



UNIVERSIDAD DE
ZARAGOZA



ESCUELA UNIVERSITARIA DE INGENIERÍA TÉCNICA
INDUSTRIAL

PROYECTO FINAL DE CARRERA

HERRAMIENTA DIDÁCTICA PARA PRÁCTICAS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA.

MEMORIA

DIRECTOR:

Francisco J. Pérez Cebolla

AUTOR:

Diego Antolín Cañada

Convocatoria: MARZO 2010



ÍNDICE

| | |
|---|----|
| 1. OBJETIVOS. | 5 |
| 2. INTRODUCCIÓN. | 5 |
| 3. CONSIDERACIONES INICIALES. | 6 |
| 3.1. A NIVEL DE HARDWARE..... | 6 |
| 3.1.1. DISPOSITIVO DE CONTROL | 6 |
| 3.1.2. DISEÑO MODULAR. | 7 |
| 3.2. LENGUAJE DE PROGRAMACIÓN DEL µC..... | 7 |
| 3.3. LENGUAJE DE PROGRAMACIÓN DEL PC..... | 8 |
| 4. DISEÑO DEL SOFTWARE PARA PC. | 10 |
| 4.1. CALCULADOR DE DISIPADORES..... | 10 |
| 4.1.1. DIAGRAMA DE CASOS DE USO. | 11 |
| 4.1.2. DIAGRAMAS DE SECUENCIA..... | 11 |
| 4.1.3. DIAGRAMA DE FLUJO. | 12 |
| 4.1.4. DISEÑO DE LA INTERFACE GRÁFICA (GDI)..... | 13 |
| 4.1.5. DIAGRAMA DE CLASES. | 17 |
| 4.2. OSCILOSCOPIO (SOLUCIÓN EN VISUAL BASIC .NET)..... | 18 |
| 4.2.1. DIAGRAMA DE CASOS DE USO. | 18 |
| 4.2.2. DIAGRAMAS DE SECUENCIA..... | 19 |
| 4.2.3. DIAGRAMAS DE FLUJO (SOLUCIÓN A)..... | 20 |
| 4.2.4. DIAGRAMAS DE FLUJO (SOLUCIÓN B)..... | 24 |
| 4.2.5. DISEÑO DE INTERFACE GRÁFICA (GDI)..... | 29 |
| 4.2.6. TRATAMIENTO DE ERRORES..... | 33 |
| 4.2.7. DIAGRAMA DE CLASES (SOLUCIÓN B). | 35 |
| 4.3. OSCILOSCOPIO (SOLUCIÓN EN JAVA)..... | 36 |
| 4.3.1. RECEPCIÓN DE DATOS A TRAVÉS DEL PUERTO SERIE. | 37 |
| 4.3.2. METÓDO DE REPRESENTACIÓN GRÁFICA. | 37 |
| 4.4. PRÁCTICAS (SOLUCIÓN EN VISUAL BASIC .NET)..... | 39 |
| 4.4.1. DISEÑO DE INTERFACE GRÁFICA (GDI)..... | 39 |
| 4.4.2. TRATAMIENTO DE ERRORES..... | 41 |
| 4.4.3. DIAGRAMA DE CLASES | 42 |
| 4.5. PRÁCTICAS (SOLUCIÓN EN JAVA). | 43 |
| 4.6. OSCILOSCOPIO Y PRÁCTICAS (SOLUCIÓN EN MATLAB). | 43 |
| 5. DISEÑO DEL HARDWARE. | 45 |



