



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
GRADO EN INGENIERÍA ELECTROMECÁNICA
Especialidad Electrónica

SENSORES DE CORRIENTE PARA MEDIDA DE DESCARGAS PARCIALES

Autor: Carmen Olleros Guerrero

Director: Dr. Armando Rodrigo Mor, Delft University of Technology

Madrid

Junio 2018

Copyright © 2018 by Carmen Olleros Guerrero

This dissertation was typeset with \LaTeX and compiled in \TeX maker. The font families used are Bitstream Charter, Utopia, Bookman, and Computer Modern. Unless otherwise noted, all figures were created by the author using Microsoft PowerPoint[®] and MATLAB[®].

AUTORIZACIÓN PARA LA DIGITALIZACIÓN, DEPÓSITO Y DIVULGACIÓN EN RED DE PROYECTOS FIN DE GRADO, FIN DE MÁSTER, TESINAS O MEMORIAS DE BACHILLERATO

1º. Declaración de la autoría y acreditación de la misma.

El autor D. Carmen Olleros Guerrero DECLARA ser el titular de los derechos de propiedad intelectual de la obra: Sensores de corriente para medida de descargas parciales, que ésta es una obra original, y que ostenta la condición de autor en el sentido que otorga la Ley de Propiedad Intelectual.

2º. Objeto y fines de la cesión.

Con el fin de dar la máxima difusión a la obra citada a través del Repositorio institucional de la Universidad, el autor **CEDE** a la Universidad Pontificia Comillas, de forma gratuita y no exclusiva, por el máximo plazo legal y con ámbito universal, los derechos de digitalización, de archivo, de reproducción, de distribución y de comunicación pública, incluido el derecho de puesta a disposición electrónica, tal y como se describen en la Ley de Propiedad Intelectual. El derecho de transformación se cede a los únicos efectos de lo dispuesto en la letra a) del apartado siguiente.

3º. Condiciones de la cesión y acceso

Sin perjuicio de la titularidad de la obra, que sigue correspondiendo a su autor, la cesión de derechos contemplada en esta licencia habilita para:

- a) Transformarla con el fin de adaptarla a cualquier tecnología que permita incorporarla a internet y hacerla accesible; incorporar metadatos para realizar el registro de la obra e incorporar “marcas de agua” o cualquier otro sistema de seguridad o de protección.
- b) Reproducirla en un soporte digital para su incorporación a una base de datos electrónica, incluyendo el derecho de reproducir y almacenar la obra en servidores, a los efectos de garantizar su seguridad, conservación y preservar el formato.
- c) Comunicarla, por defecto, a través de un archivo institucional abierto, accesible de modo libre y gratuito a través de internet.
- d) Cualquier otra forma de acceso (restringido, embargado, cerrado) deberá solicitarse expresamente y obedecer a causas justificadas.
- e) Asignar por defecto a estos trabajos una licencia Creative Commons.
- f) Asignar por defecto a estos trabajos un HANDLE (URL *persistente*).

4º. Derechos del autor.

El autor, en tanto que titular de una obra tiene derecho a:

- a) Que la Universidad identifique claramente su nombre como autor de la misma
- b) Comunicar y dar publicidad a la obra en la versión que ceda y en otras posteriores a través de cualquier medio.
- c) Solicitar la retirada de la obra del repositorio por causa justificada.
- d) Recibir notificación fehaciente de cualquier reclamación que puedan formular terceras personas en relación con la obra y, en particular, de reclamaciones relativas a los derechos de propiedad intelectual sobre ella.

5º. Deberes del autor.

El autor se compromete a:

- a) Garantizar que el compromiso que adquiere mediante el presente escrito no infringe ningún derecho de terceros, ya sean de propiedad industrial, intelectual o cualquier otro.
- b) Garantizar que el contenido de las obras no atenta contra los derechos al honor, a la intimidad y a la imagen de terceros.
- c) Asumir toda reclamación o responsabilidad, incluyendo las indemnizaciones por daños, que pudieran ejercitarse contra la Universidad por terceros que vieran infringidos sus derechos e intereses a causa de la cesión.
- d) Asumir la responsabilidad en el caso de que las instituciones fueran condenadas por infracción

de derechos derivada de las obras objeto de la cesión.

6º. Fines y funcionamiento del Repositorio Institucional.

La obra se pondrá a disposición de los usuarios para que hagan de ella un uso justo y respetuoso con los derechos del autor, según lo permitido por la legislación aplicable, y con fines de estudio, investigación, o cualquier otro fin lícito. Con dicha finalidad, la Universidad asume los siguientes deberes y se reserva las siguientes facultades:

- La Universidad informará a los usuarios del archivo sobre los usos permitidos, y no garantiza ni asume responsabilidad alguna por otras formas en que los usuarios hagan un uso posterior de las obras no conforme con la legislación vigente. El uso posterior, más allá de la copia privada, requerirá que se cite la fuente y se reconozca la autoría, que no se obtenga beneficio comercial, y que no se realicen obras derivadas.
- La Universidad no revisará el contenido de las obras, que en todo caso permanecerá bajo la responsabilidad exclusiva del autor y no estará obligada a ejercitar acciones legales en nombre del autor en el supuesto de infracciones a derechos de propiedad intelectual derivados del depósito y archivo de las obras. El autor renuncia a cualquier reclamación frente a la Universidad por las formas no ajustadas a la legislación vigente en que los usuarios hagan uso de las obras.
- La Universidad adoptará las medidas necesarias para la preservación de la obra en un futuro.
- La Universidad se reserva la facultad de retirar la obra, previa notificación al autor, en supuestos suficientemente justificados, o en caso de reclamaciones de terceros.

Madrid, a 14 de junio de 2018

ACEPTA



Fdo. Carmen Olleros Guerrero

Motivos para solicitar el acceso restringido, cerrado o embargado del trabajo en el Repositorio Institucional:

Se piden 6 meses de embargo por esperar a la patente del trabajo asociado a este proyecto y por publicaciones de la universidad de acogida, TU Delft.

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título
Sensores de corriente para medida de descargas parciales
en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el
curso académico 2017/2018 es de mi autoría, original e inédito y
no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es
plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada
de otros documentos está debidamente referenciada.



Fdo.: Carmen Olleros Guerrero

Fecha: 14/ 06/ 2018

Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO



Fdo.: Armando Rodrigo Mor

Fecha: 14/ 06/ 2018



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
GRADO EN INGENIERÍA ELECTROMECÁNICA
Especialidad Electrónica

SENSORES DE CORRIENTE PARA MEDIDA DE DESCARGAS PARCIALES

Autor: Carmen Olleros Guerrero

Director: Dr. Armando Rodrigo Mor, Delft University of Technology

Madrid

Junio 2018

A mis padres

Agradecimientos

Quiero agradecer a todas las personas que me han apoyado durante todo este tiempo.

En primer lugar al Dr. Armando Rodrigo Mor por su labor de tutoría y seguimiento a lo largo de estos meses y por haberme dado la oportunidad de trabajar en un laboratorio y un proyecto tan exclusivos.

En segundo lugar, debo dar gracias a mis padres, que me enseñan y me apoyan, y que son para mí un ejemplo de motivación y superación constante.

Darle las gracias al resto de mi familia, a mis hermanos y primos, a mis abuelos y a mis tíos, por enseñarme los valores de una familia unida.

No puedo dejar de mencionar a mis amigos, en especial a mis compañeros de este año, gracias por un año maravilloso y por un apoyo incondicional, Inés, Marta y Alvaro.

Abstract

This bachelor project will be part of the research and design of a new sensor for the measurement of partial discharges in GIS systems (Gas insulated Substations). These systems are a variation of the traditional electrical substations that appear as a solution for reduced space, and as systems with greater security. It is composed of electrical conductors enclosed in pipes with high pressure gas.

Until now, partial discharges, (which are partial short circuits that generate short pulses, in the order of nanoseconds, prior to the total short circuit of the system), have been measured by means of antennas, in this project the aim is to design a sensor that detects these currents more precisely. The sensor will be composed of a current transformer and an amplifier stage. Unlike the traditional antennas that detect the energy radiated by the pulse, the high frequency current transformer works by detecting the induced current in the transformer.

This project carries out two main functions within the different aspects of the creation of the sensor. On one hand, a thorough research work will be done on the current transformer, which is the main part of the sensor. The correct understanding of this part of the sensor will allow to later develop the amplifying part correctly. And as it has just been mentioned, the second function of this work is to design the amplifier part that the sensor needs to have.

From the study and research done on the transformer three chapters can be differentiated. The first chapter studies the properties of the transformer and the coaxial cable that accompanies it, in a strictly electrical sense. The derived equations allow to understand where the values of the different elements of the circuits come from. The following chapter studies the frequency response of the circuit formed by the transformer and coaxial cable together. In this chapter, electronic knowledge and signal control are put into practice. The last of the chapters of this first part is based on the first tests, both simulated and real tests in the laboratory, and the corresponding comparison of results.

The second part of this work is based on developing an amplifier circuit that allows to perform an analysis of the received signal in a range that is easy to visualize the results. Although concentrated in a single chapter, this part includes a lot of work of "*hands on*" calculations to understand the effects produced by any changes in the elements of the operational amplifiers. A lot of effort has been put into finding the solution that best suits the needs of the project.

The next steps would be to research and look for the industrial operational amplifiers that most closely approximate to the proposed solution. Assemble and solder the amplifier stage to the current transformer, implemented them together check their correct operation and finally made the packaging in this case occupying the least amount of space.

Keywords: Sensor · Partial discharge measurement · Electrical and electronic properties · Frequency response · Amplifier stage design · PSpice · Matlab

Resumen

Este trabajo va a realizar parte del estudio y diseño de un nuevo sensor para la medida de descargas parciales en sistemas GIS (Gas Insulated Substations). Estos sistemas son una variación de las subestaciones eléctricas tradicionales y surgen como solución para espacios reducidos. Se basa en conductores encapsulados en tuberías con gas a alta presión por los que circula la corriente.

Hasta ahora, las descargas parciales, (que son cortocircuitos parciales que generan pulsos de corta duración, en el orden de nanosegundos, previos al cortocircuito total), se han medido mediante antenas de UHF, pero se desea diseñar un sensor que detecte con mayor precisión estas corrientes. El sensor estará formado por un transformador de corriente y una etapa amplificadora. A diferencia de las tradicionales antenas que detectan la energía radiada por el pulso, el nuevo sensor funciona mediante la detección de la corriente inducida.

En este trabajo se desarrollarán dos funciones principales dentro de la creación de todo el sensor. Por un lado se hará un trabajo de investigación exhaustivo sobre el transformador de corriente. La correcta comprensión de dicha parte del sensor permitirá luego desarrollar la parte amplificadora correctamente. Y como se acaba de mencionar la segunda función de este trabajo es realizar un diseño de la parte amplificadora.

Dentro del estudio del transformador se diferencian tres capítulos, el primero estudia las propiedades eléctricas del transformador y del cable coaxial que lo acompaña. El siguiente capítulo, estudia la respuesta en frecuencia de el circuito formado por el conjunto transformador mas cable coaxial. En este capítulo se ponen en práctica conocimientos electrónicos y de control de señales. El tercer capítulo estudia los primeros experimentos, tanto simulaciones como ensayos reales en el laboratorio y la correspondiente comparación de resultados.

La segunda parte de este trabajo se basa en desarrollar un circuito amplificador que permita analizar la señal recibida. Aunque concentrado en un solo capítulo, esta parte incluye mucho trabajo de cálculo "a mano" para poder comprender los efectos que producen los cambios en los elementos de amplificadores operacionales. Se ha puesto mucho esfuerzo para encontrar la solución que mejor se adapta a las necesidades del proyecto. En el siguiente capítulo se procede a buscar los amplificadores operacionales industriales que más se aproximasen a la solución propuesta.

Finalmente si se pudiese alargar el tiempo de trabajo en este proyecto, se tendría que montar y soldar el circuito, comprobar su correcto funcionamiento y realizar el empaquetamiento físico intentando que ocupe el menor espacio posible.

Palabras clave: Sensor · Medida de descargas parciales · Propiedades eléctricas y electrónicas · Respuesta en frecuencia · Diseño etapa amplificadora · Amplificadores Operacionales · PSpice · Matlab

Índice general

Abstract	XIII
Resumen	XV
1. Introducción	1
1.1. Estado del arte	1
1.2. Motivación	4
1.3. Objetivos del proyecto	5
1.4. Estructura del documento	5
2. Estudio de las características del sensor de corriente	7
2.1. Estudio del transformador	7
2.2. Estudio del cable coaxial	11
3. Análisis del comportamiento del sensor de corriente	13
3.1. Metodología	13
3.2. Primera configuración del sensor	13
3.3. Cálculo frecuencia de corte inferior	15
3.4. Cálculo frecuencia de corte superior	16
3.5. Cálculo de la ganancia del sistema	17
4. Ensayos	19
4.1. Primeros Ensayos	19
4.2. Nueva configuración del sensor	20
4.3. Cambios en la nueva configuración	21
4.4. Valores finales del sensor	23
5. Diseño de la etapa amplificadora	27
5.1. Requisitos de la etapa amplificadora	27
5.2. Primera etapa amplificadora	28
5.3. Segunda etapa amplificadora	29
5.4. Nuevo diseño para ambas etapas	31
6. Conclusiones y trabajo a futuro	33
6.1. Característica de Ancho de banda	33
6.2. Implementación del LM7171	34
6.3. Trabajo a futuro	34
Bibliografía	41

Índice de figuras

Figura 1.1. Subestación normal	2
Figura 1.2. Tuberías de un GIS	2
Figura 1.3. Configuración del GIS del laboratorio	3
Figura 1.4. Laboratorio de Alta Tensión	4
Figura 2.1. Esquema forma del transformador del sensor	7
Figura 2.2. Esquema equivalente del sensor sin números	9
Figura 2.3. Gráfica variación de la permeabilidad de la ferrita del núcleo	10
Figura 3.1. Esquema transformador coaxial y condensador del sensor	14
Figura 3.2. Esquema transformador coaxial del sensor y condensador con valores	15
Figura 3.3. Respuesta en frecuencia primera configuración del sensor	15
Figura 3.4. Respuesta en frecuencia del sensor sin condensador	16
Figura 4.1. Respuesta en frecuencia de la primera configuración del sensor	20
Figura 4.2. Comparación de respuestas en frecuencias de las dos configuraciones iniciales	21
Figura 4.3. Esquema transformador ideal para calcular la ganancia	22
Figura 4.4. Comparación de respuestas en frecuencia para los nuevos valores del sensor	24
Figura 4.5. Comparación de respuestas en frecuencia para los valores definitivos	25
Figura 5.1. Circuito con la primera etapa amplificadora	28
Figura 5.2. Respuesta en frecuencia con la primera etapa amplificadora	29
Figura 5.3. Circuito con ambas etapas amplificadoras	30
Figura 5.4. Respuesta en frecuencia del circuito completo	30
Figura 5.5. Respuesta en frecuencia de la primera etapa amplificadora rediseñada	31
Figura 5.6. Circuito con los valores finales del sensor	31
Figura 5.7. Respuesta en frecuencia final del sensor	32
Figura 6.1. Amplificador operacional elegido para implementar	33
Figura 6.2. Esquema del sensor con los amplificadores operacionales de Farnell	34

1

Introducción

Este capítulo introduce la razón detrás de este TFG y sus principales objetivos. Además, proporciona al lector con una visión general de la organización y de las líneas que sigue para hacer más clara su comprensión.

