادی برای عبور جریان در سیم پیچ می

مطالعات اندک بوده است. به‌همین دلیل این مقاله به طراحی سلف‌های هسته‌دار و استفاده از هسته‌های جزئی برای افزایش اندوکتانس پرداخته و تاثیر پارامترهای سلف‌ها در مقدار اندوکتانس آنها را بررسی می‌کند و نتایج حاصل از آن که منجر به طراحی بهینه سلف‌های هسته‌دار می‌شود را ارائه می‌نماید.

هدف از این مقاله، بررسی رفتار سلف‌های پالسی هسته فریتی و ارایه یک مدل مداری در فرکانس‌های مختلف می‌باشد که در آن مدل خازن‌های پارازیتی، مقاومت اهمی سیم‌پیچی و تلفات آهنی هسته، وابسته به فرکانس، در نظر گرفته می‌شوند. معادله دوپل^۱ برای مقاومت سیم‌پیچی به کار می‌رود [۱۵]. نوآوری جدید این کار ارایه مدار معادل با پارامترهای فشرده به صورت ساده است که به دقت پاسخ فرکانسی سلف هسته فریتی را توصیف می‌کند، که منجر به درک ساده از رفتار سلف هسته فریتی و توصیف دقیق پاسخ فرکانسی آنها می‌شود. همچنین یک روش برای تعیین مقدار پارامترهای مدل نیز در این مقاله ارائه شده است. به همین دلیل، می‌توان مدل ارائه‌شده را در طراحی مدارهای الکترونیک قدرت مانند فیلترهای EMI، مدارهای تشدید و سامانه‌های ناوبری مانند لورن و تطبیق امپدانس، به کار برد. عملکرد سلف را می‌توان در یک طیف گسترده‌ای از فرکانس با استفاده از مدل ارایه شده پیش‌بینی نمود. از نتایج شبیه‌سازی‌ها استنباط می‌شود که می‌بایست از به‌کارگیری سلف‌های پالسی در فرکانس‌های خیلی نزدیک به فرکانس تشدید خودداری نمود. در [۱۶] قسمتی از نمونه اقتباسی قسمتی از HCG ساخته شده در مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی مالک اشتر نمایش داده شده است و تحلیل چگونگی تشکیل سیگنال لورن آورده شده است. سلف‌های استفاده‌شده در این مولد از نوع سلونوئیدی با هسته تروئیدی بوده که مدل سه‌بعدی این سلف در شکل (۲) نمایش داده شده است.

۲- مدار معادل سلف پالسی با هسته فریتی

شکل (۳) نشان دهنده مدار معادل سلف پالسی با هسته فریتی می‌باشد که در آن، R_{ω} مقاومت سیم‌پیچ و R_c مقاومت معادل تلفات هسته، L_{ac} اندوکتانس سیم‌پیچ و C ظرفیت خازنی سیم‌پیچ است. در حالت کلی R_{ω} ، R_c و L_{ac} به فرکانس f بستگی دارند. مقاومت ac سیم‌پیچ یعنی $R_{ac} = R_{\omega} + R_c$ و امپدانس مدار معادل سیم‌پیچ به صورت $\hat{Z}_s = R_s + jX_s$ در شکل (۳-ج) نشان‌دهنده مدار معادل سری سلف پالسی با هسته فریتی است که در آن R_s مقاومت سری مدار معادل^۲، می‌باشد، بنابراین، داریم:

1- Dowell
2- Electromagnetic interference
3- ESR

بنابراین، شدت میدان مغناطیسی به شرح زیر است:

$$H(r, \varphi, z, t) = H_z(r, t)a_z \quad (9)$$

در حالت دایمی سینوسی، می توان شدت میدان مغناطیسی را به صورت فازوری در نظر گرفت:

$$\bar{H}(r) = \bar{H}(r)a_z \quad (10)$$

که در آن، شدت میدان مغناطیسی $\hat{H}(r)$ با رابطه زیر بیان می شود:

$$\bar{H}(r) = H_m(r)e^{j\omega t} \quad (11)$$

به دلیل این که در این مقاله فازور، نفوذپذیری مغناطیسی شامل جز حقیقی و موهومی وابسته به فرکانس می باشد، لذا هسته بخشی از انرژی را به صورت مغناطیسی تلف می نماید:

$$\bar{\mu}_c = \mu_0 \bar{\mu}_{rc} = \mu_0 (\mu_{rc}^R - j\mu_{rc}^I) \quad (12)$$

از این رو فازور چگالی شار مغناطیسی با بردار زیر قابل توصیف است:

$$\bar{B} = \bar{\mu}_c \bar{H} = \mu_0 (\mu_{rc}^R - j\mu_{rc}^I) \bar{H} \quad (13)$$