| | | |
|-----------|--|------------|
| 5.1. | SONDAS AISLADAS..... | 45 |
| 5.1.1. | SONDA DE CORRIENTE | 45 |
| 5.1.2. | SONDA DE TENSIÓN..... | 73 |
| 5.2. | PRÁCTICAS..... | 85 |
| 5.2.1. | PRÁCTICA 1..... | 86 |
| 5.2.2. | PRÁCTICA 2..... | 86 |
| 6. | DISEÑO DEL SOFTWARE PARA EL µC. | 89 |
| 6.1. | SOLUCIÓN A. | 91 |
| 6.1.1. | PROGRAMA PRINCIPAL | 91 |
| 6.1.2. | CONVERSIÓN A/D..... | 92 |
| 6.1.3. | COMUNICACIÓN CON EL PC..... | 95 |
| 6.1.4. | ÁNGULO DE DISPARO Y TIEMPO DE DURACIÓN DEL PULSO. | 98 |
| 6.2. | SOLUCIÓN B..... | 99 |
| 6.2.1. | PROGRAMA PRINCIPAL | 99 |
| 6.2.2. | CONVERSIÓN A/D..... | 100 |
| 6.2.3. | COMUNICACIÓN CON EL PC..... | 101 |
| 6.2.4. | ÁNGULO DE DISPARO Y TIEMPO DE DURACIÓN DEL PULSO. | 102 |
| 7. | CONCLUSIONES FUTURAS LINEAS DE TRABAJO. | 104 |
| 7.1. | CONCLUSIONES..... | 104 |
| 7.1.1. | APLICACIONES PARA PC. | 104 |
| 7.1.2. | SONDAS. | 107 |
| 7.1.3. | SOFTWARE DEL µC. | 114 |
| 7.2. | FUTURAS LÍNEAS DE TRABAJO. | 115 |
| 7.2.1. | MEJORA EN LA INTERACCIÓN CONJUNTA µC↔PC..... | 115 |
| 7.2.2. | MEJORA DE LAS SONDAS. | 115 |
| 7.2.3. | OBTENCIÓN PRECISA DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL..... | 115 |
| 7.2.4. | IMPLEMENTACIÓN DE LAS PRÁCTICAS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA RESTANTES. | 116 |
| 7.2.5. | FUENTE DE ALIMENTACIÓN CONTROLABLE POR PC..... | 116 |
| 7.2.6. | INTERFACE GRÁFICA EN MATLAB..... | 116 |
| 8. | REFERENCIAS. | 117 |



AGRADECIMIENTOS

A mi Director de Proyecto, Francisco José Pérez Cebolla, por hacerme madurar como ingeniero, como diseñador y fundamentalmente como persona, por su contribución a mis diseños y a la calidad del proyecto.

A mis padres quienes me infundieron la ética y rigor que guían mi transitar por la vida, por su apoyo incondicional, por su comprensión y apoyo en los momentos difíciles.

A mi hermano por ser siempre ese gran apoyo que siempre está ahí cuando le necesito.

Al Dr. Nicolas Medrano y al Dr. Santiago Celma, por la oportunidad de trabajar en investigación que me han brindado, por su compresión y por poner a mi disposición el material del laboratorio, facilitándome compaginar el trabajo con la realización de este proyecto.

A la Dra. Arantxa Otín por sus incansables palabras de aliento.

A Antonio Bono por sus ánimos y por estar siempre dispuesto a resolver mis dudas.

A Francisco José Pérez Pellicena por su contribución en el desarrollo del software, por rebatir mis ideas y contribuir a la mejora del proyecto.

A Óscar Lasarte, Alberto Bayo, Cristina Azcona, José María Del Pozo, Ignacio Lope, Miguel Gabal por vuestro apoyo y ánimo, por sacarme una sonrisa cuando la frustración me embargaba.

A mis profesores por todas sus enseñanzas.

Son muchas las personas que han contribuido a lo largo de éste tiempo a que esté proyecto sea hoy una realidad. Resulta difícil acordarse de todas ellas, por ello les doy gracias: gracias por vuestro apoyo, por vuestros ánimos y por vuestra comprensión.



1. OBJETIVOS.

Este proyecto pretende ser una herramienta más para el profesor y sobre todo para el estudiante a la hora de comprender, asimilar y trabajar la asignatura de electrónica de potencia. En ningún caso, se pretende sustituir la labor docente, sino ser un apoyo a la misma, permitiendo al estudiante, en la medida de lo posible, profundizar en aspectos de la materia en los que no es posible ahondar en las clases por falta de tiempo.

La herramienta consiste en un conjunto de PCBs que permitan la realización de las diferentes prácticas de potencia y un pequeño osciloscopio para señales de baja frecuencia. Por otro lado, se desarrollará una interface gráfica para PC, que permitirá modificar los distintos parámetros de control de las etapas de potencia, así como mostrar las gráficas correspondientes y sus valores más representativos.

Pero no sólo ha de ser útil para la citada asignatura, el dispositivo de control será programable, lo que otorgará la posibilidad a los alumnos de implementar nuevas funciones; de modo, que junto con el osciloscopio puedan implementar y estudiar circuitos no relacionados con este proyecto.

Por otro lado, se desarrollará un pequeño programa didáctico que enseñará cuales son los pasos para calcular un disipador térmico en un circuito integrado, así como un calculador de disipadores.