1.1. Estado del arte

Las subestaciones eléctricas tienen como principal misión distribuir la energía eléctrica y para ello han de elevar o reducir la tensión de la línea a un cierto nivel. Dentro de las mismas se puede encontrar principalmente un transformador junto con todos los elementos eléctricos de maniobra, y por maniobra se entiende la acción de energizar o desenergizar un circuito o red eléctrica.

Desde el principio del siglo XX, el sistema usado para aislar e interrumpir las líneas eléctricas se basa en unas válvulas de aceite que interrumpen el paso de la corriente por el sistema. Este tipo de configuración ocupa mucho espacio y se corresponde con las subestaciones más habituales, se pueden encontrar todavía en muchos lugares.

Este tipo de subestaciones funcionan bien y están muy arraigadas en el sistema eléctrico europeo, suelen estar expuestas a la intemperie por lo que son más susceptibles de sufrir averías. Además contaminan en gran medida el paisaje tal y como se puede apreciar en la Figura 1.1

Una alternativa, que apareció en los años setenta son los GIS, Gas Insulated Substations. Estos sistemas están compuestos por circuitos encapsulados en tuberías metálicas dentro de las cuales se pueden encontrar elementos de alto voltaje, elementos para energizar y desenergizar un sistema, elementos aislantes e interruptores. El sistema forma una estructura muy compacta como puede apreciarse en la Figura 1.2, que permite que sea instalado en lugares donde el espacio es reducido, como puede ser un edificio dentro de una ciudad, una plataforma *off-shore*, plantas industriales, etc. Son sistemas que pueden ajustarse a un rango bastante amplio de altas tensiones, dependiendo del fabricante suele estar entre los valores de 72.5 kV a 1200 kV. [1] [3] [10]



Figura 1.1. Subestación de corte al aire (Fuente:www.ree.es).



Figura 1.2. Tuberías de un GIS (Fuente:Siemens zona Austral Andina, Primer Proyecto GIS 500 kV de Siemens en la Región).

Este tipo de subestaciones tienen la ventaja de que forman configuraciones mucho más compactas y ocupan mucho menos espacio que las de corte al aire. Se pueden enterrar bajo tierra, eliminando la contaminación visual de las subestaciones habituales, y sobre todo son sistemas con mayor seguridad.

Estos sistemas son modulares, cada módulo está según el esquema de la Figura 1.3 compuesto por una tubería que encierra herméticamente el gas a presión del interior, normalmente se trata de SF_6 . En la parte central del interior de la tubería se puede encontrar el conductor de alta tensión. El conductor se mantiene en esa posición gracias a unos elementos que se llaman espaciadores aislantes, que normalmente se sitúan en la unión entre tuberías y tienen una forma de embudo. Estos espaciadores cumplen con la función de mantener centrado el conductor, pero también cumplen con la función de elemento aislante.

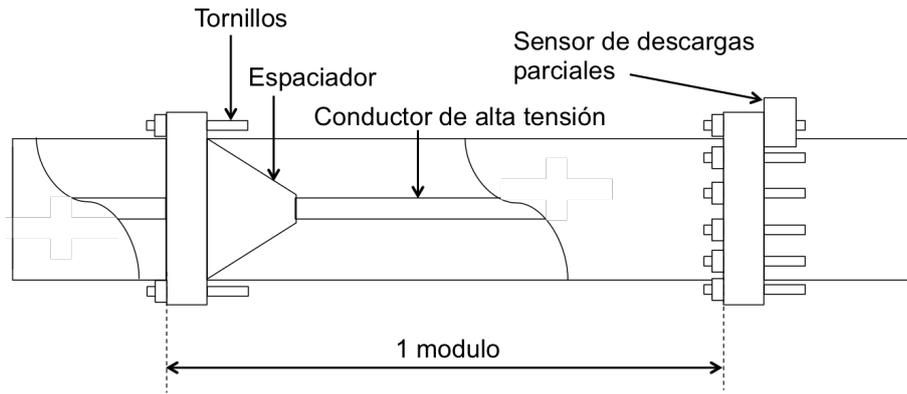


Figura 1.3. Configuración del GIS del laboratorio (Fuente: elaboración propia).

En estos espaciadores se pueden producir reflexiones, característica que altera las señales que circulan por el conductor. La reflexión es la propiedad por la cual cuando una onda pasa de un medio a otro, parte de ella se transmite y otra parte se refleja. Así pues tiene sentido que en una tubería donde solo hay gas y espaciadores, los pulsos eléctricos reboten en los espaciadores, ya que es el único lugar donde se produce un cambio de impedancia en el medio. Cuando se tomen medidas con el transformador se podrán ver estas reflexiones. Además de estos tres elementos principales, los GIS constan de antenas de medida integradas en las tuberías, encargadas de detectar descargas parciales. Las ondas no rebotan en las antenas por que estas están situadas en la parte externa de la tubería. Estas antenas van a ser sustituidas por los sensores que se diseñan en este trabajo. Estos sensores usan un método novedoso para medir las descargas parciales.

El sensor se coloca alrededor de uno de los tornillos que unen dos módulos. Se colocan ahí por que por los espaciadores sube la corriente y se transmite a los tornillos permitiendo así leer dicha corriente. Los arrollamientos del lado primario del transformador envuelven al tornillo y transforman la corriente en una medida de más fácil lectura.

A pesar de que los GIS son sistemas más seguros que las subestaciones tradicionales, existe la posibilidad de que el sistema tenga un fallo de aislamiento. Normalmente los sistemas en funcionamiento no tienen descargas parciales. En el caso en el que sí tuviesen, se reparan automáticamente para evitar el fallo total. Por esta razón es tan necesario monitorizar cualquier descarga parcial que se pueda producir. Estos sistemas pueden transportar hasta GW y generalmente no hay redundancia en la subestación. Así que un fallo implica mucha potencia no distribuida.

En el laboratorio de alta tensión de la Universidad Tecnológica de Delft, hay un sistema GIS, proporcionado por Alstom para fines de estudio. En este laboratorio las áreas de investigación son muchas. Dentro de la investigación de materiales se estudian los aislamientos sólidos, los aislamientos líquidos, las nanopartículas y la carga espacial. Por otra parte está el área de monitorización y diagnóstico, en esta sección se trabaja con la tangente delta, diferentes métodos acústicos, descargas parciales UHF y HF, se diseñan sensores para redes inteligentes y se procesan señales de descarga parcial. Por último, también existe un tercer área de trabajo que denominan gestión de activos, en éste se hacen análisis de la vida remanente y se desarrollan agentes inteligentes para redes inteligentes. [2]

El laboratorio de alto voltaje está diseñado para reproducir cualquier prueba de alto voltaje a escala real (Figura 1.4). Cuenta con tres transformadores de corriente alterna a 50 Hz



Figura 1.4. Laboratorio de Alta Tensión de la Delft University of Technology. (Fuente: www.tudelft.nl).

de 500 kV que pueden disponerse en cascada para alcanzar un total de 1500 kV. También cuenta con un generador de impulsos que simula un rayo de 20 etapas formadas por grandes condensadores que producen en total hasta 4 MV y 200 kJ. Para la corriente continua existe también un generador de 600 kV que se usa para pruebas a escala completa. La instrumentación con la que cuenta el laboratorio es de gran precisión tanto para mediciones de gran tamaño como por el contrario para medidas microscópicas. Se dispone de espectroscopia dieléctrica, aparatos para mediciones de capacitancia y tangente de delta (medida del estado de un aislamiento, también llamado factor de disipación y es una medida de las pérdidas dieléctricas de un aislante), osciloscopios de alta tecnología, equipos de manipulación SF_6 , hornos de vacío, amplificadores de alta tensión y dispositivos especiales para la medición de descargas parciales. Es un laboratorio de reconocido prestigio que acoge tanto a estudiantes en trabajos de investigación como a empresas, dándoles la oportunidad de beneficiarse de sus instalaciones y establecer una estrecha cooperación con los técnicos, investigadores y docentes.

1.2. Motivación

Tal y como se ha explicado anteriormente, los sistemas GIS constan actualmente con un sistema de medición de descargas parciales a través de antenas en el rango de los cientos de MHz a unos pocos GHz. Puede ocurrir que estas antenas no detecten una descarga parcial o pueden no percibir el tamaño de la misma conllevando consigo posibles errores en la detección y evaluación de las descargas parciales. Si la descarga que no se ha percibido es demasiado grande y los sistemas de seguridad no dan un aviso se puede llegar a una situación de riesgo por fallo de aislamiento.

Realizar un proyecto que prevenga estos fallos y aumente la sensibilidad y seguridad de estos sistemas es el principal objetivo, además de intentar reducir el coste del sistema de monitorización. Esto supondrá redes más seguras y una potencial reducción del riesgo de emisión accidental de SF_6 que es un potente gas de efecto invernadero. Además de dejar paisajes arquitectónicamente hablando más limpios.

De esta manera se pretende desarrollar un nuevo sensor de medida de descargas parciales que sea más preciso, simple, de menor coste, y de sensibilidad suficiente para poder realizar un buen análisis.

Este proyecto está dirigido por el profesor Dr. Armando Rodrigo Mor junto al Dr. Luis Carlos Castro Heredia, en él trabajan el estudiante de máster Christian Mier Escurra y la alumna de este trabajo, Carmen Olleros. A pesar de que los dos estudiantes trabajan en el mismo proyecto los fines y alcance de cada uno son diferentes. El estudiante de máster se centra en desarrollar un nuevo método para medir descargas parciales en GIS, este nuevo método se basa en diseñar un sensor de corriente. Mientras que este trabajo se centra en desarrollar la etapa amplificadora de estos nuevos sensores de corriente que sustituirán a las antenas que realizan esta función actualmente.

1.3. Objetivos del proyecto

El objetivo principal es diseñar un sensor de corriente que mida descargas parciales con mayor exactitud que las antenas instaladas actualmente. El sensor de corriente se compone de dos partes, un transformador de corriente y una etapa amplificadora.

De estas dos partes, este TFG recoge el estudio del transformador de corriente y el diseño del amplificador. Para ello se han de realizar diferentes ensayos. En estos ensayos se determinarán las características que deberá tener dicho amplificador, como el ancho de banda, la ganancia, la topología del amplificador, la batería o fuente de alimentación, el tamaño, etc. Para determinar la topología del amplificador se tendrá que hacer un estudio intensivo de cuanto afecta el ruido del transformador de corriente a esta etapa.

Del sensor de corriente que se desea diseñar ya se conocen bastantes características que se obtuvieron a partir del diseño del transformador de corriente. El diseño del transformador lo llevó a cabo Christian Mier, compañero que también trabaja en este proyecto, enfocado más a la parte eléctrica del diseño.

A continuación se hará un estudio de la topología que requiere la etapa amplificadora, y de todas las características que pudiesen influenciarla. Una vez determinadas estas propiedades se determinarán los diferentes amplificadores operacionales que cumplen con los requisitos establecidos. Se habrá de diseñar la etapa de realimentación, hacer simulaciones y pruebas prácticas, si hay suficiente tiempo se podrán montar y soldar los amplificadores operacionales junto al resto del sensor y determinar la alimentación del circuito. Finalmente habrá que ensamblar el amplificador junto con el transformador de corriente en su correspondiente caja. Se busca obtener un diseño que ocupe el mínimo espacio posible.

1.4. Estructura del documento

Este TFG se estructura en dos grandes bloques, el estudio exhaustivo de las propiedades eléctricas y electrónicas del sensor y el diseño de la etapa amplificadora.

Los capítulos 2 y 3 se enfocan al estudio del sensor y su comportamiento. En el Capítulo 2 se trata el estudio de la parte más eléctrica, mientras que en el Capítulo 3 se desarrollan las propiedades electrónicas del mismo. El Capítulo 4 trata los ensayos y los resultados obtenidos tras el estudio eléctrico y electrónico del transformador de corriente.