همچنین به دلیل این که در حالت فازور، نفوذپذیری شامل جزء حقیقی و موهومی وابسته به فرکانس می باشد، لذا هسته بخشی از انرژی را به صورت الکتریکی تلف می نماید:

$$\bar{\epsilon}_c = \epsilon_0 \bar{\epsilon}_{rc} = \epsilon_0 (\bar{\epsilon}_{rc}^R - j\bar{\epsilon}_{rc}^I) \quad (14)$$

فازور چگالی الکتریکی \bar{D} و فازور میدان الکتریکی \bar{E} توسط رابطه زیر به هم مربوط می شوند:

$$\hat{D} = \hat{\epsilon}_c \hat{E} = \epsilon_0 (\epsilon_{rc}^R - j\epsilon_{rc}^I) \hat{E} \quad (15)$$

برای محاسبه اندوکتانس و مقاومت معادل هسته از معادلات ماکسول داریم:

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + j\omega \bar{D} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} &= \gamma_c \bar{E} + j\omega \bar{\epsilon}_c \hat{E} \\ &= (\gamma_c + j\omega \bar{\epsilon}_c) \bar{E} \\ &= \bar{\gamma}_c \bar{E} \end{aligned}$$

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega \bar{B} = -j\omega \bar{\mu}_c \bar{H} \quad (17)$$

در این رابطه، \bar{J} بردار چگالی جریان، γ_c رسانایی الکتریکی هسته و $\bar{\gamma}_c = (\gamma_c + j\omega \bar{\epsilon}_c)$ رسانایی کل است. در رابطه (۱۶)،

$\bar{\gamma}_c \bar{E}$ معرف اتلاف جریان گردابی باتوجه به رسانایی غیر صفر γ_c هسته و همچنین معرف اتلاف دی الکتریک هسته $\omega \bar{\epsilon}_c \bar{E}$ و $\omega \mu_0 \mu_{rc}^I \bar{H}$ معرف اتلاف مغناطیسی هسته می باشد. از معادله های (۱۶) و (۱۷) داریم:

$$\nabla \times (\nabla \times \bar{H}) = \bar{\gamma}_c \nabla \times \bar{E} = -j\omega \bar{\mu}_c \bar{\gamma}_c \bar{H} = -jk^2 \bar{H} \quad (18)$$

که در آن:

باشد. مقاومت سیم پیچ ac از یک سلف با N_1 دور سیم مسی در یک لایه به شرح زیر است [۱۵]:

$$R_\omega = R_{dc} A \left[\frac{e^{2A} - e^{-2A} + 2\sin(2A)}{e^{2A} + e^{-2A} - 2\cos(2A)} + 2 \frac{N_1^2 - 1}{3} \cdot \frac{e^A - e^{-A} + 2\sin(A)}{e^A + e^{-A} - 2\cos(A)} \right] \quad (5)$$

که در آن، R_{dc} مقاومت DC سیم پیچ و پارامتر A برای سیم پیچ سلونوئیدی عبارتست از [۱۵]:

$$A = \left(\frac{\pi}{4} \right)^{3/4} \cdot \frac{d^{3/2}}{\delta s^{1/2}} \quad (6)$$

لازم به ذکر است که مقاومت DC کل سیم پیچ از جمع مقاومت DC تمام لایه های سیم پیچ سلونوئیدی حاصل می شود و مقاومت DC لایه ای به شعاع r_i از رابطه زیر حاصل می شود [۱۵]:

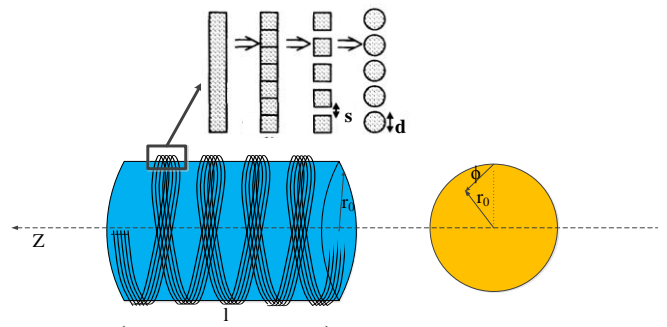
$$R_{dc r_i} = 8\rho_\omega r_i N_1 / d^2 \quad (7)$$

که در این رابطه، d قطر سیم مسی، s فاصله میان دو دور مجاور سیم پیچ در یک لایه، δ نیز عمق نفوذ مغناطیسی در سیم مسی است که از رابطه زیر قابل محاسبه است [۱۲]:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_\omega}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \quad (8)$$

در رابطه فوق، ρ_ω مقاومت ویژه سیم پیچ با سیم مسی در دمای ۲۰ درجه، μ_r نفوذپذیری نسبی مغناطیسی برای رسانای مسی و μ_0 نفوذپذیری مغناطیسی فضای آزاد است.