Como objetivo final, se pretende conseguir una aplicación multimedia agradable e intuitiva para el usuario, que además de permitir profundizar en conceptos teóricos y prácticos vistos en el aula, sirva para dar una visión algo más próxima a lo que podría ser una aplicación industrial real, un PC que monitoriza y controla diferentes circuitos electrónicos.

2. INTRODUCCIÓN.

Para afrontar el diseño del sistema completo es necesario dividir el problema en tres grandes bloques: diseño y programación de la aplicación PC, programación del µC y diseño hardware.

Por ello, la documentación se va a afrontar atacando cada una de estas tres partes por separado. Primero teniendo en cuenta las consideraciones generales a todo el proyecto y después, analizando cada uno de los puntos de diseño por separado: primero la programación del PC, posteriormente el hardware y por último la programación del microcontrolador.

Cada uno de estos bloques puede resolverse de manera independiente, pero siempre teniendo en cuenta que va a existir una interacción entre los mismo. Es preciso tener una visión global del problema y no olvidar en ningún momento que va a existir un conexionado de las partes. Esto se conoce en el argot como HW/SW Codesign (Diseño Conjunto/Coordinado de Hardware y Software).



3. CONSIDERACIONES INICIALES.

3.1. A NIVEL DE HARDWARE.

3.1.1. DISPOSITIVO DE CONTROL.

Elección del dispositivo de control:

- **FPGA:** Es el tipo de dispositivo que se suele utilizar en el control de etapas de potencia a nivel industrial. A diferencia de los microprocesadores (μ P) y microcontroladores (μ C) su programación no se traduce a nivel de instrucciones, sino que trabaja a nivel de bloques lógicos, lo que les confiere una gran potencia y eficiencia.

Por otro lado, la programación y el diseño de FPGAs no entra dentro del temario común de la carrera de electrónica y el fin de este proyecto es ser útil al mayor número de alumnos posible.

- **Microprocesador (μ P):** Dispositivo programable, versátil y de ámbito genérico. Su programación se traduce en una secuencia de operaciones lógicas. Esto lo lleva a no ser lo suficientemente rápido y eficiente para utilizarlo en una aplicación real de control, en lo que a electrónica de potencia se refiere.

El estudio de este dispositivo sí forma parte del programa común de la carrera anteriormente citada.

Su mayor inconveniente es no integrar periféricos, memoria, etc. Esto hace que requiera una gran cantidad de circuitería adicional para poder realizar todas las funciones necesarias en este proyecto, encareciendo el diseño.

- **Microcontrolador (μ C):** Es un μ P con la memoria y los periféricos integrados. La tendencia electrónica actual es el diseño On-Chip, es decir, que todos los periféricos necesarios en un diseño se encuentre integrados en un mismo IC (Integrated Circuit). Lo que se consigue con la integración es un abaratamiento de los costes del producto final.

Dado que el μ C reduce los costes respecto al μ P y también se encuentra incluido en el temario de la titulación, será éste el dispositivo de control utilizado.

En este punto, elegido elemento de control, se debe seleccionar qué μ C va a ser el utilizado. Partiendo de las consideraciones iniciales, bajo coste y que sea útil para el mayor número de asignaturas posible, finalmente se opta por una placa DEMO9S08QG8E, empleada en la asignatura de Microprocesadores e Instrumentación Electrónica. Su precio es de 42'30€, un coste asumible si se tiene en cuenta que un osciloscopio convencional puede llegar a costar entre 300€ y 600€ (los más baratos). Además, al permitir la programación en la citada placa, los alumnos pueden utilizarla para diseñar sus propias aplicaciones, y en caso de deterioro del MC9S08QG8 [1] (modelo de μ C que se programa en esta placa de desarrollo), este puede ser sustituido por otro con un coste de 1'75€.



3.1.2. DISEÑO MODULAR.

Se desea incidir en la decisión de que el diseño sea modular. El motivo de realizar el proyecto de este modo, es otorgar al mismo una mayor versatilidad, permitiendo utilizar el µC no sólo para controlar las etapas de potencia correspondientes a dicha asignatura y a sus prácticas, sino que permita a los alumnos programar el dispositivo para otras aplicaciones y adquirir experiencia en la programación de µC, tanto en ensamblador como en C.

