

Design and Implementation of pulsed high current coaxial current sensor up to the order of nanoseconds

Mehrdad Jafarboland^{1*}, Behrooz Minaei², Behnam Jafarboland³

¹Faculty of Electrical Engineering and Electroceram, Malek-Ashtar University, Isfahan, Iran

²Pars Power Transmission Equipment Company, Isfahan, Iran

³Department of Electrical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran, Iran

E-mails: jmehrdad@mut-es.ac.ir; behrooz.minaei@gmail.com; j_behnam95@yahoo.com

Short Abstract

To measure the transient current of very fast switching circuits, sensors with a high frequency bandwidth are needed. For such an accurate current sensor, the voltage measured from the two ends of the sensor conductor must be proportional to the passing current in all conditions. The main problem of these sensors is the change in the impedance of this conductor at different frequencies. In this way, the relationship between the measured voltage and the desired current is not linear and the measured value is not valid. Also, the change of conductor resistance due to skin effect can also be the cause. In this article, it is shown that based on coaxial shunt sensors and the selection of the thickness of the sensor conductors, the effect of internal conductor inductance and skin effect can be eliminated in the desired bandwidth. The conductor of the inner pipe of the sensor is divided into several parallel parts, which causes a greater increase in the ratio of ohmic resistance to inductance. Also, the inductance of this conductor has been calculated analytically. To design the sensor based on the frequency bandwidth and current pulse characteristics, the sensor design flowchart was proposed and based on that, a current sensor for the MHz frequency bandwidth and a sensor for the GHz frequency bandwidth were designed and then a sample current sensor was made. And by that, the flat current pulse with the amplitude of 146A and the width of 2.5ms and the standard current pulse of 20.8 μ s with the amplitude of 2kA and the width of 32 μ s have been accurately measured.

Keywords

Impulse current, skin effect, resistance shunt, coaxial shunt, manganin.

1- Short Introduction

Coaxial current sensors are one of the important measuring tools in the electrical laboratory. The feature of these sensors is the ability to measure signals with a large range up to several kiloamperes, as well as the ability to measure transient signals with a very high rate of change. The main problem is the measurement of very fast transient pulse waves. It means waves with a small rise time, ranging from microseconds to nanoseconds. Therefore, the structural parameters of this sensor, which are effective in increasing the bandwidth, should be taken into consideration.

2- Proposed Work and Methodology (including comprision, simulation/experimental results and discusion)

The inner tube was made of four parallel pieces to increase the ratio of ohmic resistance to inductance by increasing the ohmic resistance. The inductance of the parallel multi-piece tube is calculated for the first time in this article. The thickness of the tube was reduced enough to eliminate the skin effect for the desired frequency. The diameter of the inner tube is such that the ratio of inductance and resistance at the desired frequency cannot reduce the bandwidth. Also, the diameter of the outer tube is such that the capacitor between the two tubes and the resistor cannot reduce the bandwidth at the desired frequency. In addition, in the design, thermal considerations have been made for the measured pulse. The flowchart of the design steps is provided. In the laboratory test with the prototype sensor, the flat current pulse with an amplitude of 146 amps and a width of 2.5 milliseconds and a standard current pulse of 20.8 microseconds with an amplitude of 2 kiloamperes and a width of 32 microseconds have been measured with good accuracy.

3- Conclusion

Using several parallel conductors instead of the internal tubular conductor of the coaxial shunt sensor can increase the ohmic resistance of the tube. This increase in resistance is effective in increasing the output voltage and reducing the effect of noise. Also, increasing the resistance makes it possible to establish the condition of relation (9) better. In this way, the bandwidth limit is reduced. The resistance and inductance of the inner tube which is divided into several pieces was calculated. An algorithm for designing the sensor based on the characteristics of the measured pulse was presented, and the results of the constructed sample confirm the correctness of the design.

4- References

- [1]Omar M. O. Gatous, and J. Pissolato Filho, "A New Fomulation for Skin-effect Resistance and Internal Inductance Frequency-Dependent of a Solid Cylindrical Conductor," IEEE Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004.
- [2]W. Zhang, Z. Zhang, F. Wang, "Review and Bandwidth Measurement of Coaxial Shunt Resistors for Wide-Bandgap Devices Dynamic Characterization," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 29 September - 03 October, 2019.

طراحی و ساخت سنسور جریان کواکسیال جریان زیاد پالسی تا مرتبه نانو ثانیه

مهرداد جعفریلند

دانشیار، مجتمع دانشگاهی الکترومغناطیس، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، شاهین شهر، ایران

بهروز مینایی

کارشناس ارشد، شرکت تجهیزات انتقال برق پارس، اصفهان، ایران

بهنام جعفریلند

دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران، ایران

چکیده

برای اندازه‌گیری جریان گذرای مدارهای با سرعت کلیدزنی بسیار سریع به حسگرهای با پهنای باند فرکانسی زیاد نیاز است. برای چنین سنسور جریان دقیقی بایستی ولتاژی که از دو سر هادی سنسور اندازه‌گیری می‌شود در همه شرایط با جریان عبوری متناسب باشد. مشکل اصلی این سنسورها، تغییر اندازه امپدانس این هادی در فرکانس‌های مختلف است. به این طریق رابطه ولتاژ اندازه‌گیری شده با جریان مورد نظر خطی نیست و مقدار اندازه‌گیری شده اعتبار ندارد. همچنین تغییر مقاومت هادی به واسطه اثر پوستی نیز می‌تواند مزید بر علت باشد. در این مقاله نشان داده شده که بر اساس سنسورهای شنت کواکسیال و انتخاب ضخامت هادی‌های سنسور، اثر اندوکتانس هادی داخلی و اثر پوستی در پهنای باند دلخواه قابل حذف است. هادی لوله داخلی سنسور به چند قسمت موازی تقسیم شده که باعث افزایش بیشتر نسبت مقاومت اهمی به اندوکتانس می‌شود. همچنین اندوکتانس این هادی بصورت تحلیلی محاسبه شده است. برای طراحی سنسور بر اساس پهنای باند فرکانس و مشخصات پالس جریان، فلوجارت طراحی سنسور پیشنهاد شد و بر اساس آن یک سنسور جریان برای پهنای باند فرکانسی MHz و یک سنسور برای پهنای باند GHz طراحی شده است سپس و یک سنسور جریان نمونه ساخته شده و توسط آن پالس مسطح جریان با دامنه ۱۴۶A و پهنای ۲/۵ms و پالس جریان استاندارد ۸/۲۰μs با دامنه ۲KA و پهنای ۳۲μs با دقت خوب اندازه‌گیری شده است.

کلمات کلیدی

جریان ضربه، اثر پوستی، شنت مقاومتی، شنت کواکسیال، منگنین.

نام نویسنده مسئول: دکتر مهرداد جعفریلند

ایمیل نویسنده مسئول: jmehrddad@mut-es.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۰۶/۱۹

تاریخ(های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۱/۰۸/۰۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۹/۲۶

۱- مقدمه

بایستی ویژگی خاصی داشته باشد و لذا مشاهده شکل موج پالس خروجی منابع پالسی ضروری است. توان قله پالس بعضی از این کاربردها در محدوده بیش از TW و زمان خیزش پالس در محدوده ms تا ns و اخیراً ps است. آنالیز پالس‌ها نشان می‌دهد پالس‌های با زمان خیزش کمتر شامل مولفه‌های با فرکانس بالاتری است. اساس کار سنسورهای جریان زیاد بر پایه استفاده از یک المان مقاومتی کوچک و خالص است تا نمونه ولتاژ دوسر المان متناسب با افت ولتاژ اهمی باشد و با اندازه‌گیری ولتاژ این المان و تقسیم نمودن آن بر عدد مقاومت اهمی، جریان تعیین شود. اما در عمل وجود اندوکتانس المان، ولتاژ سلفی را بوجود می‌آورد که خود تابع فرکانس است و باعث خطا در محاسبه جریان می‌شود. به عبارتی هرچه نسبت R/L بزرگتر باشد به افزایش دقت کمک می‌کند. در اندازه‌گیری‌های مختلف فرکانس متفاوت است و حتی در اکثر مولدهای پالس