Una vez se conoce el comportamiento y la respuesta en frecuencia de la parte del transformador del sensor, se puede pasar a diseñar la etapa amplificadora. En el Capítulo 5 se desarrollan los diseños de las dos etapas de la parte amplificadora del sensor y en el ?? se hace un estudio de las diferentes posibilidades comerciales, se elige un tipo de amplificador

operacional y se implementa en el circuito. En el apéndice del trabajo se puede encontrar la hoja de características del amplificador operacional seleccionado para el sensor.

2

Estudio de las características del sensor de corriente

Antes de comenzar a diseñar la etapa amplificadora es necesario entender y analizar las propiedades del sensor. Aunque el sensor al final vaya a incluir la etapa amplificadora ahora mismo engloba solo el transformador de corriente y el cable coaxial.

2.1. Estudio del transformador

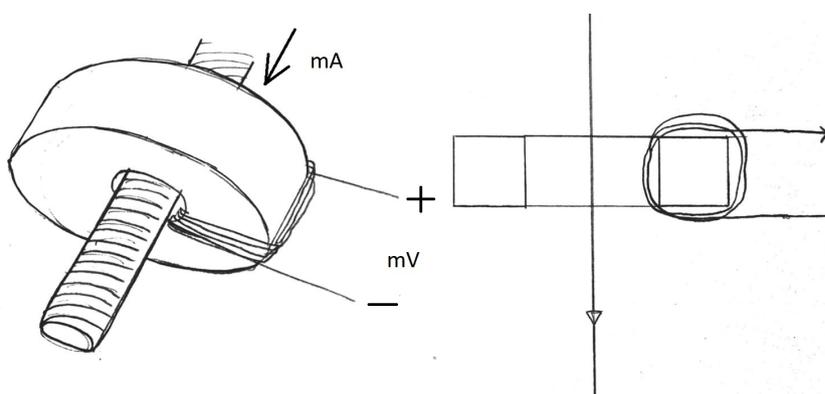


Figura 2.1. Esquema de la forma del transformador del sensor (*Fuente: elaboración propia*).

Al ser un transformador de corriente la ganancia del mismo se mide en mV/mA . La magnitud de entrada del transformador es un pulso de corriente y la magnitud de salida la tensión medida en el secundario del transformador. Antes de entrar en detalle con el esquema completo en la Figura 2.1 se muestra un esquema del transformador.

Como se puede apreciar el toroide es atravesado por uno de los tornillos que unen dos módulos del GIS. El núcleo (toroide) no es de hierro, ya que los núcleos de hierro se emplean para usos de potencia, y como se trabaja a muy altas frecuencias en el hierro se inducirían muchas corrientes de Foucault que hacen que se caliente el núcleo y haya muchas pérdidas. Se usa otro tipo de material llamado ferritas, que es para frecuencias muy altas. Específicamente

el material usado para este núcleo es la ferrita N30. El núcleo actúa de espira única en la bobina primaria y sobre ella se encuentra el arrollamiento del secundario formado por una bobina cuyo número de vueltas está por determinar. El pulso de corriente del tornillo induce un campo magnético en el núcleo y este a su vez una corriente en los arrollamientos del secundario. [5]

Este esquema puede simplificarse y estudiarse como un transformador ideal. Según las leyes de Faraday el voltaje V (medido en voltios) inducido en una bobina es proporcional al número de vueltas N y al cambio en el tiempo del flujo magnético. [9]

$$V = N * \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

Pero el cambio en el tiempo del flujo magnético se produce cuando existe un cambio en el tiempo de la intensidad, de esta manera la ecuación anterior puede reescribirse de la siguiente manera.

$$V = N * \frac{d\phi}{dt} * \frac{di}{di} \quad (2.2)$$

Tal y como ya se conoce, la fórmula anterior puede simplificarse con la relación tensión-intensidad de una inductancia (medido en Henrios) que es:

$$L = N * \frac{d\phi}{di} \quad (2.3)$$

Por lo tanto simplificado resultaría:

$$V = L * \frac{di}{dt} \quad (2.4)$$

Pero esta inductancia que se está sustituyendo representa solo la inductancia propia, ya que relaciona la tensión y la corriente de una misma bobina. Pero el flujo magnético que se forma en una bobina se divide en el flujo propio y el mutuo, que es el que comparte con la bobina secundaria. Por tanto se define el flujo propio con el subíndice 11 y el mutuo (compartido con la inductancia del secundario) con el subíndice 12.

$$\phi_1 = \phi_{11} + \phi_{12} \quad (2.5)$$

El flujo que comparte la bobina del primario con la del secundario es el mismo flujo que comparte la bobina secundaria con la primaria. De manera que la inductancia mutua que surge de este flujo compartido es de igual valor.

$$M_{12} = M_{21} = M = N_1 * \frac{d\phi_{21}}{di_2} = N_2 * \frac{d\phi_{12}}{di_1} \quad (2.6)$$

Con todo lo anterior se puede obtener ya el esquema equivalente de un transformador ideal que se muestra en la Figura 2.2

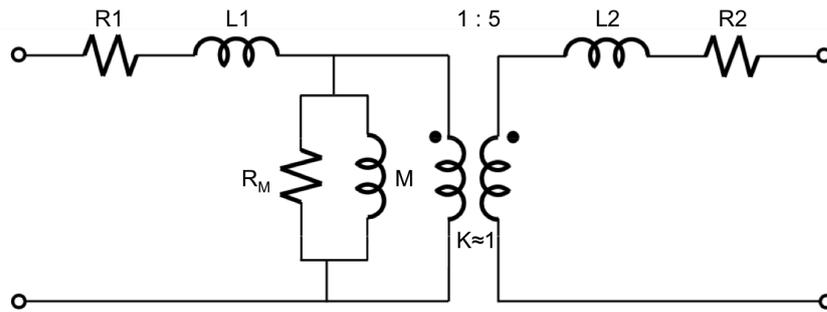


Figura 2.2. Esquema equivalente del transformador ideal (Fuente: elaboración propia).

En la práctica el valor de las resistencias que se plantean en el esquema es nulo. Se supone que los elementos conductores son muy buenos de manera que la resistencia se puede omitir.

Para calcular las inductancias propias se usa una fórmula más práctica. Dicha fórmula relaciona las inductancias con la permeabilidad, ya que si varía la frecuencia varía la permeabilidad y por tanto el valor de las inductancias. Cada material tiene una permeabilidad y la cantidad de flujo magnético que se induce en cada material depende de la misma. Los materiales se pueden saturar si se les va metiendo más campo magnético o más corriente. Cuanta más corriente más campo magnético inducido y más fácil que se sature el material. En este caso no se va a estudiar el punto de saturación del material ya que la corriente de los pulsos es muy pequeña. Entonces se trabaja en la zona lineal. Lo que sí perjudica es la dependencia de la permeabilidad con la frecuencia, ya que a partir de 1 MHz el valor de la permeabilidad deja de ser lineal y según la frecuencia sube la permeabilidad va bajando. Hay dos tipos de permeabilidad, la real que va relacionada con el campo magnético, la energía magnética absorbida por el material. Y la permeabilidad imaginaria, relacionada con las pérdidas o la energía real. Aunque el material del núcleo es un material específicamente elegido para trabajar bien a altas frecuencias sigue teniendo pérdidas (por corrientes de Foucault e por histéresis). La fórmula de las inductancias resulta de la siguiente manera. [6]

$$L = Al * N^2 * \frac{\mu'(\omega) - j\mu''(\omega)}{\mu_i} \quad (2.7)$$

Donde para el material N30 se conocen los siguientes valores:

- $Al = 4,7 \mu H$
- N_1 (vueltas del arrollamiento primario) = 1
- N_2 (vueltas del arrollamiento secundario) = 5

Los valores de la permeabilidad varían según la Figura 2.3 pero se han tomado los valores para la zona lineal ya que esta abarca la mayor parte de las frecuencias del rango en el que puede funcionar el transformador. Y en dicho intervalo la permeabilidad real no varía tanto. Se han tomado los valores de las permeabilidades para una frecuencia de 0,1 MHz.

De esta manera la fórmula del cálculo de las inductancias propias puede redefinirse como:

$$L_{[H]} = 4,7 * 10^{-6} * N^2 = 4,7 \mu * N^2 [H] \quad (2.8)$$

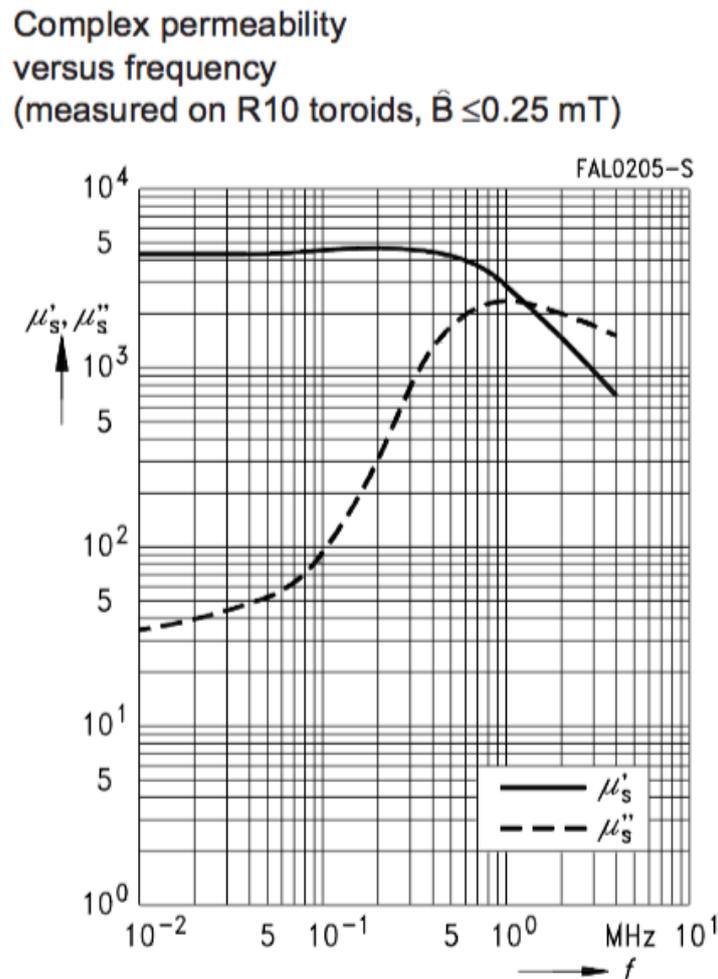


Figura 2.3. Gráfica de la variación de la permeabilidad del N30 en función de la frecuencia (Fuente: TDK, 2013).

Con esta ecuación definida se puede proceder al cálculo de las inductancias del primario y del secundario, ya que se conoce el número de vueltas de cada arrollamiento.

$$L_1 = 4,7\mu * 1^2 = 4,7 \mu H \quad (2.9)$$

$$L_2 = 4,7\mu * 5^2 = 117,5 \mu H \quad (2.10)$$

El siguiente paso es conocer el valor de la inductancia mutua, que tal y como se explica más arriba tiene el mismo valor para ambos arrollamientos. La fórmula empírica relaciona la inductancia mutua M con el coeficiente de acoplamiento que representa la cantidad de flujo de la inductancia del primario entra en la inductancia del secundario. Como estimación en este tipo de transformadores se acepta un valor próximo a la unidad. Si el factor de acoplamiento fuese cero, no se tendría un transformador si no simplemente dos bobinas no acopladas, mientras que para un valor de 1 el acoplamiento es total.

$$M = k * \sqrt{L_1 * L_2} H \quad (2.11)$$

$$M = 1 * \sqrt{4,7\mu * 117,5 \mu H} \quad (2.12)$$

$$M = 23,5 \mu H \quad (2.13)$$

2.2. Estudio del cable coaxial

El transformador es la primera parte del sensor y está conectado a un cable coaxial que permite que la señal llegue desde el GIS hasta el osciloscopio donde se leen las medidas. El cable coaxial tiene 15 metros y puede considerarse una línea de transmisión. El coaxial es principalmente inductancia y condensadores pero los pulsos que recibe (que son del orden de nanosegundos) son tan pequeños que la impedancia vista por el pulso puede representarse como la impedancia característica del cable coaxial, en nuestro caso 50Ω .

3

Análisis del comportamiento del sensor de corriente

Tras juntar los esquemas del transformador y del cable coaxial, interesa analizar el comportamiento del sensor. Se va a hacer un estudio teórico y una simulación en PSpice, para comprobar que los resultados son equivalentes.

3.1. Metodología

Se va a hacer un estudio teórico en el que se busca obtener la función de transferencia. Interesa la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente de entrada. Una vez despejada se utilizará Matlab para analizar la respuesta en frecuencia del sistema.

Por otro lado para ver los mismos resultados en PSpice, se hará un esquema del circuito y se hará una simulación que hará un barrido en frecuencia a partir del cual se podrá estudiar también la respuesta en frecuencia. Se hará una comparación de los dos estudios.

3.2. Primera configuración del sensor

Primero se va a desarrollar la función de transferencia. Se conoce que la primera configuración del circuito es con los valores de las inductancias y resistencias que se han descrito en la Sección 2.1 y la Sección 2.2 y con un condensador que representa la capacidad del supresor de sobretensión, tal y como se puede ver en la Figura 3.1.

La impedancia de salida se conoce, tal y como se puede ver en la Figura 3.1 es la impedancia característica del coaxial en paralelo con el condensador.

$$Z = R \parallel \frac{1}{C * s} = \frac{1}{\frac{1}{R} + C * s} = \frac{R}{1 + C * R * s} \quad (3.1)$$

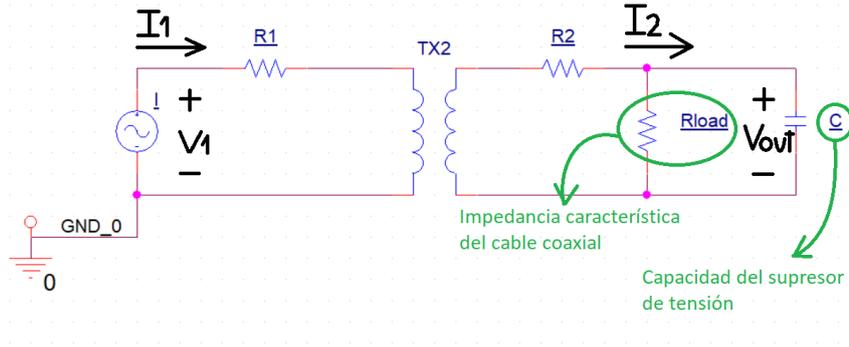


Figura 3.1. Esquema del transformador junto con el cable coaxial y el condensador de salida (Fuente: elaboración propia en PSpice).