También permite adecuar el gasto de cada alumno a sus posibilidades y necesidades. Dado que primero puede utilizarse como pequeño osciloscopio para señales de baja potencia, después utilizar la placa demo para aprender a programar microprocesadores y por último como osciloscopio para señales de potencia utilizando las sondas, es decir, el gasto se puede hacer de forma progresiva conforme se va avanzando en la carrera.

3.2. LENGUAJE DE PROGRAMACIÓN DEL µC.

El entorno de desarrollo integrado (IDE) que viene en el kit de desarrollo DEMO9S08QG8E es el CodeWarrior, que integra las librerías necesarias para trabajar con mayor facilidad en diversos microcontroladores de Freescale, entre ellos el 9HCS08Q.

Para programar el µC se plantean dos lenguajes muy extendidos a nivel industrial, son los siguientes:

- Ensamblador: Lenguaje de bajo nivel, varía con cada microcontrolador, su comprensión y mantenimiento puede resultar difícil, su uso está decayendo respecto a los otros lenguajes. Aunque es útil en aplicaciones que requieren un aprovechamiento óptimo de los recursos del dispositivo, como memoria y velocidad.
- Lenguaje C: Lenguaje de alto nivel, muy difundido en la programación µP y µC. Su comprensión y su mantenimiento resultan mucho más sencillos al no trabajar directamente con la arquitectura del microcontrolador. Su sintaxis es la misma para cualquier dispositivo.

Al estar tan difundido para la programación de µC y µP, y permitir un fácil mantenimiento y comprensión, es C [2] el lenguaje en que se programará el MC9S08QG8.

En la actualidad, éstas no son las únicas dos opciones que existen. Las nuevas familias de microcontroladores también permiten la programación en lenguajes orientados a objetos, como C++. El MC9S08QG8 es uno de esos µC. También han aparecido en el mercado nuevos dispositivos que integran una máquina virtual haciendo posible programarlos en JAVA. Y las tecnologías actuales no se quedan aquí, sino que dan la opción de usar sistemas operativos embebidos en los microcontroladores, como por ejemplo TinyOS, Femto OS o Pico OS.



3.3. LENGUAJE DE PROGRAMACIÓN DEL PC.

Dada la tendencia actual en el desarrollo de aplicaciones software para PC, no se plantea el uso de un lenguaje procedural o estructurado, la aplicación se desarrollará en un lenguaje orientado a objetos (OOP).

Los lenguajes de OOP permiten un nivel mayor de abstracción a la hora de diseñar software. Además, hacen que éste sea mucho más modular, reutilizable y mantenible, dado que dos de los pilares sobre los que se sustentan estos lenguajes es la encapsulación y la herencia.

Entre los lenguajes OOP que se encuentran en el mercado actualmente, los más populares son:

- C++: Es un lenguaje de programación diseñado a mediados de los años 80 por Bjarne Stroustrup. La intención de su creación fue extender el exitoso lenguaje de programación C con mecanismos que implementan la manipulación de objetos. En ese sentido, desde el punto de vista de los lenguajes orientados a objetos, C++ es un lenguaje híbrido.

Posteriormente se añadieron facilidades de programación genérica, que se sumó a los otros dos paradigmas que ya estaban admitidos (programación estructurada y la programación orientada a objetos). Por esto se suele decir que el C++ es un lenguaje multiparadigma.

C++ permite trabajar tanto a alto como a bajo nivel.

Dado que este lenguaje se basa en el lenguaje C, utilizado en la programación del µC, lo convierte en una buena opción para el desarrollo de la aplicación PC.

Por otra parte, los conceptos de programación OOP son complejos para los no iniciados, por lo que puede resultar algo más interesante utilizar un lenguaje que permita trabajar con OOP, sin entrar en profundidad en sus conceptos, haciendo más llevadera la entrada en el mundo de la programación orientada a objetos.

- JAVA: Java es otro ejemplo de este tipo de lenguajes. Desarrollado por Sun Microsystems a principios de los años 90 recientemente. El lenguaje en sí mismo toma mucha de su sintaxis de C y C++, pero tiene un modelo de objetos más simple y elimina herramientas de bajo nivel, que suelen inducir a muchos errores, como la manipulación directa de punteros o memoria.

Java es, sin duda alguna, el lenguaje de programación que más impacto ha causado en los últimos años, especialmente en el mundo de desarrollo para la web. Probablemente, Internet no sería la que es hoy sin la existencia de Java.

Pero la expansión de Java, lejos de detenerse, va en aumento, pues no sólo es el referente en el desarrollo de aplicaciones Web, sino que también tiende a imponerse en los grandes retos que tiene la programación para el futuro, como son los Servicios Web o la programación para dispositivos electrónicos.