در شکل (۴) شمای سلف پالسی با هسته فریتی مورد مطالعه آورده شده است. با فرض چشم پوشی از شعاع هسته r_0 در قیاس با طول سیم پیچ، می توان شدت میدان مغناطیسی را در امتداد محور مغناطیسی یا همان محور Z مانند شکل (۴) در نظر گرفت. همچنین به دلیل تقارن می توان شدت میدان مغناطیسی را مستقل از مختصات ϕ و Z تصور نمود.



شکل (۴): چند لایه از هادی های پیچیده شده دور هسته

و امپدانس کل با رابطه زیر قابل نوشتن است:

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}}{\bar{I}} = j2\omega L_{dc}^m \frac{1}{\mu_0 \mu_{rc}^R} \frac{\bar{\mu}_c}{j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}} \frac{J_1\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)}{J_0\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)} \quad (29)$$

بخش‌های حقیقی و موهومی Z به ترتیب بیان‌کننده مقاومت معادل تلفات هسته R_c (مجموع اتلاف جریان گردابی، اتلاف دی‌الکتریک و اتلاف مغناطیسی) و اندوکتانس معادل ωL_{dc}^m می‌باشند. این پارامترها به شرح زیر هستند:

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}}{\bar{I}} = j2\omega L_{dc}^m \frac{1}{\mu_0 \mu_{rc}^R} \frac{\bar{\mu}_c}{j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}} \frac{J_1\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)}{J_0\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)} \quad (30)$$

و

$$L_{ac}^m = \frac{\text{Im}(\hat{Z})}{2\pi f} = \frac{2}{\mu_{rc}^R} L_{dc}^m \text{Re} \left[\frac{\hat{\mu}_{rc} J_1\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)}{j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta} J_0\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)} \right] \quad (31)$$

که داریم:

$$L_{dc}^m = \mu N^2 A_{Frit} / l_c \quad (32)$$

و مقاومت معادل تلفات هسته R_c به صورت زیر قابل بیان است:

$$R_c = \text{Re}(\hat{Z}) = -\frac{4\pi}{\mu_{rc}^R} f L_{dc}^m \text{Im} \left[\frac{\hat{\mu}_{rc} J_1\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)}{j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta} J_0\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)} \right] \quad (33)$$

که با توجه به رابطه (۶) بر حسب پارامتر A داریم:

$$L_{ac}^m = \frac{2}{\mu_{rc}^R} L_{dc}^m \text{Re} \left[\frac{J_1\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{As^{1/2} r_0^{3/3}}{(\pi/4)^{3/4} d^{2/3}}\right)}{j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{(\pi/4)^{3/4} d^{2/3}} J_0\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{As^{1/2} r_0^{3/3}}{(\pi/4)^{3/4} d^{2/3}}\right)} \right] \quad (34)$$

اندوکتانس نشتی از رابطه دوپل بیان می‌گردد [۱۵]:

$$L_{ac}^l = R_{\omega dc} \frac{A}{2\pi f} \left[\frac{e^{2A} - e^{-2A} + 2\sin(2A)}{e^{2A} + e^{-2A} - 2\cos(2A)} + \frac{2}{3} \frac{N_l^2 - 1}{e^A + e^{-A} - 2\cos(A)} \right] \quad (35)$$

از این رو اندوکتانس کل توسط رابطه زیر قابل حصول می‌باشد:

$$L_{ac} = L_{ac}^m + L_{ac}^l \quad (36)$$

$$k^2 = \omega \bar{\mu}_c \bar{J}_c \quad (19)$$

از رابطه‌های (۱۰) و (۱۸) داریم:

$$\frac{d^2 \bar{H}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\bar{H}}{dr} - j\bar{k}^2 \bar{H} = 0 \quad (20)$$

پاسخ معادله فوق با توجه به محدود بودن شدت میدان مغناطیسی در $r=0$ عبارتست از:

$$\bar{H}(r) = G J_0(j^{3/2} kr) \quad (21)$$

که در آن، J_0 تابع بسل نوع اول با مرتبه صفر و G نیز مقدار ثابت است. با استفاده از شرایط مرزی برای شدت میدان مغناطیسی در سطح استوانه داریم:

$$H_0 = \bar{H}(r_0) = G J_0\left(j^{3/2} kr_0\right) \quad (22)$$

بنابراین:

$$\bar{H}(r) = H_0 \frac{J_0\left(j^{3/2} kr\right)}{J_0\left(j^{3/2} kr_0\right)} \quad (23)$$