Las ecuaciones eléctricas del circuito son las siguientes:

$$V_1 = L_1 * \frac{di_1}{dt} + M * \frac{di_2}{dt} + R_1 * i_1 \quad (3.2)$$

$$M * \frac{di_1}{dt} = L_2 * \frac{di_2}{dt} + R_2 * i_2 + Z * i_2 \quad (3.3)$$

Que si se toma la transformada de Laplace de las mismas resultan de la forma:

$$V_1 = L_1 * s * I_1 + M * s * I_2 + R_1 * I_1 \quad (3.4)$$

$$M * s * I_1 = L_2 * s * I_2 + R_2 * I_2 + Z * I_2 \quad (3.5)$$

Como se busca relacionar la tensión de salida \$V_{out}\$ con la intensidad de entrada \$I_1\$, se busca la siguiente función de transferencia \$H(s)\$:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{I_1} = \frac{Z * I_2}{I_1} \quad (3.6)$$

Se coge únicamente la Ecuación 3.5, ya que no interesa introducir la tensión de entrada en la función de transferencia, y agrupando y reorganizando resulta:

$$M * s * I_1 = I_2 * (s * L_2 + R_2 + Z) \quad (3.7)$$

Que usando la Ecuación 3.1 resulta la función de transferencia genérica del circuito.

$$H(s) = \frac{Z * M * s}{s * L_2 + R_2 + Z} \quad (3.8)$$

$$H(s) = \frac{R * M * s}{R * C * L_2 * s^2 + (R * R_2 * C + L_2) * s + R + R_2} \quad (3.9)$$

Con este esquema mostrado en la Figura 3.2 ya se puede analizar el comportamiento del sensor. Es de principal interés conocer la franja de frecuencias en las que puede trabajar el sensor. Para ello se busca conocer \$f_1\$ y \$f_2\$ que corresponden con las frecuencias de corte inferior

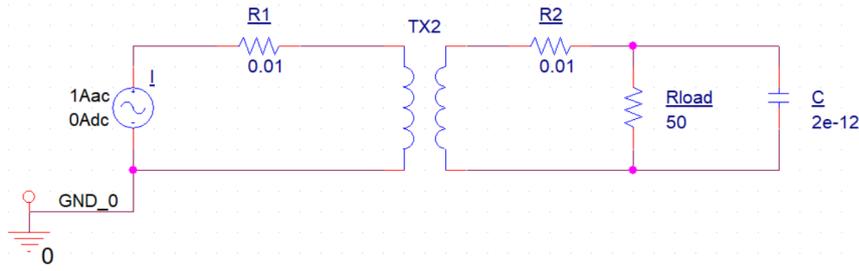


Figura 3.2. Esquema del transformador junto con el cable coaxial y el condensador de salida con los valores correspondientes (Fuente: elaboración propia en PSpice).

y superior respectivamente. Estas frecuencias se encuentran 3 dB por debajo de la ganancia del sistema.

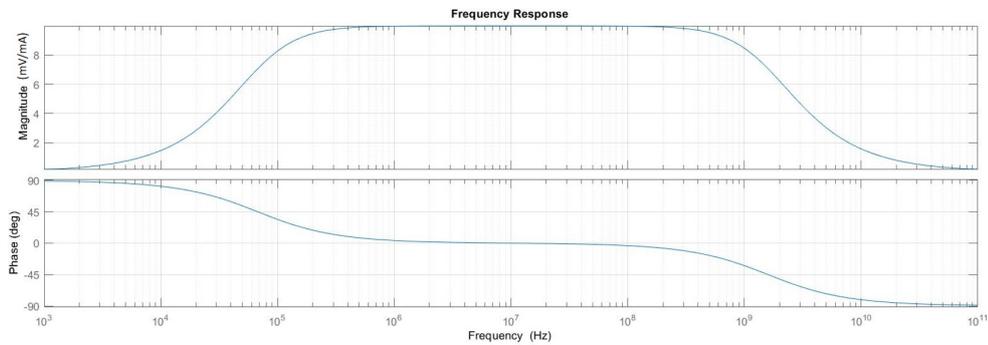


Figura 3.3. Respuesta en frecuencia del circuito anterior (Fuente: elaboración propia en Matlab).

3.3. Cálculo frecuencia de corte inferior

Como se puede apreciar en la Figura 3.3 el circuito tiene un comportamiento de un filtro paso-banda, y para despejar la frecuencia de corte inferior, f_1 , se estudia la frecuencia en la cual el sistema se encuentra 3 dB por debajo de la ganancia pero obviando el efecto del condensador. Esto es debido a que el condensador a baja frecuencia actúa como un circuito abierto. De esta manera, eliminando el condensador la función de transferencia queda de la siguiente manera:

$$H_{C=0}(s) = \frac{10 * s}{s + 4,256 * 10^5} \quad (3.10)$$

Para hallar la frecuencia de corte inferior f_1 se estudia la ganancia de la función de transferencia de la Ecuación 3.10.

$$H_{C=0}(j\omega) = \frac{10 * j\omega}{j\omega + 4,256 * 10^5} \quad (3.11)$$

$$|H_{C=0}(j\omega)| = \left| \frac{10 * j\omega}{j\omega + 4,256 * 10^5} \right| \quad (3.12)$$

$$|H_{C=0}(j\omega)| = \frac{10 * |\omega|}{\sqrt{\omega^2 + 1,81135 * 10^{11}}} \quad (3.13)$$

Ahora se iguala el modulo de la funcion de transferencia de la Ecuación 3.13 a la ganancia 3 dB. de la Figura 3.3 se puede obtener que la ganancia del sistema es 10 y la ganancia 3db por debajo se haya de la forma

$$10 * 10^{-3/20} = 7,07946 \quad (3.14)$$

$$7,07946 = \frac{10 * |\omega_1|}{\sqrt{\omega_1^2 + 1,81135 * 10^{11}}} \quad (3.15)$$

$$\omega_1 = 426611,776 \quad (3.16)$$

$$\omega_1 = 2 * \pi * f_1 = 426611,776 \quad (3.17)$$

$$f_1 = 67897,4 \text{ Hz} = 68 \text{ kHz} \quad (3.18)$$

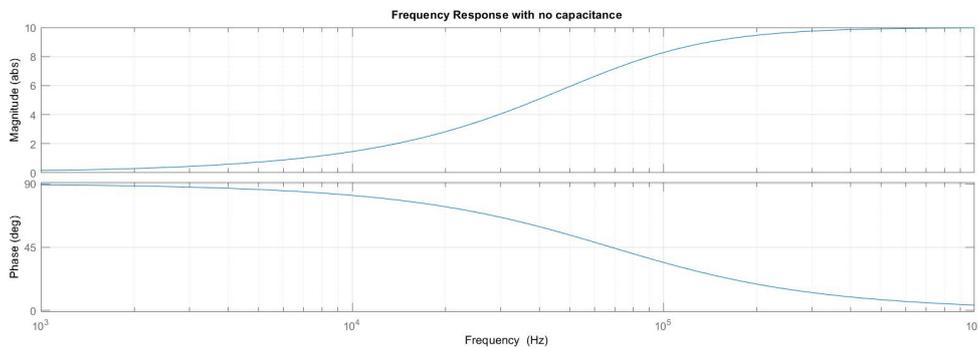


Figura 3.4. Respuesta en frecuencia del circuito sin condensador (Fuente: elaboración propia en Matlab).

Se puede comprobar que la frecuencia de corte inferior es aproximadamente 68 kHz usando Matlab tal y como se muestra en la Figura 3.4

3.4. Cálculo frecuencia de corte superior

Para calcular la frecuencia de corte superior f_2 si que se tiene en cuenta el condensador. Se despejará de la función de transferencia que se muestra en la ?? que está ya todo lo simplificada que puede estar. Se usa el mismo método que para la frecuencia de corte superior.

$$H(j\omega) = \frac{1 * 10^{11} * (j\omega)}{(j\omega)^2 + 1 * 10^{10} * (j\omega) + 4,256 * 10^{15}} \quad (3.19)$$

Que si se opera resulta:

$$H(j\omega) = \frac{1 * 10^{11} * (j\omega)}{1 * 10^{10} * (j\omega) + 4,256 * 10^{15} - \omega^2} \quad (3.20)$$

Si se calcula el módulo de la función de transferencia se obtiene:

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{1 * 10^{11} * (j\omega)}{1 * 10^{10} * (j\omega) + 4,256 * 10^{15} - \omega^2} \right| \quad (3.21)$$

$$|H_{C=0}(j\omega)| = \frac{10^{11} * |\omega|}{\sqrt{\omega^4 + 9,999148 * 10^{19} * \omega^2 + 1,81135 * 10^{35}}} \quad (3.22)$$

Al igual que para la frecuencia de corte inferior se iguala a la ganancia de corte 3 dB.

$$7,07946 = \frac{10^{11} * |\omega_2|}{\sqrt{\omega_2^4 + 9,999148 * 10^{19} * \omega_2^2 + 1,81135 * 10^{35}}} \quad (3.23)$$

$$\omega_2 = 9976710044,6446 \quad (3.24)$$

$$\omega_2 = 2 * \pi * f_2 = 9976710044,6446 \quad (3.25)$$

$$f_2 = 1587842719,3998 \text{ Hz} = 1,59 \text{ GHz} \quad (3.26)$$

De manera que para esta primera configuración la franja de frecuencias queda determinada en el rango (68 kHz , 1,6 GHz). Tal y como se aprecia en la Figura 3.3 las frecuencias de corte coinciden con las mostradas en los gráficos.

3.5. Cálculo de la ganancia del sistema

Otro parámetro imprescindible de estudiar es la ganancia. Como se ha visto anteriormente en la Figura 3.3 el sistema se comporta como un paso banda. Por lo tanto para calcular la ganancia de la banda de paso no se pueden usar los métodos para encontrar la ganancia estática para un tiempo infinito ni para el momento inicial. Se debe analizar siguiendo el mismo método que hasta ahora pero al contrario que con las frecuencias. A partir de una frecuencia en la que se sabe que se encuentra en el paso banda, se calcula el módulo de la función de transferencia. Anteriormente en la Sección 3.3 y la Sección 3.4 se han calculado frecuencias a partir de una ganancia conocida.

Para realizar el análisis se ha tomado la frecuencia de la media geométrica que es de 10 MHz, tal y como se puede apreciar a continuación.

$$f = \sqrt{f_1 * f_2} = \sqrt{68k * 1,59 \text{ MHz}} = 10,39 \text{ MHz} = 10 \text{ MHz aprox.} \quad (3.27)$$

De tal manera que se calcula a partir de la Ecuación 3.9:

$$H_s = \frac{1 * 10^{11} * s}{s^2 + 1 * 10^{10} * s + 4,256 * 10^{15}} \quad (3.28)$$

$$H_{f=1 \text{ MHz}} = \frac{1 * 10^{11} * (j 2\pi 1 * 10^6)}{(j 2\pi 1 * 10^6)^2 + 1 * 10^{10} * (j 2\pi 1 * 10^6) + 4,256 * 10^{15}} \quad (3.29)$$

$$|H_{f=1 \text{ MHz}}| = \left| \frac{1 * 10^{11} * (j 2\pi 1 * 10^6)}{(j 2\pi 1 * 10^6)^2 + 1 * 10^{10} * (j 2\pi 1 * 10^6) + 4,256 * 10^{15}} \right| \quad (3.30)$$

$$|H_{f=1 \text{ MHz}}| = | 9,955167 + j * 0,668072 | \quad (3.31)$$

$$|H_{f=1 \text{ MHz}}| = 9,97756 \frac{mV}{mA} \approx 10 \frac{mV}{mA} \quad (3.32)$$

Ahora que ya se conocen las tres características más importantes de la función de transferencia se puede empezar a hacer simulaciones y ensayos. También ahora que ya son conocidas estas características se puede proceder a diseñar la etapa amplificadora.

4

Ensayos

En este capítulo se reflejan las observaciones obtenidas a partir de los experimentos realizados hasta ahora. Se han realizado simulaciones con PSpice y se comparan con los resultados de los ensayos realizados en el laboratorio

4.1. Primeros Ensayos

Una vez todo lo anterior se ha estudiado y caracterizado se procede a hacer los primeros ensayos en el laboratorio usando unos amplificadores operacionales de tensión, provisionales, que permitían ver correctamente la señal en el osciloscopio. La ganancia de estos amplificadores provisionales es de 25 dB.

Se empieza por simular el circuito estudiado en PSpice, tal y como se puede apreciar en la Figura 4.1, y se compara con los primeros ensayos realizados en el laboratorio de alta tensión. Se aprecia que el rango de frecuencias en las que trabaja el sensor idealmente, no se corresponde con el rango de frecuencias que se obtienen en el laboratorio. La frecuencia de corte de baja f_1 no varía, pero la f_2 obtenida en las medidas del laboratorio es más baja que la que la obtenida en PSpice. Esto es debido a que para los cálculos previos al laboratorio (realizados en la Sección 3.4) se ha tomado que el valor de las inductancias es constante pero no es así. Tal y como se explica en la Sección 2.1 el valor de las inductancias cambia con la frecuencia ya que dependen de la permeabilidad. Tanto en el componente real como complejo la permeabilidad deja de ser lineal a partir de 1 MHz. Como en los cálculos previos se ha simplificado y asumido que las inductancias siempre son constante e igual al valor donde la permeabilidad es lineal, al hacer el experimento la frecuencia de corte superior varía.