در سیستم پالسی به پالس‌هایی که توان قله آن حداقل 1MW باشد پالس پرتوان می‌گویند. امروزه تکنولوژی پالس پرتوان علاوه بر کاربردهای منحصر به فرد خود به واسطه قابلیت‌هایی مانند مصرف انرژی کمتر، رقیب سایر تکنولوژی‌ها است. و به مرور کاربرد آن افزایش می‌یابد. تعدادی از این کاربردها عبارتند از: کاربردهای بیولوژیک، تصفیه آب و فاضلاب، بازیافت مواد، میکروب زدایی در صنایع غذایی، خرد کردن انواع سنگ، استریل کردن تجهیزات و سرماها، تصفیه هوا از فلزات سنگین، تولید ازن، تولید یون، تولید میدان الکتریکی و مغناطیسی بسیار قوی، تخریبگرهای الکترومغناطیسی، تست عایق‌ها، پرتابگرهای مغناطیسی، پمپ مغناطیسی، تولید پرتو لیزر، دستگاه MRI الکتروپوراسیون [۲۰۱]. برای هر یک از این کاربردها شکل ولتاژ و جریان پالس

هادی استوانه‌ای که بی‌نهایت استوانه تو در تو موازی تقسیم شده بر اساس فرمول بسط ارائه شده است. در [۱۵] نشان داده شد که با لایه لایه کردن هادی می‌توان تلفات اثر پوستی را کاهش داد. در [۱۶] محل اتصال هادی لوله ای به PCB بعنوان منبع بروز خطا معرفی شده و به رفتار حرارتی آن پرداخته است. در [۱۷] به حساسیت پهنای باند سنسور های مدول قدرت چند چیپ از چیپ های کاربرد سیلیسیوم که بصورت شنت شمش گونه قرار گرفته‌اند و به این طریق جریان 400A با زمان خیزش $0.2\ \mu\text{s}$ اندازه‌گیری شده است.

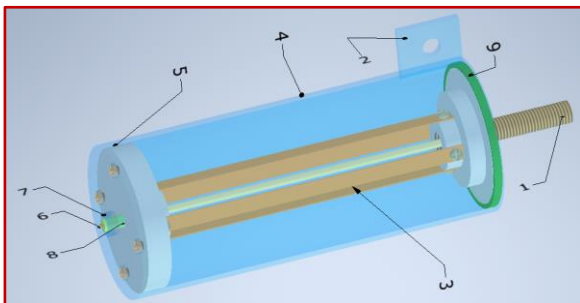
در این مقاله ساختاری از شنت کواکسیال ارائه شده که هادی داخلی یکپارچه‌ای ندارد. در این صورت مقاومت آن افزایش و اندوکتانس کاهش می‌یابد. روش محاسبه اندوکتانس این هادی منقطع نیز ارائه می‌شود. سپس الگوریتمی بر اساس روابط ارائه شده که اجزاء سنسور را برای دستیابی به پهنای باند فرکانسی دلخواه تعیین می‌کند. در این طراحی اثرات عمق پوستی، اندوکتانس هادی داخلی و خازن بین دو لوله و دمای هادی در نظر گرفته شده است.

۲- مقاومت شنت کواکسیال

مرسوم است یک قطعه رسانا با مقاومت اهمی کم و مشخص بعنوان شنت در مسیر جریان اصلی قرار گیرد و جریان عبوری با اندازه‌گیری ولتاژ کوچک دو سر آن و تقسیم نمودن بر مقاومت dc قطعه محاسبه شود. همانگونه که در مقدمه بیان شد در کاربردهای پالسی، جریان شامل مولفه‌های با فرکانس بسیار زیاد است و قطعه شنت در داخل میدان مغناطیسی خود جریان قرار می‌گیرد و علاوه بر ایجاد اندوکتانس، بواسطه اثر پوستی شدید مقدار مقاومت نیز تغییر کرده و بیش از مقاومت dc است. و اگر ولتاژ اندازه‌گیری شده بر مقدار مقاومت dc تقسیم شود مساوی جریان عبوری نیست. برای افزایش دقت اندازه‌گیری باید هم اندوکتانس حذف شود و هم اثر پوستی کم اثر شود. البته در ادامه اثر اندوکتانس بر محدود نمودن پهنای باند اندازه‌گیری بررسی می‌شود [۱۸].

۲-۱- ساختمان سنسور

در شکل (۱) ساختار یک مقاومت شنت کواکسیال نمایش داده شده است. جریان اصلی از ۱ وارد و از ۲ خارج می‌شود. در این مسیر جریان از هادی‌های لوله مقاومتی (لوله داخلی) که با ۳ مشخص شده و سپس از قطعه ۵ و در ادامه در خلاف جهت لوله داخلی از لوله بیرونی که با ۴ مشخص شده عبور می‌کند. ولتاژ خروجی بین ۶ و ۷ ظاهر می‌شود. در این ساختار که شبیه کابل کواکسیال است. هادی ۴ استوانه‌ای فلزی است لذا جریان عبوری از آن هیچ میدانی در درون خودش ایجاد نمی‌کند.



شکل (۱): سنسور شنت کواکسیال: ۱ و ۲ ترمینال‌های مسیر جریان قدرت، ۳- لوله هادی مقاومتی داخلی (در اینجا چهار تکه)، ۴- لوله هادی بیرونی، ۵- قطعه اتصال دو لوله، ۶ و ۷- ترمینال‌های اندازه‌گیری ولتاژ (اتصال BNC)، ۸ و ۹ عایق الکتریکی

در این صورت هادی ۳ که در درون هادی ۴ قرار دارد از میدان مغناطیسی جریان ۴ متاثر نبوده و فقط میدان مغناطیسی خودش بر آن اثر دارد که اثر

پرتوان شکل دو موج متوالی آن با هم یکسان نیست و شامل فرکانس متفاوتی هستند لذا نمی‌توان ولتاژ سلفی که تابع فرکانس است را برآورد نمود و به ناچار باید آن را حذف و یا به میزان قابل قبول کاهش داد. همچنین عواملی مانند دما و اثر عمق پوستی نیز باعث تغییر مقاومت اهمی می‌شوند و دقت اندازه‌گیری را کاهش می‌دهد. البته عمق اثر پوستی نیز تابعی از فرکانس است. بنابر این لازم است اثر فرکانس در تغییر مقاومت اهمی و ایجاد افت ولتاژ اندوکتانسی حذف شود تا اندازه‌گیری دقیق باشد. همچنین بررسی شود که تغییر دمای المان بر اثر عبور پالس جریان در حدی نباشد که بر دقت اندازه‌گیری اثر بگذارد.