از قانون آمپر داریم:

$$H_0 = \frac{NI}{l} \quad (24)$$

که در آن، N تعداد دورکل سیم‌پیچ بر روی هسته و I جریان موثر سیم‌پیچ است. شار مغناطیسی نیز از قانون گاوس به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} \bar{\phi} &= \int_S \bar{\mu}_c \bar{H} dS \\ &= 2\pi \int_0^{r_0} \bar{\mu}_c \bar{H}(r) r dr \\ &= \frac{2\pi \bar{\mu}_c \bar{H}_0}{J_0\left(j^{3/2} kr_0\right)} \int_0^{r_0} r J_0\left(j^{3/2} kr\right) dr \end{aligned} \quad (25)$$

با محاسبات موجود در ضمیمه، رابطه (۲۵) به صورت زیر قابل بازنویسی است:

$$\bar{\phi} = L_{dc}^m \bar{I} \frac{2}{N} \frac{1}{\mu_0 \mu_{rc}^R} \frac{\hat{\mu}_c}{j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}} \frac{J_1\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)}{J_0\left(j^{3/2} \sqrt{2} \frac{r_0}{\delta}\right)} \quad (26)$$

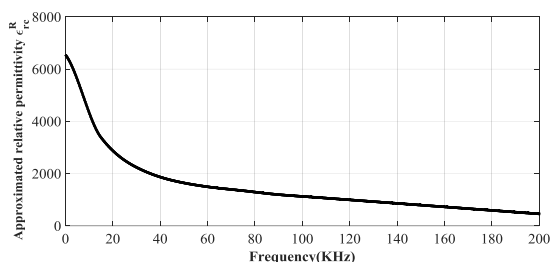
که در آن، L_{dc}^m اندوکتانس فرکانس پایین، J_1 تابع بسل نوع اول با مرتبه یک و δ توسط رابطه (۴۴) در پیوست معرفی شده است. شار پیوندی از کل سیم‌پیچ عبارتند از:

$$\bar{\phi}_c = N \bar{\phi} \quad (27)$$

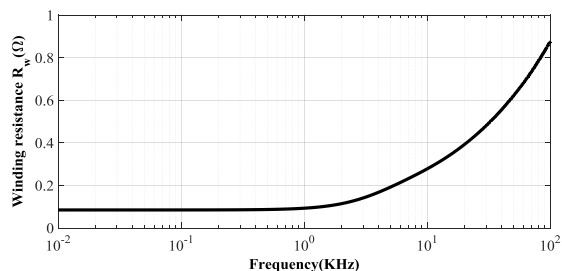
لذا ولتاژ القایی در سیم پیچ با رابطه (۲۶) بیان می‌شود:

$$\bar{V} = j\omega \bar{\phi}_c \quad (28)$$

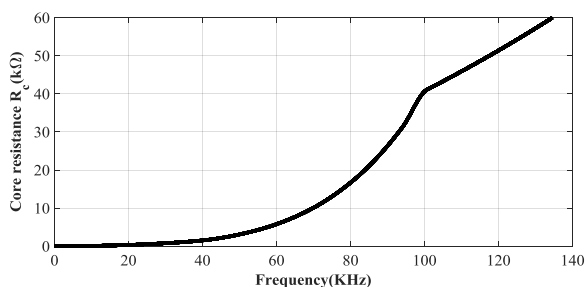
شده است. همانگونه که انتظار می‌رفت مقاومت معادل تلفات هسته با افزایش فرکانس افزایش پیدا کرده و در فرکانس ۱۰۰ KHz به مقدار ۵۰ کیلو اهم می‌رسد. اندوکتانس L_{ac}^m بر حسب فرکانس نیز در شکل (۱۰) ترسیم شده است. این اندوکتانس از فرکانس ۱۰۰ KHz به بعد به سرعت کاهش پیدا می‌کند. بعبارت دیگر در فرکانس‌های بالا، با وجود رسانایی پایین فریت‌ها، جریان گردابی به سرعت شدت میدان مغناطیسی را در هسته تضعیف می‌کند و بنابراین، اندوکتانس معادل به سرعت کاهش پیدا می‌کند. در شکل (۱۱) مقاومت سری مدار معادل بر حسب فرکانس نشان داده شده است.



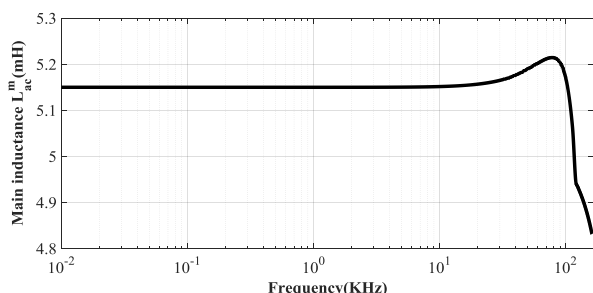
شکل (۷): بخش حقیقی نفوذپذیری الکتریکی نسبی ϵ_r^R بر حسب فرکانس.