Otro aspecto importante de los ensayos es que ha resultado que los amplificadores provisionales se han destruido debido a altos picos de tensión cuando se reciben los pulsos de gran magnitud. Tras investigar la razón del fallo, se concluye que un pico de alta corriente genera que haya unos picos de tensión al recibir los pulsos que superan el límite de tensión que admiten los amplificadores provisionales.

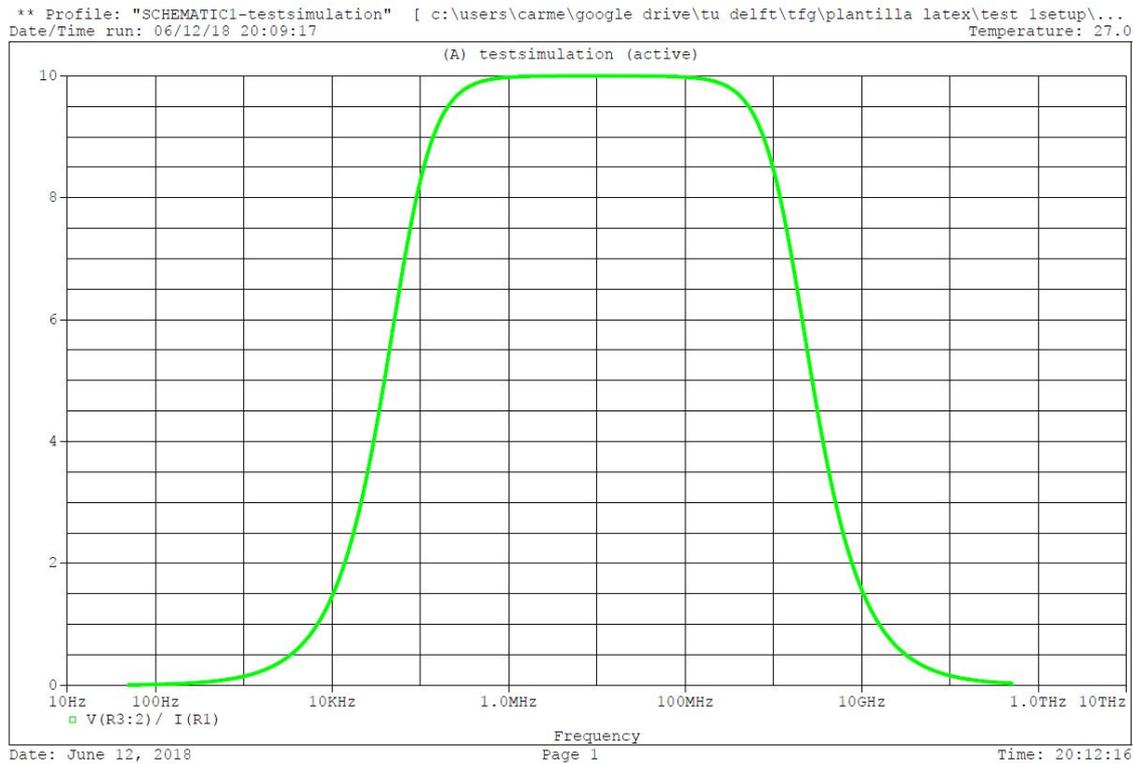


Figura 4.1. Respuesta en frecuencia de la primera configuración del sensor (*Fuente: elaboración propia en PSpice*).

4.2. Nueva configuración del sensor

Se busca un remedio para evitar picos de tensión a la entrada de los OPAMP para evitar su destrucción por sobretensión.

Para eliminar estos picos de tensión se va a usar un elemento llamado TVS (Transient Voltage Suppressor) que tal y como indica el propio nombre es un elemento que elimina picos de tensión que se produce durante los transitorios. Está formado por elementos semiconductores que se comportan como resistencias variables en el momento de reducir estas tensiones producidas en los transitorios. Durante el resto del tiempo se comporta como un condensador de aproximadamente 2 nF (gran diferencia en magnitud con el condensador que se aproximaba en la primera configuración).

Introducir un TVS implica que todo el análisis propuesto anteriormente no sirve. Hay que volver a calcular desde el principio ya que al comportarse como un condensador f_2 variará considerablemente, incluso f_1 . Para mantener el mismo rango de frecuencias que antes habrá que volver a calcular los valores de los diferentes elementos para que el cricuito responda de la manera más similar posible a la primera situación. El hecho de que haya un cambio en el diseño del sensor afecta en gran medida a las propiedades de la etapa amplificadora. A continuación se hará un estudio del sensor en esta nueva situación con el TVS.

Antes que nada, se simula en PSpice las consecuencias de este cambio en el valor del condensador en la respuesta en frecuencia.

Como se puede apreciar en la Figura 4.2 el rango de frecuencias se ve reducido considerablemente, tal y como se ha descrito más arriba, este nuevo circuito no sirve para el propósito de el sensor.

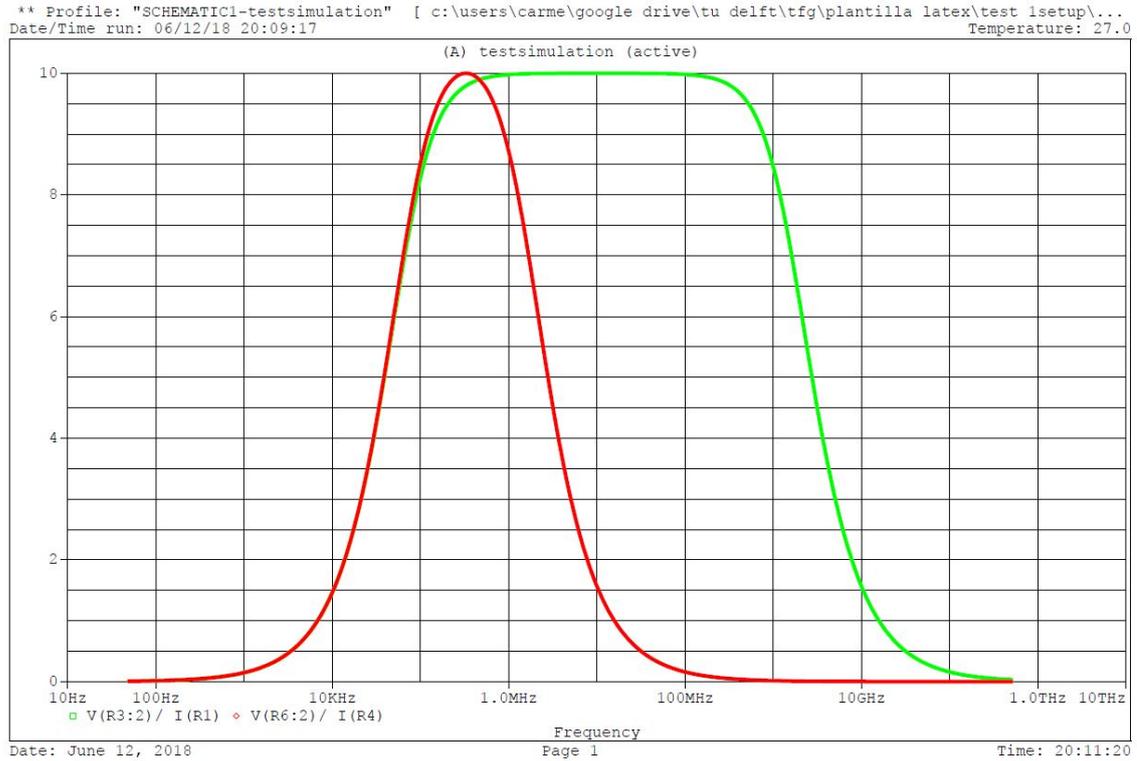


Figura 4.2. Respuesta en frecuencia de la nueva configuración en comparación con la primera (Fuente: elaboración propia en PSpice).

4.3. Cambios en la nueva configuración

Para ver cómo se comporta el sensor en esta nueva configuración ante cambios en sus variables se hará un estudio de la frecuencia de corte inferior, la frecuencia de corte superior y la ganancia. Para analizar estos parámetros se usarán las fórmulas simplificadas, ya que el análisis en detalle se ha realizado en la Sección 3.3, Sección 3.4, Sección 3.5 y resulta complejo para un predimensionado.

Para la frecuencia de corte inferior se obvia que el circuito tiene un condensador por lo tanto, tomando como esquema equivalente el de la ??, y la constante de tiempo de dicho circuito es la siguiente:

$$\tau = \frac{L_2}{R_{Load}} \quad (4.1)$$

La constante de tiempo τ es la inversa de la frecuencia angular ω por lo tanto se puede reorganizar la fórmula anterior de la siguiente manera:

$$\omega = 2 * \pi * f_1 = \frac{1}{\tau} = \frac{R_{Load}}{L_2} \quad (4.2)$$

Por lo tanto la fórmula simplificada para analizar la frecuencia de corte de baja resulta así:

$$f_1 [H] = \frac{R_{Load}}{2 * \pi * L_2} = \frac{R_{Load}}{2 * \pi * 4,7\mu * N_2^2} \quad (4.3)$$

Por otra parte, la fórmula simplificada para obtener la frecuencia de corte superior se puede obtener de la misma manera que f_1 . Aunque para frecuencias altas el circuito se corresponde con el de la Figura 3.1. En este circuito la constante de tiempo viene dominada por el condensador de tal manera que:

$$\tau = R_{Load} * C \quad (4.4)$$

$$\omega = 2 * \pi * f_2 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R_{Load} * C} \quad (4.5)$$

$$f_2 [H] = \frac{1}{2 * \pi * R_{Load} * C} \quad (4.6)$$

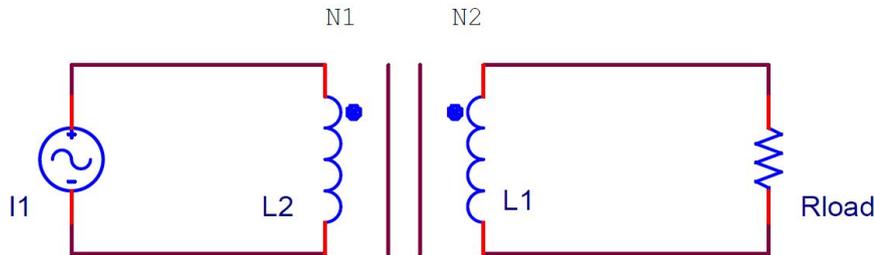


Figura 4.3. Esquema del transformador ideal para el cálculo de la ganancia (Fuente: elaboración propia en PSpice).

Finalmente para simplificar el cálculo de la ganancia se va a utilizar un esquema muy simplificado, de un transformador ideal tal y como se muestra en Figura 4.3, ya que se supone que el análisis de la ganancia se hace para la parte lineal de la respuesta del circuito. Del transformador ideal se conoce que:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} \quad (4.7)$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} \quad (4.8)$$

$$G \left[\frac{mV}{mA} \right] = \frac{U_2}{I_1} = \frac{R_{load} * I_2}{I_1} = R_{load} * \frac{N_1}{N_2} \quad (4.9)$$

Y como el numero de vueltas del arrollamiento primario es siempre 1 y es invariable, se puede simplificar más un la Ecuación 4.9.

$$G \left[\frac{mV}{mA} \right] = \frac{R_{load}}{N_2} \quad (4.10)$$

Ahora que ya se tienen las tres fórmulas simplificadas se van a buscar nuevos valores de los elementos del circuito a partir de la respuesta en frecuencia deseada. Se desea mantener

la misma banda de paso de frecuencias que en la misma configuración aunque para ello se comprometa la ganancia. Como requisito de la ganancia se desea que no sea menor de 1 mV/mA.

$$f_1 = \frac{R_{Load}}{2 * \pi * 4,7\mu * N_2^2} = 68 \text{ kHz} \quad (4.11)$$

$$f_2 = \frac{1}{2 * \pi * R_{Load} * C} = 1,6 \text{ GHz} \quad (4.12)$$

$$G \left[\frac{mV}{mA} \right] = \frac{R_{load}}{N_2} = 1 \left[\frac{mV}{mA} \right] \quad (4.13)$$

Resolviendo matemáticamente se obtienen los siguientes resultados:

$$R_{Load} = 0,497982 \Omega \quad (4.14)$$

$$C = 1,997 * 10^{-10} F \quad (4.15)$$

$$N = 0,497982 \text{ vueltas} \quad (4.16)$$

Pero estos resultados no sirven ya que no se han impuesto una serie de condiciones que son indispensables. Por un lado el numero de vueltas del arrollamiento secundario tiene que ser un número entero y menor o igual a 5 vueltas. Por otro lado el valor del condensador en realidad está fijado, es el valor del condensador del TVS, 2 nF. Con estas condiciones es difícil que con un grado de libertad, la R_{load} , se cumplan los tres requisitos impuestos arriba.

Haciendo cálculos, dejando el valor del condensador en 2 nF y bajando las vueltas del arrollamiento del secundario a 3 vueltas, la resistencia que mejor cumple los requisitos es de 20 Ω . La respuesta en frecuencia de estos valores se muestra en la Figura 4.4

Pero esta configuración (gráfica azul oscuro) tiene una ganancia de 6,666 mV/mA y un rango de frecuencias demasiado estrecho, el rango es de (74 kHz, 4,02 MHz), muy similar al de la respuesta en frecuencia del circuito al incluir el TVS, pero sin cambiar ningún elemento todavía (gráfica roja). Al ser el rango de frecuencias demasiado estrecho, se busca otra configuración, jugando con el número de vueltas y el valor de la resistencia de salida, para hacer que el rango se aproxime más al rango de la respuesta en frecuencia de la primera configuración (gráfica verde).