سنسورهای جریانی کواکسیال یکی از ابزارهای اندازه‌گیری مهم در آزمایشگاه برق می‌باشد. ویژگی این سنسورها، قابلیت اندازه‌گیری سیگنال‌های با دامنه بزرگ تا بیش از چندین کیلو آمپر و قابلیت اندازه‌گیری سیگنال‌های گذرا با سرعت تغییر خیلی زیاد اما محدود می‌باشد. مساله اصلی، اندازه‌گیری موج‌های گذرای پالسی خیلی سریع است. منظور موج‌های با زمان خیزش کوچک و از مرتبه میکرو ثانیه تا نانوثانیه است. لذا بایستی پارامترهای ساختاری این سنسور که در افزایش پهنای باند موثرند مورد توجه قرار گیرد. سیگنال‌های جریان ضربه به دو دسته سیگنال‌های کلیدزنی و صاعقه (برخورد مستقیم و غیرمستقیم) تقسیم می‌شوند. مرکز تحقیقات هولندر نشان داد که اندازه‌گیری موج ضربه جریان با فرکانس‌های زیاد برای محدوده دامنه جریان کم دقت مناسبی دارد [۳]. واحد ابزار و اندازه‌گیری IEEE، بر اساس تحلیل پارامتریک مدل شنت به تاثیر عواملی مانند هندسه و فناوری مواد بر پهنای باند می‌پردازد [۴]. مرجع [۵] به تاثیر جریان پوستی و میدان‌های آن بر پهنای باند پرداخته است. شکل موج‌های ضربه جریان را با دو روش توانسته‌اند اندازه‌گیری کنند. روش اول ساختار اندازه‌گیری لوله کم امیدانس و روش دوم الگوی اندازه‌گیری حلقه است [۶]. در روش دوم باید از ولتاژ القایی انتگرال گرفت و این کار برای موج تیز از مرتبه نانو ثانیه بسیار پیچیده است. لذا طراحی و ساخت سنسور اندازه‌گیری جریان پالسی خیلی تیز و با دامنه زیاد همراه با چالش است؛ اکثراً برای آن از گزینه سنسور جریان ضربه به روش کم امیدانس استفاده شده است و تلاش شده با اصلاح مسیر جریان ضربه، اثر سلفی مزاحم در بخش اندازه‌گیری حذف شود. فرکانس بیشتر باعث پرتنگ شدن اثر سلفی مزاحم شده و عملاً اندازه‌گیری پالس‌های خیلی تیز را محدود می‌کند. شانت کواکسیال یکی از تکنیک‌های رایج در سنسورهای کم امیدانس است که اثر مولفه سلفی مزاحم را تقلیل می‌دهد. از آنجا که اندازه‌گیری مقاومت کمتر از 0.1 اهم دشوار است. در [۷] روشی برای اندازه‌گیری امیدانس پیچیده نسبت انتقال شنت‌های جریان در باند فرکانس با استفاده از تقویت‌کننده قفل شونده یا همان تقویت‌کننده حساس به فاز با ورودی تفاضلی ارائه شده. در [۸] بر اساس الگوریتم LCR-SAFit، روشی برای اندازه‌گیری پارامترهای انواع مدل‌های شنت کواکسیال که در RLC مترها تا فرکانس 10kHz بکار می‌روند ارائه شده است. در [۹] برخی از عوامل تولید خطا در نسبت تبدیل شنت‌های کواکسیال بررسی شده و خطای تکمیلی ناشی از افزایش اندازه جریان برآورد شده است. در [۱۰] ساخت و مدل ریاضی یک شنت کواکسیال با جریان کم و باند پهن دقیق مطرح شده است. بخش اصلی شنت از ۱۲ عدد SMD موازی شده تشکیل شده است. در [۱۱] حساسیت به استرس مقاومت جنس منگنیت در جریان زیاد ارزیابی شد و مدلی برای عمق اثر پوستی برای محاسبه مقاومت ac ارائه شده است. در [۱۲] بررسی اجزای بروی شنت کواکسیال انجام شده و مشخصه‌های موثر این سنسور برای دستیابی به پهنای باند 2GHz معرفی شده است. هارول ویلر در [۱۳] رابطه ای برای تعیین چگالی جریان متناوب عبوری در عمق هادی بدست آورد. و بر اساس آن پارامتر عمق اثر پوستی بر اساس فرکانس جریان و جنس هادی تعریف شد. در ادامه تلاش زیادی برای تعیین مقاومت هادی در جریان متناوب انجام شده از جمله در [۱۴] فرمولاسیون اثر پوستی برای مقاومت و اندوکتانس یک

$$\frac{i_d}{i_{d0}} = e^{-\frac{d}{\delta}} \cdot e^{-j\frac{d}{\delta}} \quad (4)$$

مطابق رابطه (4) چگالی شار در عمق $d = \delta$ نسبت به سطح هادی به نسبت $1/e$ کاهش دارد که δ عمق پوست هادی نامیده می‌شود. همچنین چگالی شار در این عمق یک رادیان پس فاز است [۱۳]. از رابطه (۳) عمق پوست به مقاومت ویژه و فرکانس جریان بستگی دارد. با افزایش فرکانس، عمق پوست کاهش می‌یابد. در این مقاله اندازه‌گیری جریان گذرای مدارهای با سرعت کلیدزنی بسیار سریع مد نظر است لذا جریان عبوری بصورت پالس سریع است و تغییرات شدید شار لوله داخلی را به همراه دارد. که باعث اثر پوستی قابل ملاحظه شده و عمق عبور جریان از هادی داخلی خیلی محدود می‌شود. ضخامت لوله داخلی بصورت $d = R_{out1} - R_{in1}$ است. در حضور اثر پوستی، جریان فقط در سطح بین شعاع‌های $R_{out1} - \delta$ و R_{out1} عبور می‌کند. در این صورت مقاومت ac بصورت زیر است:

$$R_{ac} = \frac{3L\rho}{2\pi(R_{out1}^2 - (R_{out1} - \delta)^2)} \cong \frac{3L\rho}{2\pi R_{out1}\delta} \quad (5)$$

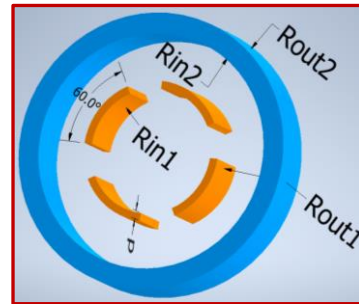
با جای‌گذاری معادله (۳) در (۵)، رابطه مقاومت ac با ω_s بصورت زیر مشخص می‌شود.

$$R_{ac} = \frac{3L}{2\pi R_{out1}} \sqrt{\frac{\omega_s \mu \rho}{2}} \quad (6)$$

به این طریق مقاومت موثر المان سنسور جریان، تابع فرکانس است و چون مقدار مقاومت المان برابر R_{dc} نیست مقدار محاسبه شده از ولتاژ اندازه‌گیری شده پس از تقسیم کردن بر R_{dc} اندازه واقعی جریان را نشان نمی‌دهد. برای اینکه مقاومت لوله مقاومتی ثابت و برابر مقاومت dc باشد لازم است اثر عمق پوستی حذف و یا به حد ناچیز برسد. بر اساس آن چه در روابط (۲) الی (۴) بیان شد لازم است ضخامت لوله داخلی به اندازه کافی از δ کوچک‌تر باشد تا نقش اثر عمق پوستی بر مقاومت ناچیز باشد. برای این منظور هرچقدر فرکانس جریان بیشتر شود چون عمق پوست کمتر می‌شود بایستی ضخامت لوله داخلی نازک‌تر شود. نازک شدن زیاد هادی لوله داخلی ضمن محدودیت‌های تکنولوژی باعث کاهش سقف تحمل انرژی تلف شده در آن می‌شود. به این طریق برای دامنه جریان و یا پهنای پالس مجاز محدودیت ایجاد می‌کند. مطابق رابطه (۳) اگر مقاومت ویژه هادی لوله داخلی بیشتر باشد برای یک فرکانس مشخص، عمق پوست بیشتر شده و می‌توان برای همان نتایج ضخامت لوله داخلی را بیشتر انتخاب نمود. به همین منظور در چنین کاربردهایی نباید از هادی مس استفاده نمود. در اینجا از جنس منگین استفاده شده که مقاومت ویژه آن $88/84$ برابر مقاومت ویژه مس است. این افزایش مقاومت باعث می‌شود برای جریان مشخص اندازه‌گیری شده دامنه ولتاژ خروجی بیشتر باشد که احتمال تاثیر نویز را کاهش می‌دهد.

چنانچه انتخاب ضخامت برای حذف اثر پوستی صحیح باشد چون اثر پوستی وجود ندارد، رابطه (۶) برای مقاومت ac صادق نیست و در تمامی محدوده پهنای باند مقادیریکه از رابطه (۶) برای مقاومت ac محاسبه شود به اشتباه کوچک‌تر از مقاومت dc خواهد بود. به عبارتی در یک ماده مقاومتی خیلی نازک، اثر پوست تنها در فرکانس بسیار زیاد آشکار می‌شود و فرکانسی که در آن عمق پوست با ضخامت ماده برابر شود انتهای محدوده مجاز فرکانسی آن ماده با آن ضخامت است که پهنای باند را تعیین می‌کند. لذا بر اساس جنس و ضخامت لوله داخلی سنسور جریان، پهنای باند آن مطابق رابطه (۷) مشخص می‌شود. با توجه به مشخص بودن جنس لوله داخلی برای افزایش بیشتر پهنای باند می‌توان ضخامت لوله داخلی را کمتر نمود. عوامل دیگری نیز بر پهنای باند

پوستی را در هادی ۳ بوجود می‌آورد. تمامی اجزاء سنسور غیرمغناطیسی هستند. هادی ۳ نباید رسانایی در حد فلز مس داشته باشد تا دامنه ولتاژ خروجی به اندازه کافی باشد. جنس هادی ۳ در اینجا از ورق نازک منگین است. که آلیاژی با 86% مس، 12% منیزیوم و 2% کروم با ضریب هدایت ویژه $1.05 \times 10^6 [1/\Omega m]$ و ضریب گرمای ویژه $0.41 [j/g.K]$ است. این آلیاژ تا 140 درجه سانتیگراد افزایش دما را بدون تغییر شکل تحمل می‌کند [۱۹]. در شکل (۲) شعاع داخلی و خارجی هر دو لوله شامل هادی مقاومتی (داخلی) و هادی هدایتی (بیرونی) به ترتیب با R_{in1} , R_{out1} , R_{in2} و R_{out2} نمایش داده شده است. در اینجا طول هر دو لوله با L نمایش داده شده است. ولتاژ خروجی از دو سر لوله داخلی گرفته می‌شود.