شکل (۸): مقاومت سیم‌پیچ R_w بر حسب فرکانس



شکل (۹): مقاومت معادل R_c در مقابل فرکانس



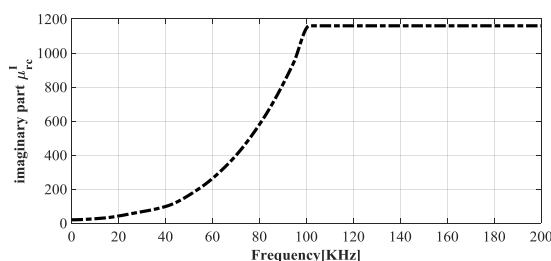
شکل (۱۰): اندوکتانس L_{ac}^m بر حسب فرکانس

همچنین مقاومت dc محاسبه شده برای سیم پیچ مسی بر اساس $R_{dc} = 8\rho_w r_0 N_t / d^2$ برابر $84,89 \Omega$ می‌باشد.

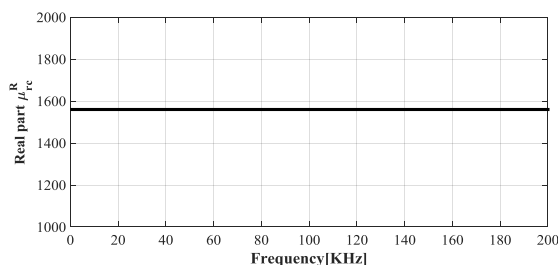
جدول (۱): مشخصات سیم‌پیچ مسی و هسته فریتی

پارامتر	مقدار	دیمانسیون	پارامتر	مقدار	دیمانسیون
N_t	۱	(turn)	f_r	۱/۲۵	MHz
l	۱۶۸	(mm)	σ	۰/۳۳	1/Ωm
μ	$4\pi \times 10^{-7}$	H/m	d	۰/۶۶	(mm)
$2r_0$	۱۳/۷۵	(mm)	s	۰/۶۶	(mm)
C	۲/۶۱	pF	ρ_w	1724×10^{-9}	Ωm

با استفاده از داده‌های هسته ec52، بخش‌های حقیقی و موهومی نفوذپذیری مغناطیسی $\mu_r^R(f)$ و $\mu_r^I(f)$ در محدوده ۱۰۰ Hz تا ۱۵۰ KHz، طبق شکل‌های (۵-۶) به دست می‌آیند.



شکل (۵): μ_r^I (قسمت موهومی ضریب گذردهی) بر حسب فرکانس.



شکل (۶): μ_r^R (قسمت حقیقی ضریب گذردهی) بر حسب فرکانس.

نتایج شبیه‌سازی مشخصات سیم‌پیچ مسی در شکل (۴) و مشخصات هسته آن در جدول (۱) آمده است. از اطلاعات به دست آمده از جدول (۱) بر اساس روابط (۶-۸) داریم:

$$L_{dc}^m = (N_t N_l)^2 A_L = 5.15 mH$$

برای هسته پیشنهادی، بخش حقیقی نفوذپذیری الکتریکی نسبی در شکل (۷) نشان داده شده و بخش موهومی آن صفر فرض شده است، یعنی $\epsilon_r^R = \epsilon_0 \epsilon_r^R$ است. بخش حقیقی نفوذپذیری الکتریکی نسبی ϵ_r^R از اندازه‌گیری مقاومت کل به دست می‌آید. [۱۷] همان‌گونه که این شکل نشان می‌دهد؛ مقدار ϵ_r^R با افزایش فرکانس کاهش پیدا می‌کند. در شکل (۸)، مقاومت سیم پیچ R_w بر حسب فرکانس نشان داده شده است. مقاومت سیم پیچ برای فرکانس‌های بیشتر از ۱۰ KHz افزایش یافته است. مقاومت معادل تلفات هسته Rc در شکل (۹) بر حسب فرکانس، ترسیم