4.4. Valores finales del sensor

Tras hacer múltiples cálculos y resolver las ecuaciones para diferentes parejas de valores, se obtiene que para un rango de frecuencias un poco inferior al ideal se consigue una configuración cuya respuesta en frecuencia parece aceptable.

$$f_1 = \frac{R_{out}}{2 * \pi * 4,7\mu * N_2^2} = 17 \text{ kHz} \quad (4.17)$$

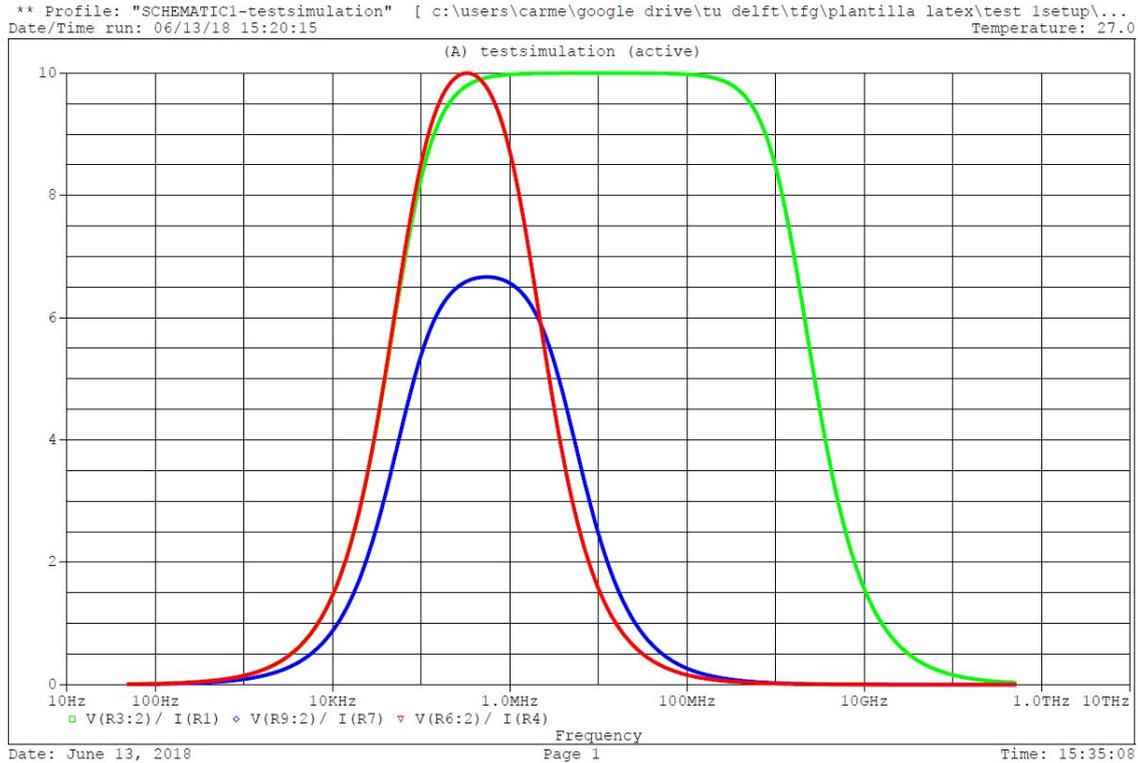


Figura 4.4. Comparación de respuestas en frecuencia para los nuevos valores de los elementos del circuito (Fuente: elaboración propia en PSpice).

$$f_2 = \frac{1}{2 * \pi * R_{out} * C} = 40 \text{ MHz} \quad (4.18)$$

$$G \left[\frac{mV}{mA} \right] = \frac{R_{out}}{N_2} = 1 \left[\frac{mV}{mA} \right] \quad (4.19)$$

Hay que especificar que como tras esta etapa del sensor viene la etapa amplificadora y la resistencia que se está despejando en las ecuaciones Ecuación 4.17, Ecuación 4.18 y Ecuación 4.19 se corresponde con una resistencia cualquiera que puede tomar el valor que sea. Esto es debido a que la R_{load} de 50Ω , se corresponde con la resistencia del coaxial, y que si se observa cómo está diseñado el sensor de medida de descargas parciales, se puede ver que el orden de los elementos es: transformador de corriente, después etapa amplificadora y por último el cable coaxial que une todo lo anterior con el osciloscopio.

Se obtienen unos valores para los elementos del circuito que cumplen con los requisitos requeridos, tal y como se muestra a continuación.

$$R_{out} = 2 \Omega \quad (4.20)$$

$$C = 2 * 10^{-9} \text{ F} \quad (4.21)$$

$$N = 2 \text{ vueltas} \quad (4.22)$$

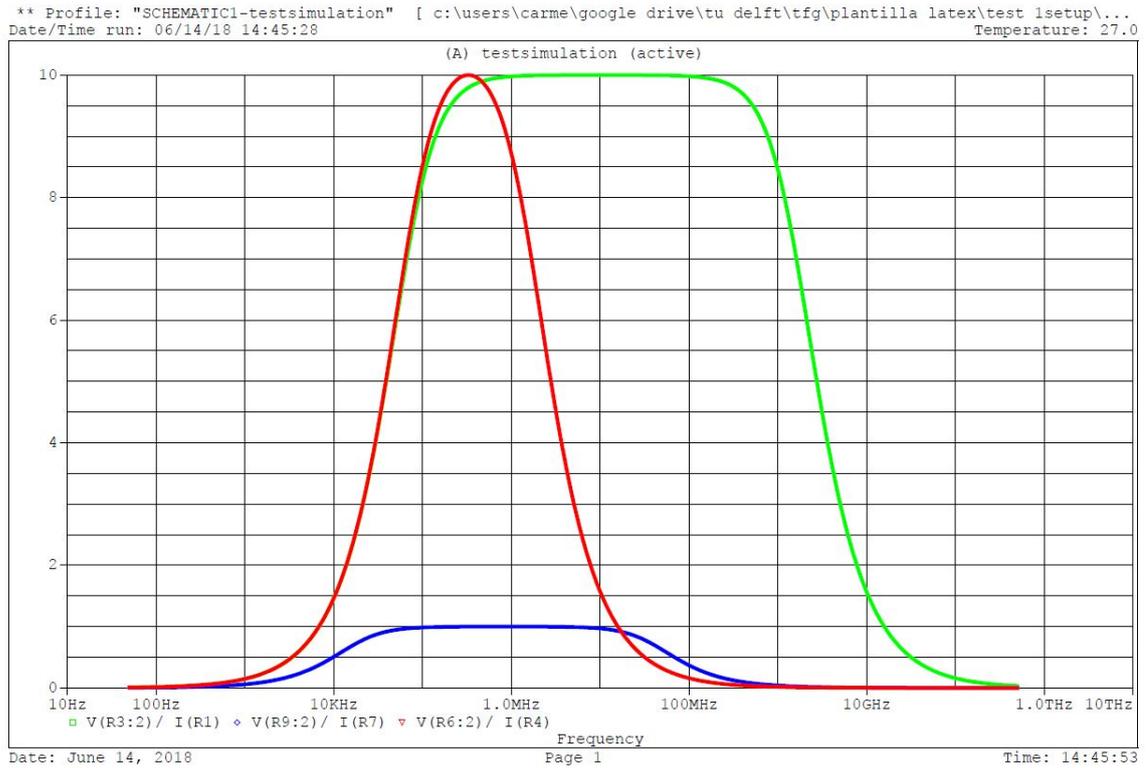


Figura 4.5. Comparación de respuestas en frecuencia de la primera configuración, la configuración con el TVS y la configuración con los nuevos valores y TVS (Fuente: elaboración propia en PSpice).

Para comprobar la respuesta en frecuencia se hace una simulación en PSpice, en comparación con la primera configuración (gráfica verde), la configuración con el TVS pero sin alterar valores (gráfica roja). La respuesta en frecuencia con los valores nuevos se puede ver en la Figura 4.5, (en color azul oscuro).

Con los nuevos valores establecidos, se tiene un rango mayor de frecuencias bajas, que no se desea que pasen por el sensor, pero esto se arreglará con la etapa amplificadora. La ganancia unitaria, podrá ser amplificada también en la etapa amplificadora a diseñar.

5

Diseño de la etapa amplificadora

En este capítulo se hará el diseño de la etapa amplificadora del sensor, que no solo cumplirá con la función de amplificar la señal si no que además corregirá las frecuencias admitidas por el paso banda del sensor.

5.1. Requisitos de la etapa amplificadora

Antes de diseñar hay que establecer que se desea que haga esta etapa y estudiar como se van a implementar esos requisitos. Tras establecer los valores de la parte del transformador del sensor en la Sección 4.4 y conociendo la respuesta en frecuencia ideal de la Sección 4.1 se conocen las dos características principales que ha de cumplir esta etapa amplificadora.

Por un lado debe de elevar la ganancia de 1 mV/mA a 10 mV/mA, y por otro lado subir la frecuencia de corte inferior hasta 70 kHz aproximadamente. [8] [7]

Para empezar se trabaja con amplificadores operacionales ideales. De los amplificadores operacionales ideales se conocen las siguientes propiedades. [4]

$$v^+ = v^- \quad (5.1)$$

$$i^+ = i^- = 0 \quad (5.2)$$

$$R_{entrada} = \infty \quad (5.3)$$

$$R_{salida} = 0 \quad (5.4)$$

$$A = \frac{v_{salida}}{v_{entrada}} = \frac{R_a + R_b}{R_a} \quad (5.5)$$

En este caso se desea que la ganancia del sistema sea 10 por lo tanto se obtiene una relación entre R_a y R_b .

$$A = \frac{R_a + R_b}{R_a} = 10 \quad (5.6)$$

$$R_b = 9 * R_a \quad (5.7)$$

Se establecen unos valores de R_a y R_b de $R_a = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_b = 9 \text{ k}\Omega$

5.2. Primera etapa amplificadora

Se trata de un amplificador operacional no invertido de ganancia 10, el amplificador operacional es ideal, y aunque en la realidad las propiedades varíen un poco, es suficientemente preciso como para realizar las simulaciones.

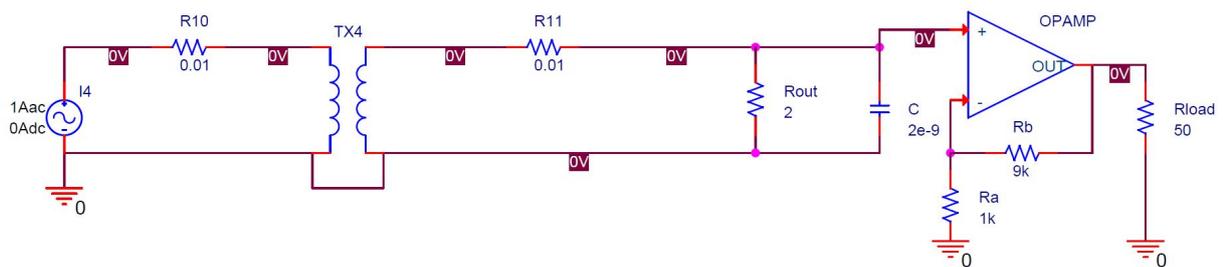


Figura 5.1. Circuito del sensor con la primera etapa amplificadora fuente: elaboración propia en PSpice.

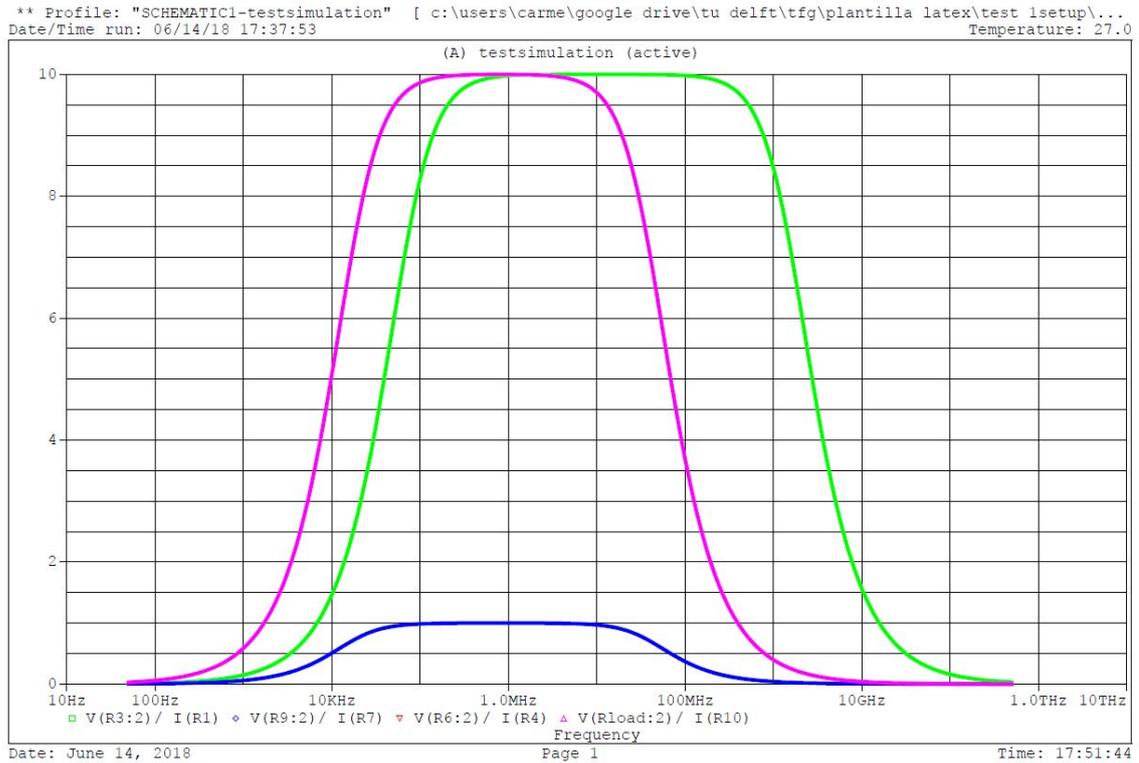


Figura 5.2. Respuesta en frecuencia con la primera etapa amplificadora *fuente: elaboración propia en PSpice.*

De esta manera el circuito quedaría tal y como se puede ver en la Figura 5.1, y su respuesta en frecuencia la mostrada en la Figura 5.2 siendo la salida tras el amplificador la gráfica rosa. Se puede apreciar como la ganancia resulta igual a la deseada, pero que el rango de frecuencias se ve ligeramente afectado.