شکل (۲): قطر لوله‌های داخلی و خارجی

لوله داخلی از 4 هادی قوسی موازی شده با ضخامت d ، قطاع $D=60deg$ و طول L تشکیل شده است. استفاده از 4 هادی قوسی به جای یک لوله یکپارچه سطح مقطع را کاهش می‌دهد که باعث افزایش مقاومت dc و کاهش اندوکتانس مزاحم در هادی لوله مقاومتی داخلی می‌شود و چون نسبت مقاومت اهمی به اندوکتانس بیشتر می‌شود به حالت ایده‌آل که اهمی خالص است نزدیک‌تر شده و دقت اندازه‌گیری بیشتر می‌شود. مقاومت dc این لوله از رابطه زیر بدست می‌آید و چون $d \ll R_{in1}$ است با تقریب خوبی ساده می‌شود.

$$R_{dc} = \frac{3L\rho}{2\pi(R_{out1}^2 - R_{in1}^2)} \cong \frac{3L\rho}{4\pi R_{in1}(R_{out1} - R_{in1})} \quad (1)$$

در اینجا ρ مقاومت ویژه هادی‌های لوله داخلی است.

۲-۲- اثر پوست لوله داخلی و پهنای باند سنسور

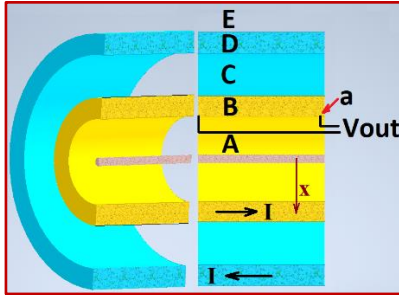
در اثر عبور جریان متغیر از هادی لوله‌ای داخلی شار مغناطیسی متغیری در درون مقطع هادی و بیرون آن بوجود می‌آید. طبق قانون لنز این میدان مغناطیسی با عامل بوجود آورنده خودش که جریان عبوری از هادی است مخالفت می‌کند. شدت این میدان در سطح هادی کمتر و رو به مرکز بیشتر است لذا این مخالفت به سمت مرکز هادی بیشتر می‌شود. اگر جریان متناوب از هادی عبور کند و چگالی جریان در سطح و در عمق d به ترتیب با i_{d0} و i_d مشخص شود. رابطه افت چگالی شار در عمق d از سطح هادی از رابطه (۲) مشخص می‌شود [۱۳].

$$\frac{i_d}{i_{d0}} = e^{-d\sqrt{j\omega_s \mu \sigma}} = e^{-(1+j)d\sqrt{\frac{\omega_s \mu \sigma}{2}}} \quad (2)$$

در اینجا ω_s فرکانس زاویه‌ای و μ ضریب نفوذپذیری هادی‌های لوله داخلی است. بر اساس تعریف (۳) [۱۸] می‌توان رابطه (۲) را بصورت (۴) بازنویسی نمود.

$$\delta = \sqrt{2\rho / (\mu \omega_s)} \quad (3)$$

E مشخص و نامگذاری شده است. فواصل بین چهار هادی تشکیل دهند لوله داخلی به نحوی است که توزیع میدان تقریباً با هادی یکپارچه یکسان است. برای اطمینان از یکسان بودن، می‌توان از طریق شبیه‌سازی در نرم افزارهایی مانند ماکسول استفاده کرد. به این طریق تعداد و ابعاد هادی به نحو مناسب انتخاب می‌شوند. برای تمامی پنج ناحیه نام برده، شدت میدان مغناطیسی در فاصل x از مرکز لوله ها از رابطه $\int H_x \cdot dl = I$ بصورت زیر محاسبه می‌شود. در اینجا dl مماس بر دایره‌ای به شعاع x از مرکز است و I جریان عبوری است.



شکل (۴): برش هادی‌های لوله‌ای و نواحی

$$H_A = H_E = 0 \quad (10)$$

$$H_B = \frac{I}{2\pi x} \frac{x^2 - R_{in1}^2}{R_{out1}^2 - R_{in1}^2} \quad (11)$$

$$H_C = \frac{I}{2\pi x} \quad (12)$$

$$H_D = \frac{I}{2\pi x} \left(1 - \frac{x^2 - R_{in2}^2}{R_{out2}^2 - R_{in2}^2}\right) \quad (13)$$

H_A ، H_E الی H_E به ترتیب شدت میدان پنج ناحیه A الی E هستند. چون جنس تمام نواحی غیرمغناطیسی است $B = \mu_0 H$ می‌باشد از جمله $B_B = \mu_0 H_B$ است. شدت میدان مغناطیسی B_B را می‌توان به دو بخش B_{B0} و B_{BI} تجزیه نمود. B_{B0} چگالی شار ناحیه B ناشی از میدان مغناطیسی بیرون لوله داخلی است یعنی بیرون شعاع R_{out1} است و B_{BI} ناشی از میدان مغناطیسی داخل شعاع R_{out1} است. چون میدان مغناطیسی نواحی خارج شعاع R_{out1} بر ناحیه B اثری ندارد. $B_{B0} = 0$ و $B_{BI} = B_B$ است.

اگر شار در ناحیه B که فقط به ازاء جریان هادی داخلی بوجود آمده و نقطه اتصال سیم در نقطه a را احاطه کرده را با Φ_{BIa} نشان دهیم آن‌گاه:

$$\Phi_{BIa} = \int_{R_{in1}}^{R_{out1}} B_{BI} dx = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \left[1 - \frac{2R_{in1}^2}{R_{out1}^2 - R_{in1}^2} L_n\left(\frac{R_{out1}}{R_{in1}}\right)\right] \quad (14)$$

چنان‌چه شار پیوندی متوسط در ناحیه B فقط به ازاء جریان هادی درونی را با Φ_{BIB} نشان دهیم آن‌گاه:

$$\begin{aligned} \Phi_{BIB} &= \frac{1}{\pi(R_{out1}^2 - R_{in1}^2)} \int_{R_{in1}}^{R_{out1}} 2\pi x dx \int_x^{R_{out1}} B_{BI} dx \\ &= \frac{\mu_0 I}{4\pi} \left[\frac{R_{out1}^2 - 3R_{in1}^2}{2(R_{out1}^2 - R_{in1}^2)} + \frac{2R_{in1}^4}{(R_{out1}^2 - R_{in1}^2)^2} L_n\left(\frac{R_{out1}}{R_{in1}}\right) \right] \end{aligned} \quad (15)$$

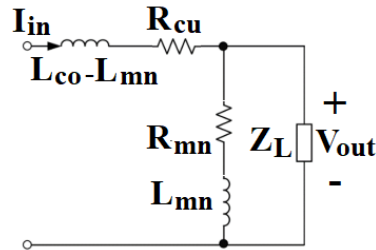
به این طریق اندوکتانس دو سر ترمینال ولتاژ خروجی بصورت رابطه (۱۶) است.