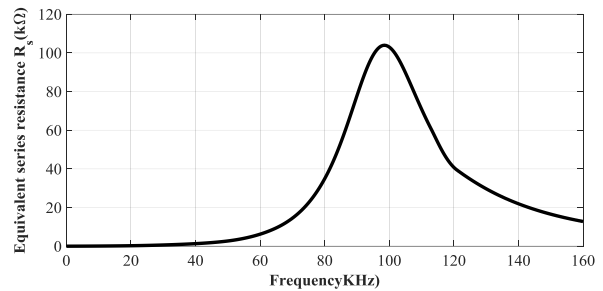
همچنین در شکل (۱۲) اندوکتانس سری سلف L_s بر حسب فرکانس نشان داده شده است. در شکل (۱۳)، دامنه امپدانس سلف و در شکل (۱۴) شار پیوندی کل سیم پیچ و در شکل (۱۵) اندوکتانس نشتی سیم پیچ بر اساس رابطه دوپل بر حسب فرکانس ترسیم شده است. شکل (۱۵) بیان می‌کند که اندوکتانس نشتی در فرکانس‌های پایین مستقل از فرکانس است و در فرکانس‌های بالا به دلیل این که جریان تمایل دارد که در سطح بیرونی سیم مسی جاری می‌شود لذا میدان مغناطیسی داخل سیم به صفر نزدیک می‌شود و اندوکتانس نشتی نیز کاهش می‌یابد. از مقایسه شکل‌های (۱۰) و (۱۵) می‌توان نتیجه گرفت که اندوکتانس نشتی در مقایسه با اندوکتانس L_{ac}^m سلف‌های سلونوئیدی با هسته فریتی تک لایه، نامحسوس است. از شکل (۱۲) قسمت موهومی امپدانس در فرکانس ۱۰۰ KHz برابر صفر است لذا فرکانس تشدید در سلف پالسی مورد تحقیق همان گونه که جدول (۱) نشان می‌دهد و شکل (۱۲) نیز درستی این موضوع را اثبات نموده است، برابر ۱۰۰ KHz است. اگر سلف طراحی شده در این فرکانس در شرایط ابرسانایی قرار بگیرد و هسته آن به صورت مورق قرار گیرد [۱۷]، آن‌گاه به ترتیب به دلیل کاهش فوق العاده R_m و R_c مقاومت سری مدار معادل یعنی R_s نیز کاهش فوق العاده خواهد داشت و در فرکانس تشدید، سلف طراحی شده به صورت اتصال کوتاه عمل خواهد نمود. البته لازم به ذکر است در سایر فرکانس‌ها به دلیل این که اندوکتانس سری مدار معادل (L) غیر صفر است، سلف طراحی شده به صورت مدار باز عمل خواهد نمود. همچنین از شکل (۱۳) استنباط می‌شود بعد از فرکانس تشدید نرخ تلفات معادل هسته کاهش می‌یابد. و کاهش و یا حداقل سازی تلفات هسته را می‌توان به عنوان کار تحقیقاتی دیگری پیشنهاد نمود.

۴- نتیجه‌گیری

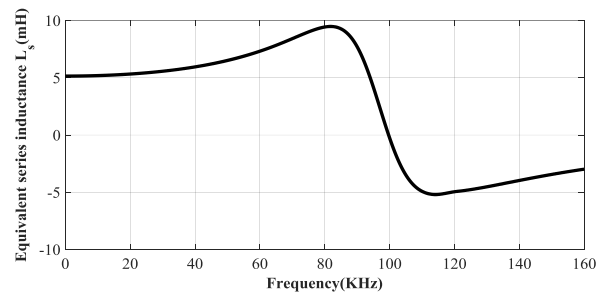
در این مقاله مدار معادل و تحلیل فرکانسی سلف پالسی با هسته فریتی بررسی و روابط تحلیلی جهت تعیین دقیق مقادیر عناصر مدار معادل این سلف بر حسب فرکانس استخراج گردید. و همچنین در این مقاله، وابستگی عناصر مدار معادل به توابع تحلیلی $\mu_{rc}^R(f)$ ، $\epsilon_{rc}^R(f)$ و $\mu_{rc}^I(f)$ نیز بررسی شده است. توابع تحلیلی مناسب جهت حداقل نمودن اندوکتانس سری مدار معادل جهت کاربرد در فرستنده های لورن مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر پیشنهاد شده است.

۵- منابع

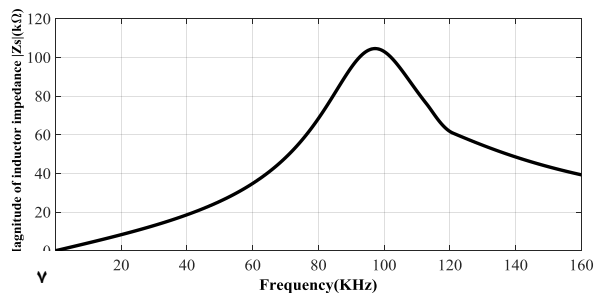
- [1] G. Johnson, R. Shalae, R. Hartnett, P. Swazek, M. Narins "Can Loran meet GPS backup requirements?", IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol. 20, No. 2, pp. 3-12, February 2005.
- [2] C. L. Sherman, B. B. Peterson, C. O. Lee Boyce Jr, Per K. "Loran coverage availability simulation tool" In Proceedings