Aunque suba la frecuencia de corte superior, no es problema, sin embargo, que la frecuencia de corte de baja se reduzca aún más, sí que es un problema. Para solucionar esto se va a necesitar una segunda etapa amplificadora que corte las frecuencias inferiores a 70 kHz.

5.3. Segunda etapa amplificadora

La segunda etapa amplificadora corresponde en esencia a un filtro paso alto, para ello, usando las propiedades de los amplificadores operacionales, se diseña un filtro. Para diseñar este filtro se fija la frecuencia de corte que se desea, 70 kHz, y se elige el valor de los parámetros del filtro.

Dichos parámetros se corresponden con una resistencia y un condensador. Como son dos parámetros pero la ecuación es única, hay libertad para elegir uno u otro, en este caso se va a fijar el valor del condensador a 2 nF.

$$f_{corte} = \frac{1}{2 * \pi * C * R} \tag{5.8}$$

$$f_{corte} = 70 \text{ kHz} = \frac{1}{2 * \pi * 2 * 10^{-9} * R} \tag{5.9}$$

$$R = 1137 \Omega \quad (5.10)$$

Se diseña que las resistencias de la patilla inversora, R_a y R_b sean igual a $R_a = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_b = 1 \text{ k}\Omega$ también.

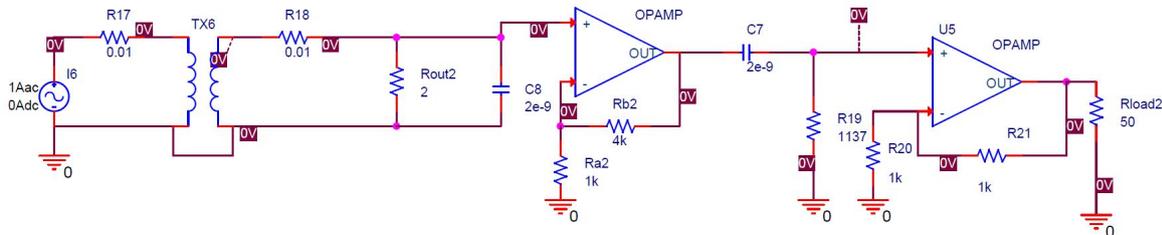


Figura 5.3. Circuito con ambas etapas amplificadoras (Fuente: elaboración propia en PSpice).

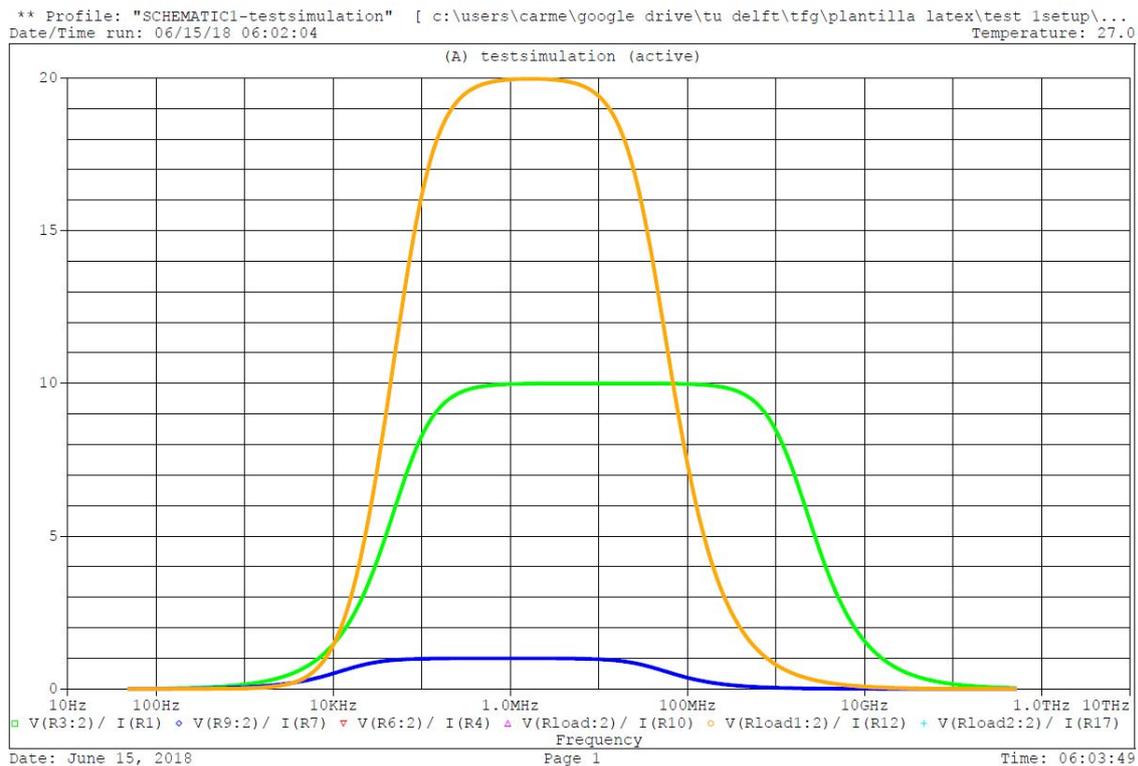


Figura 5.4. Respuesta en frecuencia del circuito completo (Fuente: elaboración propia en PSpice).

El esquema equivalente del sistema se puede ver en la Figura 5.3, y la respuesta en frecuencia que resulta se aprecia en la Figura 5.4 en color anaranjado.

Como se puede ver, la ganancia del sistema se dispara a 20 mV/mA, por lo tanto hay que reconsiderar en esta segunda etapa amplificadora la ganancia del amplificador operacional.

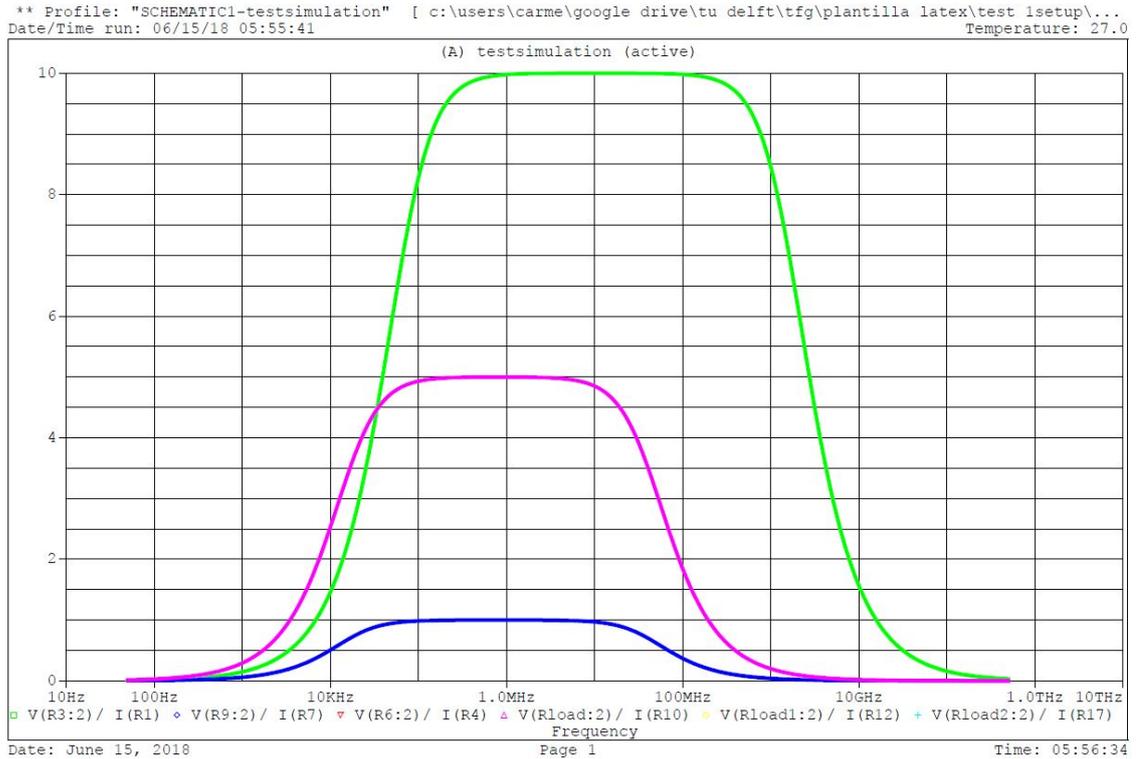


Figura 5.5. Respuesta en frecuencia de la primera etapa amplificadora rediseñada (Fuente: elaboración propia en PSpice).

5.4. Nuevo diseño para ambas etapas

De esta manera, hay que volver a diseñar las dos etapas amplificadoras. La solución encontrada en vez de amplificar directamente por 10 y luego por algo que resulta en algo mayor que 10, se va a amplificar en la primera etapa por 5 únicamente. Los valores de R_a y R_b quedan por tanto $R_a = 1\text{ k}\Omega$ y $R_b = 4\text{ k}\Omega$. La nueva respuesta en frecuencia de esta primera etapa se muestra en la Figura 5.6

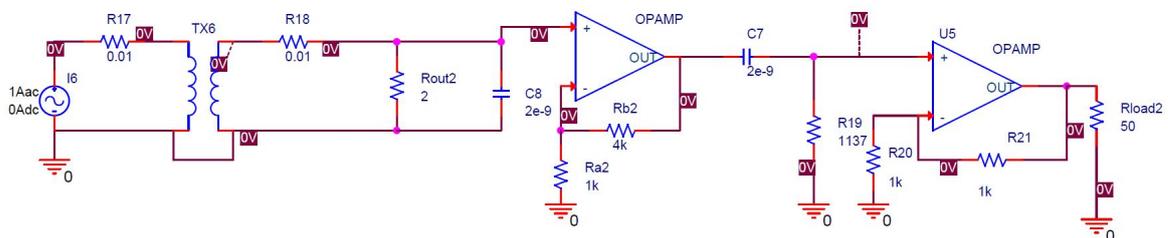


Figura 5.6. Circuito con los valores finales del sensor (Fuente: elaboración propia en PSpice).

Ahora que la señal es 5 veces más grande solo hay que amplificarla por dos para obtener una ganancia total de 10 mV/mA.

El circuito final con los valores modificados se muestra en la Figura 5.6 y la respuesta en frecuencia que se consigue con este diseño queda plasmada en la Figura 5.7

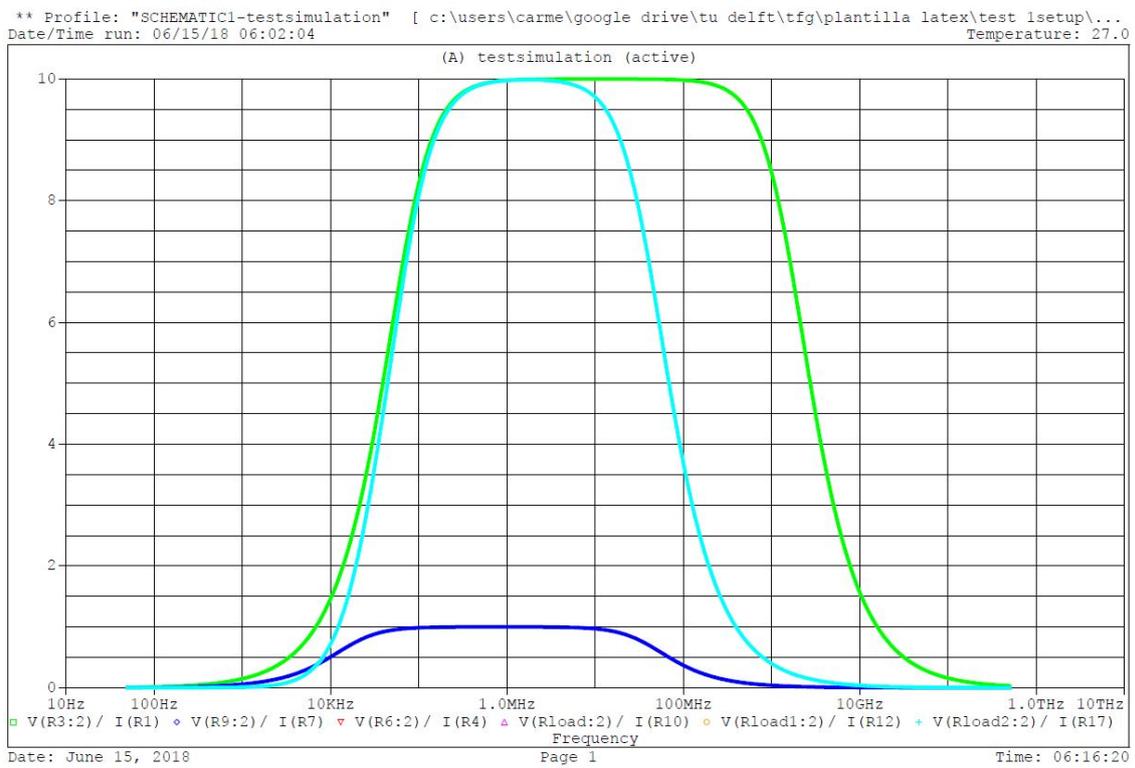


Figura 5.7. Respuesta en frecuencia final del sensor (Fuente: elaboración propia en PSpice).