سنسور موثر هستند. این عوامل در ادامه مطرح می‌شوند. در طراحی سنسور تلاش می‌شود آن عوامل به نحوی انتخاب شوند که محدوده فرکانس مجاز آنها بیش از ω_s باشد. به این طریق اثر پوستی تعیین کننده نهایی پهنای باند خواهد بود.

$$\omega_s = \frac{2\rho}{\mu(R_{out1} - R_{in1})^2} \quad (7)$$

۲-۳- مدار معادل سنسور

حسگر جریان چهار ترمینال دارد. دو ترمینال برای عبور جریان قدرت است که حلقه قدرت را تکمیل می‌کند. جریان این ترمینال‌ها از هر دو هادی لوله‌ای عبور می‌کند و مدار معادلی شبیه کابل کوآکسیال دارد که از مقاومت دو لوله و اندوکتانس Lco تشکیل می‌شود. دو ترمینال دیگر برای اندازه‌گیری ولتاژ دو سر لوله داخلی است که به کابل اسیلوسکوپ متصل می‌شود و حلقه اندازه‌گیری را تکمیل می‌کند. سنسور جریان در حلقه اندازه‌گیری فقط دارای مقاومت لوله داخلی و اندوکتانس L_{mn} است. مدار معادل سنسور جریان وقتی به اسیلوسکوپ متصل است بصورت شکل (۳) است. اندیس n که به L_{mn} اضافه شده به جنس منگنین اشاره می‌کند.



شکل (۳): مدار معادل حسگر در اتصال به اسیلوسکوپ [۱۲]

در اینجا R_{mn} مقاومت هادی لوله داخلی است که عموماً از جنس منگنین است. R_{cu} مقاومت هادی لوله بیرونی است که اغلب از جنس مس یا آلومینیوم است. اندوکتانس L_{co} از میدان مغناطیسی جریان قدرت بوجود می‌آید و مشابه کابل کوآکسیال از رابطه (۸) محاسبه می‌شود [۱۲] و در صورت نیاز می‌توان مقدار این اندوکتانس را مطابق آنچه در ادامه آورده می‌شود کاهش داد.

$$L_{co} = \frac{\mu L}{2\pi} L_n\left(\frac{R_{in2}}{R_{out1}}\right) \quad (8)$$

۲-۱۰- محاسبه اندوکتانس لوله داخلی

L_{mn} اندوکتانس هادی لوله داخلی است و فقط در مسیر اندازه‌گیری وجود دارد. و امپدانس لوله داخلی بصورت $R + j\omega L_{mn}$ است. اگر فرکانس خیلی زیاد شود L_{mn} باعث تقویت پاسخ می‌شود و این افزایش 20dB/dec در فرکانس خیلی زیاد رخ می‌دهد که فرکانس گوشه این تغییرات در 3dB/dec معادل $\omega = R/L_{mn}$ رخ می‌دهد. برای اینکه اندوکتانس L_{mn} پهنای باند سنسور را محدودتر نکند بایستی شرط رابطه (۹) برقرار باشد. استفاده از چهار هادی موازی که باعث افزایش مقاومت اهمی می‌شود به تحقق این شرط کمک می‌کند.

$$\omega_s \ll \frac{R}{L_{mn}} \quad (9)$$

برای لوله‌های مقاومتی با ضخامت بسیار کم عموماً فرکانس گوشه ناشی از اثر عمق پوستی کمتر از فرکانس فوق است و به این طریق پهنای باند با اثر پوستی مشخص می‌شود. به منظور محاسبه L_{mn} برش طولی دو لوله در شکل (۴) نمایش داده شده است. در این شکل، پنج ناحیه به ترتیب با حروف A الی

جدول (۱): ابعاد سنسور جریان

مقدار [mm]	کمیت
۲۰۰	L
۲۸/۷	2*R _{in1}
۲۹/۶	2*R _{out1}
۹۱	2*R _{in2}
۹۷	2*R _{out2}

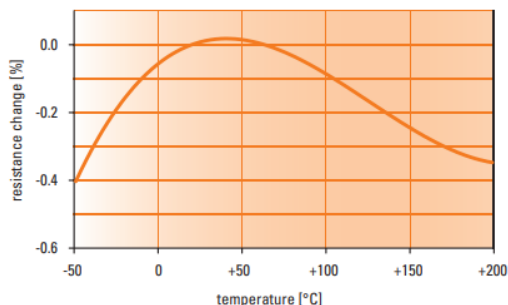
جدول (۲): پارامترهای سنسور جریان

واحد	مقدار	کمیت
[mm]	۰/۶۱۴۹	δ
[Rad/s]	$۱/۱۷۳ \times ۱۰^{-۲}$	ω_s
[s]	$۲/۷ \times ۱۰^{-۱۰}$	t_r
[Ω]	$۱/۱ \times ۱۰^{-۲}$	R_{dc}
[H]	$۴/۴۹ \times ۱۰^{-۱۰}$	L_{co}
[H]	$-۲/۰.۵۸ \times ۱۰^{-۱۰}$	L_{mn}
[F]	$۹/۹۰.۷ \times ۱۰^{-۱۰}$	C_{co}

برای مقادیر مشخص شده در جدول (۲) شرط، d به اندازه کافی کوچکتر از δ ، برقرار است. همچنین مقدار محاسبه شده از رابطه (۶) کوچکتر از مقاومت dc است که صحت شرط را تایید می‌کند. همچنین شرط رابطه (۹) برقرار است و L_{mn} پهنای باند سنسور را محدودتر نکرده و پهنای باند سنسور مطابق ω_s در جدول (۲) است.

۲-۶- دمای هادی مقاومتی شنت کواکسیال

جنس هادی لوله داخلی از آلیاژ منگنین است و تا دمای بیش از ۳۰۰ درجه را به راحتی تحمل می‌کند. اما مطابق منحنی شکل (۵) برای اینکه مقدار مقاومت تغییر محسوسی نداشته باشد بهتر است حداکثر تغییر دما در حد ۱۰۰ درجه سانتیگراد محدود شود. تغییر دمای لوله داخلی به انرژی تلف شده در آن وابسته است. انرژی تلف شده نیز به مقاومت هادی و شکل پالس جریان بستگی دارد. سطح زیر شکل پالس جریان، عامل موثر در تولید تلفات است که به نوعی در ارتباط با دامنه و پهنای پالس است. عموماً در فرکانس‌های کم، پهنای پالس‌ها خیلی بیشتر بوده و در افزایش سطح زیر منحنی پالس بسیار موثرند.



شکل (۵): درصد تغییرات مقاومت منگنین نسبت به دما

به نحوی که بیشترین تلفات در فرکانس‌های کم رخ می‌دهد. لذا برای سنسوری که برای پالس‌های از مرتبه میلی ثانیه تا نانو ثانیه به کار می‌رود، پالس‌های مرتبه میلی ثانیه از نظر حرارتی باید ارزیابی شوند.

$$L_{mn} = \frac{L}{I} (\Phi_{BIB} - \Phi_{BIa}) = \frac{L\mu_0}{4\pi} \left[\frac{(R_{out1}^2 - 3R_{in1}^2)}{2(R_{out1}^2 - R_{in1}^2)} + \frac{2R_{in1}^2 R_{out1}^2}{(R_{out1}^2 - R_{in1}^2)^2} \ln\left(\frac{R_{out1}}{R_{in1}}\right) - 1 \right] \quad (16)$$

از آنجا که R و L_{mn} هر دو با طول سنسور متناسب هستند تغییر طول سنسور در شرط (۹) بی اثر است.

۲-۵- خازن شنت کواکسیال بین دو لوله

در شکاف خالی بین هادی‌های لوله داخلی و لوله خارجی، خازنی وجود دارد که از رابطه (۱۷) تعیین می‌شود.

$$C_{co} = \frac{2\pi\epsilon_0 L}{L_n \left(\frac{R_{in2}}{R_{out1}} \right)} \quad (17)$$

در اینجا ϵ_0 ثابت گذردهی خلا است. هرچه فاصله بین دو لوله بیشتر باشد این ظرفیت بزرگتر می‌شود. افزایش این ظرفیت، بهره خروجی در فرکانس‌های خیلی زیاد را تضعیف می‌کند. برای حذف این اثر بر پهنای باند سنسور بایستی شرط (۱۸) برقرار باشد به عبارتی فرکانس گوشه $1/RC_{co}$ نیز به اندازه کافی بزرگتر از ω_s باشد. اگر در این شرط از رابط (۱۷) استفاده شود می‌توان شرط را بصورت رابطه (۱۹) بازنویسی نمود.

$$\frac{1}{RC_{co}} \gg \omega_s \quad (18)$$

$$\frac{L_n \left(\frac{R_{in2}}{R_{out1}} \right)}{2\pi\epsilon_0 LR} \gg \omega_s \rightarrow L_n \left(\frac{R_{in2}}{R_{out1}} \right) \gg 2\pi\epsilon_0 LR\omega_s \quad (19)$$

$$\rightarrow R_{in2} \gg R_{out1} e^{2\pi\epsilon_0 LR\omega_s}$$

چون ϵ_0 عدد بسیار کوچکی است در محدوده طراحی سنسور جریان، عبارت $2\pi\epsilon_0 LR\omega_s$ بسیار کوچک بوده و $e^{2\pi\epsilon_0 LR\omega_s} \approx 1$ است و به جای شرط رابطه (۱۸) می‌توان از شرط R_{in2} به اندازه کافی بزرگتر از R_{out1} استفاده نمود. در صورت بروز محدودیت در قطر سنسور می‌توان با کاهش طول سنسور (L) هم R و هم C_{co} را کاهش داد و فرکانس گوشه $1/RC_{co}$ به اندازه کافی بزرگ نمود.