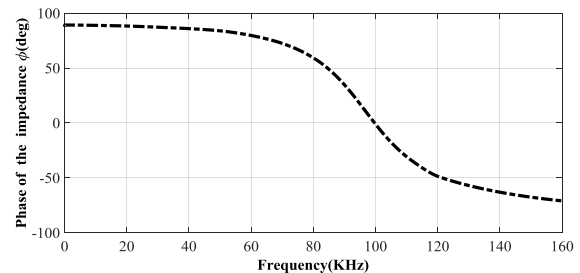
شکل (۱۱): R_s [kΩ] بر حسب فرکانس



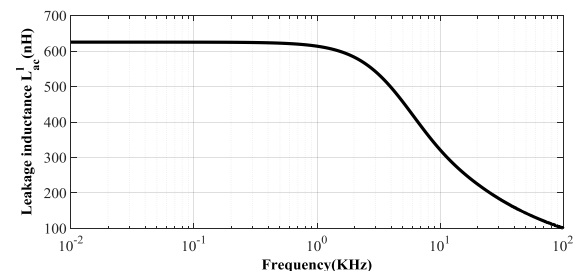
شکل (۱۲): اندوکتانس سری سلف L_s بر حسب فرکانس



شکل (۱۳): $|Z_s|$ محاسبه شده در مقابل فرکانس



شکل (۱۴): ϕ محاسبه شده بر حسب فرکانس



شکل (۱۵): اندوکتانس نشتی L_{ac}^I بر حسب فرکانس

پیوست:

با رجوع به رابطه (۲۵)، می‌توان رابطه (۲۶) را بدین گونه نوشت:

$$\bar{\eta} = j^{3/2} \bar{k} \quad (۳۷)$$

$$\bar{\eta} r = \bar{v} \quad (۳۸)$$

که داریم:

$$dr = \frac{d\bar{v}}{\bar{\eta}} \quad (۳۹)$$

شار مغناطیسی درون هسته به صورت زیر قابل نوشتن است:

$$\begin{aligned} \bar{\phi} &= 2\pi \frac{N\bar{I}}{l} \frac{\bar{\mu}_c}{J_0(\bar{v}_o)} \int_0^{v_o} J_0(\bar{v}) \frac{d\bar{v}}{\bar{\eta}} \\ &= 2\pi \frac{N\bar{I}}{l} \frac{\bar{\mu}_c}{J_0(\bar{v}_o)} \frac{1}{\bar{\eta}^2} \int_0^{v_o} \bar{v} J_0(\bar{v}) d\bar{v} \end{aligned} \quad (۴۱)$$

تابع بسل بر اساس [۱۹] به صورت زیر است:

$$\int u^n J_{n-1}(u) du = u^n J_n(u) \quad (۴۱)$$

داریم:

$$\begin{aligned} \phi &= 2\pi_o^2 \frac{N\bar{I}}{l} \frac{\bar{\mu}_c \bar{v}_o}{\bar{\eta}^2 r_o^2} \frac{J_1(\bar{v}_o)}{J_0(\bar{v}_o)} \\ &= 2\pi_o^2 \frac{N\bar{I}}{l} \frac{\bar{\mu}_c}{\bar{v}_o} \frac{J_1(\bar{v}_o)}{J_0(\bar{v}_o)} \\ &= L_{dc}^m \bar{I} \frac{2}{N} \frac{1}{\mu_0 \mu_{rc}^R} \frac{\bar{\mu}_c}{\bar{v}_o} \frac{J_1(\bar{v}_o)}{J_0(\bar{v}_o)} \\ &= L_{dc}^m \bar{I} \frac{2}{N} \frac{1}{\mu_0 \mu_{rc}^R} \frac{\bar{\mu}_c}{j^{3/2} (\omega \bar{\mu}_c \bar{\gamma}_c)^{1/2} r_o} \cdot \frac{J_1 \left[j^{3/2} (\omega \bar{\mu}_c \bar{\gamma}_c)^{1/2} r_o \right]}{J_0 \left[j^{3/2} (\omega \bar{\mu}_c \bar{\gamma}_c)^{1/2} r_o \right]} \end{aligned} \quad (۴۲)$$

در نتیجه، اندوکتانس فرکانس پایین به صورت بوده:

$$L_{dc}^m = N^2 \frac{\mu_0 \mu_{rc}^R \pi_o^2}{l} \quad (۴۳)$$

و با توجه به (۲۶) برای $\hat{\delta}$ داریم:

$$\begin{aligned} \hat{\delta} &= \sqrt{\frac{1}{\pi \bar{\mu}_c \bar{\gamma}_c f}} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 (\mu_{rc}^R - j \mu_{rc}^L) (\gamma_c + j 2\pi f \bar{\epsilon}_c)}} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 (\mu_{rc}^R - j \mu_{rc}^L) (\gamma_c + j 2\pi f \epsilon_0 (\epsilon_{rc}^R - j \epsilon_{rc}^L))}} \end{aligned} \quad (۴۱)$$

of the Royal Institute of Navigation NAV08/ International Loran Association 37th Annual Meeting, London, UK, October 2008.