6

Conclusiones y trabajo a futuro

En este capítulo se resumirán las conclusiones del trabajo: se hará un estudio de las opciones comerciales que existen que cumplan con las características diseñadas, se elegirán las que más se adecuen a los requisitos, y se hará un comentario sobre el posible trabajo a futuro

6.1. Característica de Ancho de banda

LM7171BIM/NOPB - Amplificador Operacional, Simple, 1 Amplificador, 200 MHz, 4100 V/ μ s, 5.5V a 36V, SOIC, 8 Pines



La imagen solo tiene fines ilustrativos. Consulte la descripción del producto.

[Añadir a la comparación](#)



Fabricante: TEXAS INSTRUMENTS

Referencia del fabricante: LM7171BIM/NOPB

Código Farnell: 1468934

Hoja de datos técnicos: [\(EN\)](#)

[Vea todos los documentos técnicos](#)



[Escriba Una Reseña](#)

Figura 6.1. Amplificador operación industrial elegido para la primera etapa amplificadora *fuentes:* <http://es.farnell.com/texas-instruments/lm7171bim-nopb/ic-op-amp-single-smd/dp/1468934?st=LM7171>.

Una característica de los amplificadores operacionales es que el producto ganancia por la banda de frecuencias sobre la cual la ganancia se mantiene aproximadamente constante. Gracias a este ratio se puede reducir la búsqueda de amplificadores operacionales considerablemente. De ambos amplificadores operacionales el que restringe más el rango es el amplificador de ganancia 2. La banda de frecuencias para ambos amplificadores operacionales es de 100 MHz aproximadamente. Por tanto se busca un amplificador cuyo producto ganancia-banda de frecuencias sea de 200 MHz.

Se ha elegido el amplificador operacional LM7171 tal y como se puede ver en la Figura 6.1. El LM7171 también sirve para el amplificador de ganancia 5. La hoja de características del amplificador operacional LM7171 se muestra en la parte de los apéndices de este trabajo.

6.2. Implementación del LM7171

Ahora que los amplificadores operacionales que se van a usar están decididos, sería bueno implementarlos en el circuito del sensor, sustituyendo los amplificadores operacionales ideales diseñados.

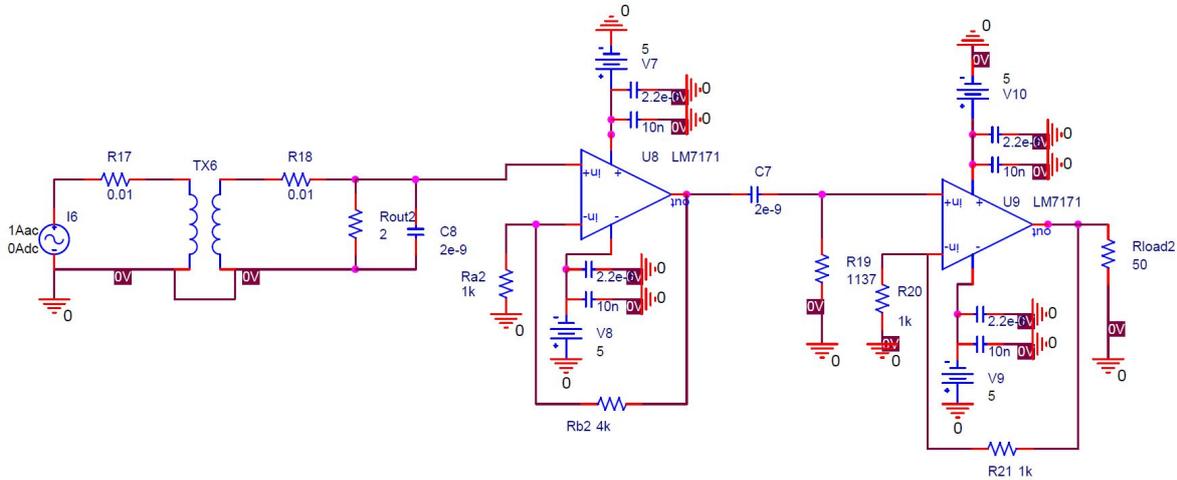


Figura 6.2. Esquema del sensor con los amplificadores operacionales de Farnell *fente: elaboración propia en PSpice.*

De la propia página web de Farnell se puede descargar una librería para PSpice que permite añadir este amplificador operacional a la librería de partes del ordenador. Así, el circuito con los amplificadores operacionales cambiados resulta tal y como se muestra en la Figura 6.2.

6.3. Trabajo a futuro

El siguiente paso sería hacer una simulación del sistema con los amplificadores operacionales industriales. Para ello es necesario conocer ciertos parámetros de dichos amplificadores que Farnell no proporciona, y además eso queda para futuro ya que por restricciones de tiempo el trabajo de este TFG está establecido en acabar en este punto.

También podría hacerse el encapsulado físico del sensor, implementar y soldar todos los componentes, intentando que ocupen el menor espacio posible.

Otro paso sería considerar la curva real de magnetización del transformador y un estudio de las propiedades del transformador teniendo en cuenta la variación de los valores de las inductancias debido a la frecuencia. Tal y como queda mencionado, las inductancias dependen de la permeabilidad que a su vez varía en función de la frecuencia.

LM7171 Very High Speed, High Output Current, Voltage Feedback Amplifier

1 Features

- (Typical Unless Otherwise Noted)
- Easy-to-Use Voltage Feedback Topology
- Very High Slew Rate: 4100 V/ μ s
- Wide Unity-Gain Bandwidth: 200 MHz
- -3 dB Frequency @ $A_V = +2$: 220 MHz
- Low Supply Current: 6.5 mA
- High Open Loop Gain: 85 dB
- High Output Current: 100 mA
- Differential Gain and Phase: 0.01%, 0.02°
- Specified for ± 15 V and ± 5 V Operation

2 Applications

- HDSL and ADSL Drivers
- Multimedia Broadcast Systems
- Professional Video Cameras
- Video Amplifiers
- Copiers/Scanners/Fax
- HDTV Amplifiers
- Pulse Amplifiers and Peak Detectors
- CATV/Fiber Optics Signal Processing

3 Description

The LM7171 is a high speed voltage feedback amplifier that has the slewing characteristic of a current feedback amplifier, yet it can be used in all traditional voltage feedback amplifier configurations. The LM7171 is stable for gains as low as +2 or -1. It provides a very high slew rate at 4100V/ μ s and a wide unity-gain bandwidth of 200 MHz while consuming only 6.5 mA of supply current. It is ideal for video and high speed signal processing applications such as HDSL and pulse amplifiers. With 100 mA output current, the LM7171 can be used for video distribution, as a transformer driver or as a laser diode driver.

Operation on ± 15 V power supplies allows for large signal swings and provides greater dynamic range and signal-to-noise ratio. The LM7171 offers low SFDR and THD, ideal for ADC/DAC systems. In addition, the LM7171 is specified for ± 5 V operation for portable applications.

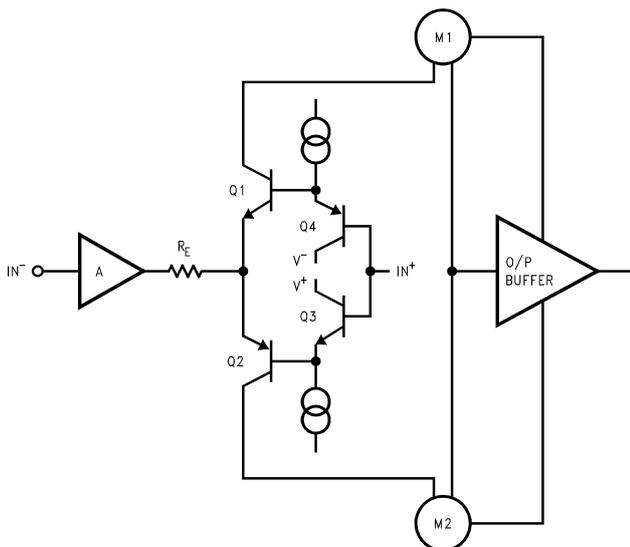
The LM7171 is built on TI's advanced VIP™ III (Vertically integrated PNP) complementary bipolar process.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM7171	SOIC (8)	4.90 mm x 3.91 mm
LM7171	PDIP (8)	9.81 mm x 6.35 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

Simplified Schematic Diagram



Note: M1 and M2 are current mirrors.

Large Signal Pulse Response $A_V = +2$, $V_S = \pm 15$ V

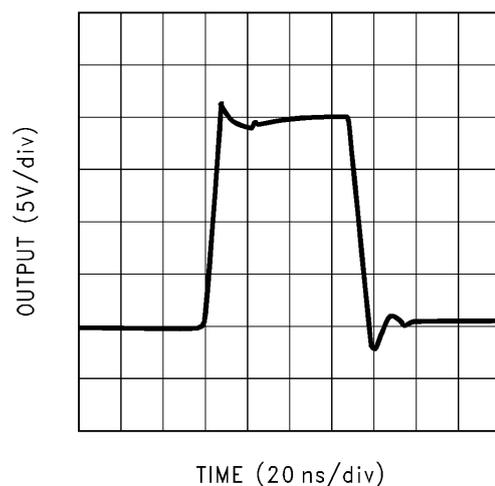


Table of Contents

1	Features	1	7.2	Circuit Operation	18
2	Applications	1	7.3	Slew Rate Characteristic	18
3	Description	1	7.4	Slew Rate Limitation	18
4	Revision History	2	7.5	Compensation For Input Capacitance	19
5	Pin Configuration and Functions	3	7.6	Application Circuit	19
6	Specifications	4	8	Power Supply Recommendations	21
6.1	Absolute Maximum Ratings	4	8.1	Power Supply Bypassing	21
6.2	Handling Ratings	4	8.2	Termination	22
6.3	Recommended Operating Conditions	4	8.3	Driving Capacitive Loads	23
6.4	Thermal Information	4	8.4	Power Dissipation	24
6.5	±15V DC Electrical Characteristics	5	9	Layout	25
6.6	±15V AC Electrical Characteristics	6	9.1	Layout Guidelines	25
6.7	±5V DC Electrical Characteristics	7	10	Device and Documentation Support	26
6.8	±5V AC Electrical Characteristics	8	10.1	Trademarks	26
6.9	Typical Performance Characteristics	9	10.2	Electrostatic Discharge Caution	26
7	Application and Implementation	18	10.3	Glossary	26
7.1	Application Information	18	11	Mechanical, Packaging, and Orderable Information	26

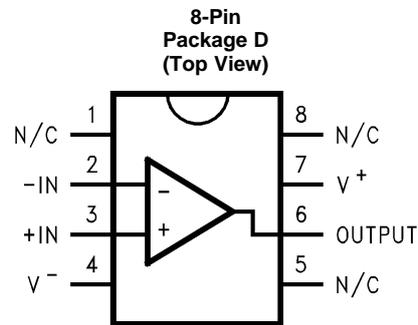
4 Revision History

NOTE: Page numbers for previous revisions may differ from page numbers in the current version.

Changes from Revision B (March 2013) to Revision C		Page
•	Changed data sheet flow and layout to conform with new TI standards. Added the following sections: Device Information Table, Application and Implementation; Layout; Device and Documentation Support; Mechanical, Packaging, and Ordering Information	1
•	Changed "Junction Temperature Range" to " Operating Temperature Range" and deleted T_j	4
•	Deleted $T_j = 25^\circ\text{C}$ for Electrical Characteristics tables	5

Changes from Revision A (March 2013) to Revision B		Page
•	Changed layout of National Data Sheet to TI format	20

5 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
N/C	1	–	No Connection
-IN	2	I	Inverting Power Supply
+IN	3	I	Non-inverting Power Supply
V-	4	I	Supply Voltage
N/C	5	–	No Connection
OUTPUT	6	O	Output
V+	7	I	Supply Voltage
N/C	8	–	No Connection

Bibliografía

- [1] High voltage gis. <http://new.abb.com/high-voltage/gis>. Accessed: 20-03-2018.
- [2] High voltage laboratory, tu delft. <https://www.tudelft.nl/ewi/over-de-faculteit/afdelingen/electrical-sustainable-energy/dc-systems-energy-conversion-storage/electrical-sustainable-power-lab/high-voltage-laboratory/>. Accessed: 13-03-2018.
- [3] High voltage switchgear, siemens. <https://www.siemens.com/global/en/home/products/energy/high-voltage/hv-switchgear/gas-insulated.html>. Accessed: 11-04-2018.
- [4] Amplificación, amplificadores y amplificadores operacionales. Technical report, Universidad Pontificia de Comillas, ICAI, 2016.
- [5] Matthew N. O. Sadiku Charles K. Alexander. *Fundamental of Electric Circuits*. McGRAW-HILL international edition, 2013.
- [6] EPCOS data book. *Ferrites and Accessories*. TDK, 2013.
- [7] Jerald G. Graeme. *Applications of Operational Amplifiers*. McGRAW-HILL Book Company, 1973.
- [8] Lawrence P. Huelsman Jerald G. Graeme, Gene E. Tobey. *Operational Amplifiers*. McGRAW-HILL Book Company, 1971.
- [9] K Kurrer, R; Feser. *Attenuation Measurements of Ultra-High-Frequency Partial Discharge Signals in Gas-Insulated Substations*. 1997.
- [10] Sander Meijer. *Partial Discharge Diagnosis of High-Voltage Gas Insulated Systems*. PhD thesis, Technische Universiteit Delft, 2011.