ضمناً طول سنسور باید در محدودیت‌های ولتاژ خروجی صدق کند. برای این منظور لازم است حداکثر جریان ورودی سنسور به نحوی باشد که ولتاژ خروجی سنسور از ۳۰۰V ولت (ولتاژ تحمل اسیلوسکوپ) کمتر باشد. همچنین برای کمترین مقدار جریان معنی‌دار ورودی، ولتاژ خروجی سنسور از حداقل ولتاژ قابل اندازه‌گیری (برای مثال 1mV) بیشتر باشد. مطابق (۱) طول سنسور با R_{dc} متناسب است. البته به منظور یکنواخت بودن میدان درون لوله بهتر است، یکنواختی توزیع میدان در نرم افزار ارزیابی شود معمولاً لازم است طول لوله از ۵۰ میلی‌متر بزرگتر باشد.

$$1.5R_{dc} I_{max} < 300[V] \quad (20)$$

$$(R_{dc} I_{min} > 1[mV]) \text{ and } (L > 50[mm]) \quad (21)$$

برای این طرح ابعاد اصلی سنسور مقادیر کمیت‌ها در جدول (۱) آورده شده است. بر اساس روابط (۳) الی (۱۷) مقادیر پارامترهای این سنسور محاسبه و در جدول (۲) نمایش داده شده است.

شده و به گام اول بر می‌گردد. در نهایت پس از تایید شرط دما، مقدار اولیه R_{in2} ، $1/5$ برابر R_{out1} انتخاب می‌شود.

جرم هادی لوله داخلی از رابطه زیر محاسبه می‌شود که در آن $\Delta T = E_{mn} / m_{mn} C_{mn}$ جرم حجمی منگنین است.

$$m_{mn} = \frac{4}{3} \pi L \rho_{mn} R_{in1} (R_{out1} - R_{in1}) \quad (22)$$

اگر انرژی تلف شده هادی لوله داخلی با E_{mn} و گرمای ویژه آن با C_{mn} مشخص شود. تغییر دمای آن بصورت $\Delta T = E_{mn} / m_{mn} C_{mn}$ است و با جایگذاری جرم بصورت زیر می‌باشد.

$$\Delta T = 3E_{mn} / (4\pi L \rho_{mn} R_{in1} (R_{out1} - R_{in1}) C_{mn}) \quad (23)$$

چنانچه با رعایت شرط $d \ll \delta$ برای فرکانس‌های کمتر از ω_p اثر پوستی حذف شده باشد. مقاومت لوله داخلی برابر R_{dc} است. اگر انتگرال مجذور جریان بصورت $I^2 = \int i^2 dt$ تعریف شود. انرژی تلف شده از $E_{mn} = R_{dc} I^2$ استفاده از رابطه (۱)، تغییر دما بصورت (۲۴) نیز بیان می‌شود.

$$\Delta T = 9\rho I^2 / (16\pi^2 \rho_{mn} R_{in1}^2 (R_{out1} - R_{in1})^2) \quad (24)$$

مطابق رابطه (۲۴) طول سنسور بر دمای لوله داخلی بی‌اثر است اما ضخامت و قطر داخلی لوله داخلی بر افزایش دمای آن تاثیر گذار هستند. ضخامت این لوله توسط پهنا باند سنسور تحمیل می‌شود لذا در صورت نیاز می‌توان با افزایش قطر داخلی لوله داخلی، میزان افزایش دما را تا حد مجاز کاهش داد. در جدول (۳) تغییرات دمای هادی برای چند پالس تخت آورده شده است.

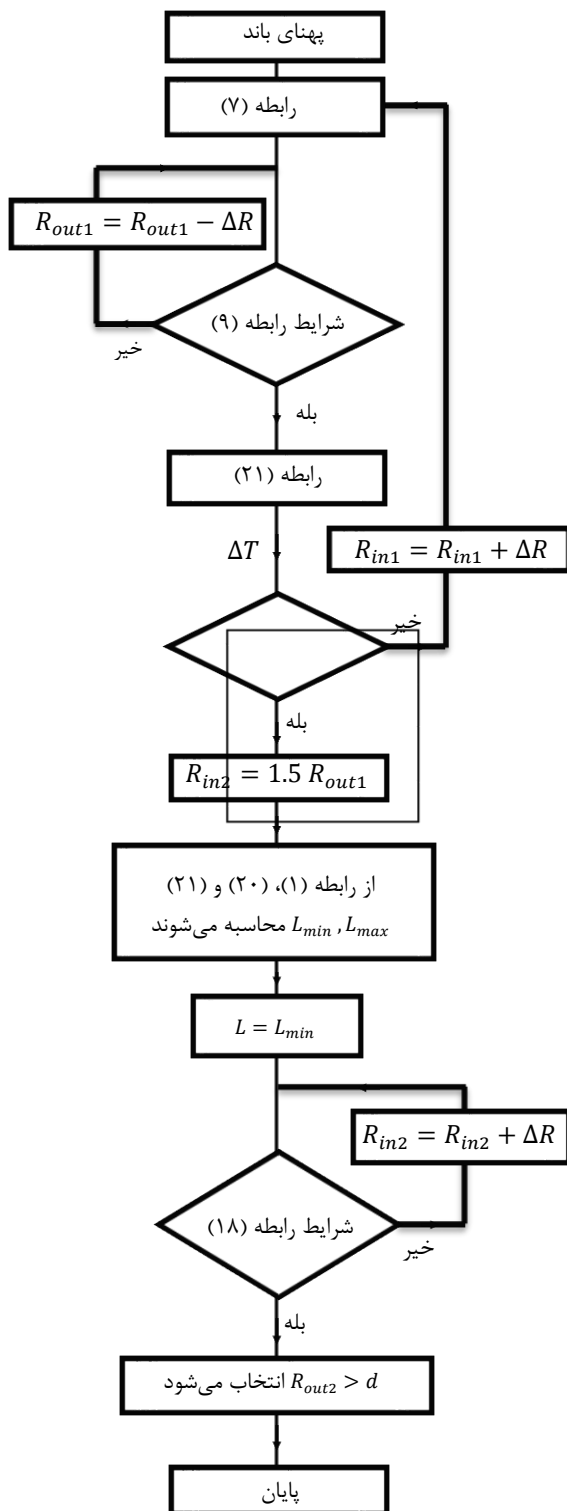
جدول (۳): تغییر دما برای پالس‌های مختلف

$\Delta T [C^0]$	پهنای پالس [μs]	دامنه پالس [kA]
۹/۵	۱۰۰۰	۴
۸۵	۱۰۰۰	۱۲
۱۰۰	۱۰۰۰	۱۳
۱۰۰	۱۰۰۰۰	۱/۴
۰/۷۲	۱	۳۵

در اینجا انتخاب طول سنسور یک درجه آزادی است که بر دمای سنسور اثر ندارد، چون با کاهش طول، مقدار مقاومت و انرژی تلف شده نیز با همان نسبت کاهش داده می‌شود. اما کاهش طول بر کاهش C_{co} ، L_{co} و مقاومت موثر است. قبلاً بیان شد که کاهش C_{co} و L_{co} مفید هستند اما کاهش مقاومت d_c مقدار ولتاژ خروجی سنسور را کاهش می‌دهد. همچنین طول سنسور نباید از حدی کمتر شود که میدان مغناطیسی در طول لوله غیریکنواخت شود.