- [3] L. Wang, W. Ou-Yang, "The Research of Timing Application and Synchronization Technology of Chinese Loran-C System", The 2nd IEEE International Conference on Industrial and Information Systems, 2010.
- [4] PATENT NO. : 7,064,705 B2 ,APPLICATION NO. : 10/877000, DATED : June 20, 2006.
- [5] M. Bartoli, M. K. Kazimierczuk, and A. Reatti, "Predicting the high-frequency ferrite-core inductor performance", Elect. Manufacturing Coil Winding Conf., pp.409-413 1994.
- [6] M. Bartoli, M. K. Kazimierczuk, and A. Reatti, "Modeling iron-powder inductors at high frequency", 29th IEEE Industry Application. Soc. Annu. Meeting Tech. Conf, pp.1225-1232 1994.
- [7] Jafari, Mohammad, Zahra Malekjamshidi, Gang Lei, Tianshi Wang, Glenn Platt, and Jianguo Zhu. "Design and Implementation of an Amorphous High-Frequency Transformer Coupling Multiple Converters in a Smart Microgrid." IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 64, no. 2, pp. 1028-1037, 2017.
- [8] J. K. Watson, Applications of Magnetism, 1980, Wiley.
- [9] H. Saotome and Y. Sakaki, "Iron loss analysis of Mn-Zn Ferrite cores", IEEE Trans. Magnetics, vol. 33, pp.728-734, 1997.
- [10] M. Honda, The Impedance Measurement Handbook, Hewlett Packard Co, 1994.
- [11] Kowal, Damian, Peter Sergeant, Luc Dupré, and Lode Vandenbossche. "Comparison of iron loss models for electrical machines with different frequency domain and time domain methods for excess loss prediction." IEEE Trans. Magnet, vol 51, no. 1, pp.1-10, 2015.
- [12] Zhao, Jianhui, Pengfei Yue, Leonid Grekhov, and Xiuzhen Ma. "Hold current effects on the power losses of high-speed solenoid valve for common-rail injector." Applied Thermal Engineering vol 128, 1579-1587, 2018.
- [13] Deng, Zhiyang, Yihua Kang, Jikai Zhang, and Kai Song. "Multi-source effect in magnetizing-based eddy current testing sensor for surface crack in ferromagnetic materials." Sensors and Actuators A: Physical vol 271, pp. 24-36, 2018.
- [14] C. Marxgut, J. Muhlethaler, F. Krismer, and J. W. Kolar, "Multi objective optimization of ultra flat magnetic components with pcb-integrated core," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 7, pp. 3591-3602, 2013.
- [15] P. J. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings", Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 113, pp.1387-1394 1966.
- [16] M. R. Alizadeh Pahlevan, "A New Approach for Designing Current Compression Generators with the Aim of Energy Efficiency Improvement and the Quality of LORAN Signal in Local Positioning System," Journal of Applied Electromagnetics, vol. 3, no. 3, pp. 1-10, 2015 (In Persian).
- [17] Ioniță, Valentin, Lucian Petrescu, Emil Cazacu, Eros-Alexandru Pătroi, and Eugen Manta. "Improved prediction of hysteresis losses in electrical machine cores." In Modern Power Systems (MPS), 2017 International Conference on, pp. 1-4. IEEE, 2017.
- [18] M. Kiani, U. Jow and M. Ghovanloo "Design and optimization of a 3-coil inductive link for efficient wireless power transmission", IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst., vol. 5, no. 6, pp.579-591 2011.
- [19] G. N. Watson, "A Treatise on the Theory of Bessel Functions", Cambridge Univ. Press, 1966.

Frequency Analysis of Pulsed Inductor with Ferrite Core for LPS

M. R. Alizadeh Pahlavani*, I. Soltani, A. Dehestani Kolagar

Malek-Ashtar University of Technology

(Received: 02/08/2017, Accepted: 06/05/2017)

Abstract

In this paper, we propose a model with frequency-dependent lumped parameters to represent the behavior of laminated ferrite -core inductors that are used in the Local Position System. The total power loss in the inductor consisting of the winding resistance loss and the core loss is modeled by a frequency-dependent equivalent series resistance. The magnetic field distribution in the core is derived from Maxwell's equations for long solenoid. The complex permeability of the ferrite core is introduced in the electromagnetic field equations. The behavior of the inductors showed that the effects due to the resistance in the laminated ferrite core and the turn-to-turn and turn-to-core stray capacitances become significant in different frequency ranges. A critical point in the design of laminated ferrite-core inductors is the evaluation of the inductance behavior versus frequency near 100 KHz and the additional core losses. The purpose of this paper is to explore the behavior of ferrite core inductors and present a circuit model valid at high frequencies.

Keywords: Eddy Currents, Inductor High-Frequency Models, Inductors , Proximity Effect, Skin Effect

* Corresponding author E-mail: mr_alizadehp@mut.ac.ir