۳- مراحل طراحی سنسور جریان

ابتدا بر اساس شکل پالس جریان مورد اندازه‌گیری بایستی فرکانس و مقدار $I^2 = \int i^2 dt$ مشخص شود. همچنین کوچکترین مقدار ممکن برای R_{in1} پیشنهاد می‌شود. سپس مطابق فلوجارت شکل (۶) مقدار R_{out1} بر اساس پهنا باند تعیین می‌شود. اگر شرط (۹) برقرار نبود $0.05 [mm]$ از R_{out1} کسر می‌شود و دو باره شرط (۹) بررسی می‌شود و انقدر حلقه تکرار می‌شود تا شرط برقرار شود. در این حالت اگر حلقه تکرار نشده باشد مقدار d تغییر نکرده و پهنا باند همان مقدار اولیه است. اما اگر تکرار شده باشد چون d کوچکتر شده پهنا باند بیشتر شده است. سپس ابتدا تغییرات دما از (۲۴) محاسبه شده و سپس با ۱۰۰ درجه سانتیگراد مقایسه می‌شود. اگر کمتر باشد از (۷) پهنا باند جدید محاسبه می‌شود. در غیر این صورت انتخاب اولیه R_{in1} به اندازه $0.05 [mm]$ بزرگ‌تر



شکل (۶) فلوجارت طراحی سنسور شنت کواکسیال

از روابط (۱)، (۲۰) و (۲۱) مقدار حداقل و حداکثر مجاز L محاسبه می‌شود. و شرط (۱۸) ارزیابی می‌شود. اگر برقرار نبود R_{in2} به اندازه $0.05 [mm]$ بزرگ‌تر شده و مجدداً شرط ارزیابی می‌شود. تا شرط (۱۸) برقرار شود. در انتها بر اساس ضخامت لوله خارجی سنسور که اولاً استحکام لازم را داشته باشد و ثانیاً بیشتر از d باشد تا جریان را تحمل کند. مقدار R_{out2} تعیین می‌شود.

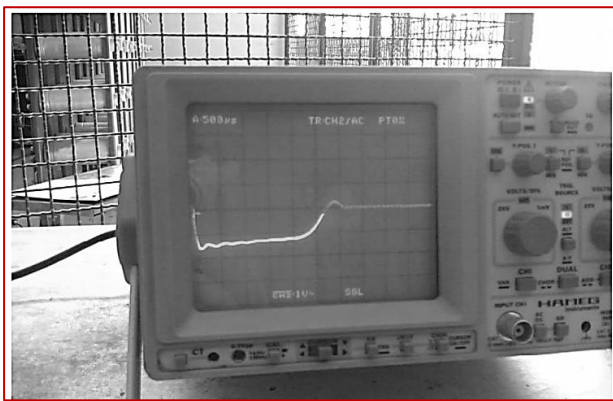
۴- تست آزمایشگاهی

روش الگوریتم طراحی سنسور ارائه شده وابسته به زمان خیزش پالس نیست و تاجایی که تکنولوژی نازک کردن هادی داخلی مقدور باشد می‌توان پهنای باند سنسور را افزایش داد. از جدول (۱) مشخص است برای نمونه 0.45mm هادی با ضخامت 0.45mm نیاز است. البته این سنسور مطابق جدول (۳) دارای محدودیت‌های دامنه و پهنای پالس است. بطور مشابه نتایج طراحی سنسور ns در جدول (۴) آورده شده که به هادی با ضخامت 0.25mm نیاز دارد و بطور مشابه می‌توان بر اساس محدودیت افزایش دما، محدودیت‌های دامنه و پهنای پالس مورد اندازه‌گیری را محاسبه نمود. از آنجا که برای تست سنسور جریان فقط دستگاه تست برای نمونه 0.45mm در اختیار بود در این مرحله نمونه ساخته شد و در ادامه نتایج تست عملی و صحت سنجی برای این نمونه ارائه شده است. تصویر سنسور ساخته شده با مشخصات مندرج در جدول (۱) و ساختاری مشابه شکل (۱) در شکل (۶) نمایش داده شده است.

ستاپ آزمایش در شکل (۸) نمایش داده شده است. دو آزمایش با دو پالسی که پهنای متفاوت دارد انجام شده است. نتایج دو آزمایش با نمونه استاندارد مطابقت داشته است.

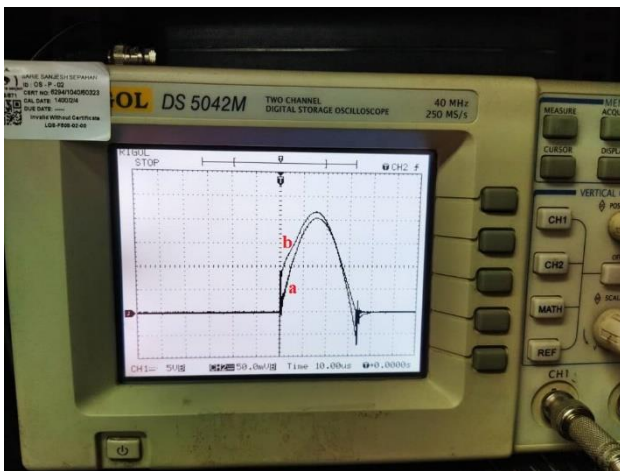


شکل (۷): تصویر سنسور جریان



شکل (۹): خروجی تست اول

پروب اول به حسگر کالیبره از نوع روکوفسکی شرکت PEM مدل CWT 300B متصل است و پروب دوم به شنت مقاومتی کواکسیال متصل شده و خروجی آنها در شکل (۱۰) به ترتیب با حروف a و b نمایش داده شده است. مطابق شکل (۱۰) تنظیم زمانی اسیلوسکوپ $10\ \mu\text{s}/\text{div}$ و تنظیم پروب دوم $5\text{V}/\text{div}$ است. ولتاژ خروجی شنت مقاومتی کواکسیال 22V با پهنای $32\ \mu\text{s}$ است. این دامنه معرف جریان 2000A است. ولتاژ خروجی سنسور روکوفسکی نیز 20V با پهنای پالس $34\ \mu\text{s}$ است. سنسور روکوفسکی نیز دامنه جریان را 2000A نشان می‌دهد. سنسور روکوفسکی به دلیل انتگرالگیر لبه‌های تیز را نشان نمی‌دهد. علاوه بر دقیق نبودن شکل، $2\ \mu\text{s}$ در سنجش پهنای پالس خطا دارد. بنابر این سنسور جریان پیشنهادی پهنای پالس را دقیقتر از حسگر روکوفسکی اندازه‌گیری نموده است.



شکل (۱۰): خروجی تست دوم

برای اندازه‌گیری جریان‌های پالسی با زمان خیزش از مرتبه نانوثانیه می‌توان از طرح سنسور جریان زیر استفاده نمود. در این طرح ضمن کاهش طول سنسور، سایر ابعاد سنسور کوچکتر است. ضخامت هادی لوله داخلی 0.45mm است. ابعاد اصلی سنسور و مقادیر کمیت‌ها در جداول (۴) و (۵) آورده شده است.

از آنجا که ماهیت این اندازه‌گیری از نوع فرکانس زیاد است. برای انتقال سیگنال اندازه‌گیری به اسیلوسکوپ بعنوان مثال از کابل کواکسیال $75\ \Omega$ اهم به ترمینال $75\ \Omega$ اهم اسیلوسکوپ استفاده می‌شود تا مانع از بازتاب سیگنال بین کابل و اسیلوسکوپ شود. همچنین باید مقاومت اهمی لوله داخلی سنسور خیلی کوچک‌تر از $75\ \Omega$ اهم باشد تا بازتاب بین سنسور و کابل وجود نداشته باشد.



شکل (۸): ستاپ تست سنسور جریان

ابتدا از یک پالس با دامنه 146A و پهنای $2/5\text{ms}$ برای آزمایش سنسور استفاده شد. مطابق شکل (۹) تنظیم‌های اسیلوسکوپ $1\text{V}/\text{div}$ و $2\ \mu\text{s}/\text{div}$ است. ولتاژ خروجی $1/60.5\text{V}$ ولت با زمان $2/5\text{ms}$ است و با استفاده از مقاومت dc، جریان اندازه‌گیری شده $145/91\text{A}$ می‌باشد. در آزمایش دوم از پالس استاندارد $8/20\ \mu\text{s}$ با دامنه 2kA استاندارد استفاده شده پهنای پالس $32\ \mu\text{s}$ است. این پالس بصورت همزمان با دو سنسور اندازه‌گیری شده است.

مراجع

- [۱] پ. پورمحمدیان، م. ک. عدالتیان، " بررسی رفتار عایقی روغن معدنی در ولتاژ فرکانس قدرت با حضور نانو لوله‌های کربنی"، مجله برق مهندسی تبریز، دوره ۴۴ شماره ۴، زمستان ۱۳۹۳.
- [۲] ا. عزیزنیا؛ م. ا. حجازی، " مدل‌سازی بار مولدهای توان پالسی در کاربرد الکتروپویش با استفاده از طیف‌سنجی امیدانس سلول‌های نرمال و سرطانی ریه انسان" مجله برق مهندسی تبریز، دوره ۵۲ شماره ۱، بهار ۱۴۰۱.
- [3] M. Hollander, "High frequency oscillations measured with high bandwidth current sensors at low current", Hollander Reserch delivers the power to test, pp. 1–19, 11 April 2014.
- [4] P. Ieee and S. Energy, "4-2013 IEEE Standard for High-Voltage Testing Techniques IEEE Power and Energy Society", I IEEE Power and Energy Society . May. 2013.
- [5] C. M. Johnson and P. R. Palmer, "Current measurement using compensated coaxial shunts", IEE Proceedings Science Measurement and Technology, Vol. 141, No. 6, pp. 471–480, 1994.
- [6] T. Kawamura, E. Haginomori, Y. Goda, and T. Nakamoto, "Recent developments on high current measurement using current shunt", IEEJ Transaction Electric Electronic Engineering, Vol. 2, No. 5, pp. 516–522, 2007.
- [7] P. F. Baranov, V. N. Borikov, E. I. Tsimbalist, "Measurement of the Current Transfer Function for Power Transducers of Current to Voltage", Applied Mechanics and Materials, Vol. 75, No.6, pp. 615-621, 2015.
- [8] A. Milicevi, P. Mostarac, "Simulated Annealing Characterization of Equivalent Circuit Models for Precision Coaxial Current Shunts", 2nd International Colloquium on Smart Grid Metrology, Split, Croatia, April 9-12, 2019.
- [9] E.V. Bedareva, E.I. Tsimbalist, A.A. Epifanova, N.A. Gavrilenko, "Consideration of Complementary Error During Design of the Alternating Current Coaxial Shunts", International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems, 01-04 December 2015.
- [10] M. Malinowski, K. Kubiczek, M. Kampik, K. Musiol, M. Grzenik, K. Dudzik and W. Domański, "A Precision Coaxial Low-Current Shunt with Improved Mathematical Model", Proceedings of the 13th International Conference MEASUREMENT, Smolenice, Slovakia, 17-19 May 2021.
- [11] W. F. PRAEG, "Stress Sensitivity Of Manganin Resistor in High-Curent Precision Coaxial Shunt", IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 5, NO. 4, DECEMBER, 1966.
- [12] W. Zhang, Z. Zhang, F. Wang, "Review and Bandwidth Measurement of Coaxial Shunt Resistors for Wide-Bandgap Devices Dynamic Characterization", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 29 September – 03 October, 2019.
- [13] H. A. Wheeler, "Formulas for the Skin Effect", IEEE Proceedings of the I.R.E., Vol. 30, No. 9, pp. 412–424, September, 1942.
- [14] Omar M. O. Gatous, and J. Pissolato Filho, "A New Fomulation for Skin-effect Resistance and Internal Inductance Frequency-Dependent of a Solid Cylindrical Conductor", IEEE Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004.
- [15] A. M. CLOGSTON, 'Reduction of Skin Effect Losses by the Use of Laminated Conductors,' The Bell System Technical Journal, July, 1951.
- [16] H. Lutzen, V. Polezhaev, K. B. Rawal, K. Ahmmed, T. Huesgen, N. Kaminski, "Temperature Compensated M-Shunts for Fast Transient and Low Inductive Current Measurements", 12th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, Berlin, Germany, 15-17 March 2022.
- [17] C. D. New, A. N. Lemmon and B. T. DeBoi, "Sensitivities in High-Bandwidth, High-Current Shunt Measurements for Silicon-Carbide Multi-Chip Power Modules", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Houston, TX, USA, 20-24 March 2022.
- [18] K. Schon, "High Impulse Voltage and Current Measurement Techniques", Springer International Publishing Switzerland 2013.
- [19] G. Ventura, S. Giomi, "Thermal Conductivity of Manganin Between 10 mK and 54 mK", Int. J. Thermophys, Vol. 38, pp 1-5, 2017.

جدول (۴): ابعاد سنسور جریان

مقدار [mm]	کمیت
۷۰	L
۸/۰۵	2*R _{in1}
۸/۱	2*R _{out1}
۱۲/۱	2*R _{in2}
۱۲/۷	2*R _{out2}

جدول (۵): پارامترهای سنسور جریان

واحد	مقدار	کمیت
[mm]	۰/۰۱۹۴۴	δ
[Rad/s]	$۲/۶۳۹ \times ۱۰^{-۹}$	ω_s
[s]	$۱/۲ \times ۱۰^{-۱۰}$	t_r
[Ω]	$۲/۰۷۹ \times ۱۰^{-۱۰}$	R_{dc}
[H]	$۵/۶۷۶ \times ۱۰^{-۹}$	L_{co}
[H]	$-۱/۷۴۳ \times ۱۰^{-۱۰}$	L_{mn}
[F]	$۹/۶۰۵ \times ۱۰^{-۱۰}$	C_{co}

۵- نتیجه‌گیری

استفاده از چند هادی موازی به جای هادی لوله داخلی سنسور شنت کوآکسیال می‌تواند مقاومت اهمی لوله را افزایش و اندوکتانس را کاهش دهد. این افزایش نسبت R/L باعث می‌شود سهم ولتاژ اهمی خالص به ولتاژ اندوکتانس مزاحم بیشتر شده و دقت محاسبه جریان از ولتاژ اندازه‌گیری شده را افزایش دهد. همچنین افزایش مقاومت به تحقق شرط رابطه (۹) کمک می‌کند. به این طریق محدودیت پهنای باند کم‌تر می‌شود.

همچنین برای کاهش اثر عمق پوستی بایستی ضخامت لوله هادی داخلی به اندازه کافی کوچکتر از δ انتخاب نمود. و برای حذف اثر اندوکتانس هادی داخلی بایستی شرط رابطه (۹) برقرار باشد. و بر اساس روشی که در این مقاله برای محاسبه تحلیلی مقاومت و اندوکتانس لوله داخلی منقطع ارائه شد. می‌توان با انتخاب مناسب اجزاء سنسور به تحقق این شرط کمک نمود.

خازنی بین دو لوله هادی داخلی و بیرونی با مقاومت هادی داخلی فیلتر مرتبه اولی بوجود می‌آورد که بهره خروجی در فرکانس‌های زیاد را کاهش می‌دهد با محاسبه فرکانس گوشه فیلتر، شرط لازم برای حذف این اثر در محدوده باند فرکانسی سنسور تعیین می‌شود. برای محدوده μs و ns ملاحظه شد اثر عمق پوستی در محدود کردن باند فرکانس سنسور به مراتب بیش از دو عامل دیگر است.

مطابق رابطه (۲۴) طول سنسور بر دمای لوله داخلی بی‌اثر است اما ضخامت و قطر داخلی لوله داخلی بر افزایش دمای آن تاثیر گذار هستند. ضخامت این لوله توسط پهنای باند سنسور تحمیل می‌شود لذا در صورت نیاز می‌توان با افزایش قطر داخلی لوله داخلی، میزان افزایش دما را تا حد مجاز کاهش داد.

الگوریتمی طراحی سنسور بر اساس مشخصات پالس مورد اندازه‌گیری ارائه شد و نتایج نمونه ساخته شده صحت طراحی را تایید می‌کنند.