Características de Java:

- Lenguaje totalmente orientado a objetos.
- Disponibilidad de un amplio conjunto de librerías.
- Aplicaciones multiplataforma.
- Ejecución segura de aplicaciones.
- Amplio soporte de fabricantes de software.

A pesar de todas estas ventajas, del mismo modo que pasaba con C++, los conceptos de OOP siguen resultando complejos. Además, es un lenguaje de programación diferente a cualquier otro.

- Visual Basic: Visual Basic es un lenguaje de programación desarrollado por Alan Cooper para Microsoft. El lenguaje de programación es un dialecto de BASIC, con importantes añadidos. Su primera versión fue presentada en 1991 con la intención de simplificar la programación utilizando un ambiente de desarrollo completamente gráfico que facilitara la creación de interfaces gráficas y en cierta medida también la programación misma. Desde el 2001 Microsoft ha propuesto abandonar el desarrollo basado en la API Win32 y pasar a trabajar sobre un framework o marco común de librerías independiente de la versión del sistema operativo, .NET Framework, a través de Visual Basic .NET (y otros lenguajes como C Sharp (C#) de fácil transición de código entre ellos) que presenta serias incompatibilidades con el código Visual Basic existente.

Visual Basic constituye un IDE (entorno de desarrollo integrado o en inglés Integrated Development Environment) que ha sido empaquetado como un programa de aplicación, es decir, consiste en un editor de código (programa donde se escribe el código fuente), un depurador (programa que corrige errores en el código fuente para que pueda ser bien compilado), un compilador (programa que traduce el código fuente a lenguaje de máquina), y un constructor de interfaz gráfica o GUI (es una forma de programar en la que no es necesario escribir el código para la parte gráfica del programa, sino que se puede hacer de forma visual).

Dado que es un lenguaje que permite trabajar de forma gráfica, a la vez que con OOP sin entrar de forma exhaustiva en los conceptos de programación con orientación a objetos y que además, permite el uso y programación de clases en diferentes lenguajes. Siendo esto posible debido a que estos entornos de desarrollo utilizan un lenguaje común intermedio (CLI, Common Language Infrastructure), lo cual otorga a la aplicación la capacidad de ser ampliada y modificada por programadores que utilicen otros lenguajes, como pueden ser Java o C++ (Sustituirlo por Java# o Visual C, C#).

El lenguaje de programación utilizado para el desarrollo de la aplicación informática será Visual Basic.NET, utilizando el entorno de desarrollo Microsoft Visual Studio 2005 [3, 4, 5, 6].



4. DISEÑO DEL SOFTWARE PARA PC.

No se va a profundizar en el diseño gráfico de ninguna de las aplicaciones, ya que para ello se ha utilizado el editor gráfico del entorno de desarrollo integrado y el aspecto final es más una cuestión de gusto y funcionalidad, que realmente una cuestión de diseño en sí.

Para el diseño de la interface gráfica se han tenido en cuenta especialmente los siguientes aspectos: funcionalidad, facilidad de uso, que el programa sea intuitivo y agradable visualmente.

Se ha prestado especial atención a los errores que se pueden presentar en tiempo de ejecución; fallos de comunicación, errores del usuario, etc. Cuando esto ocurre se muestra al usuario un mensaje para que corrija el motivo que produce el error.

4.1. CALCULADOR DE DISIPADORES.

Este programa es únicamente para PC, es decir, no interviene hardware externo. La aplicación contendrá la teoría que sustenta la necesidad de disipadores térmicos junto con la metodología de cálculo correspondiente a los tres regímenes de trabajo en que se puede encontrar un IC (Integrated Circuit), régimen de excitación continua, tren de pulsos o pulso único. En este último caso, dado que la situación de pulso único suele darse cuando el dispositivo se encuentra en cualquiera de los otros dos regímenes de trabajo y la sobrepotencia se ve superpuesta a dicho régimen, se calculará el disipador que necesita el dispositivo para soportar dicho incremento de potencia (ΔP).

Los archivos referentes a la teoría van a dejarse en blanco para que el profesor pertinente introduzca la información teórica que considere necesario, o para que el correspondiente alumno escriba ahí sus propios apuntes, los haga a su gusto, de esta manera le servirá como ejercicio de aprendizaje.

Para la elaboración de los diferentes diagramas, se ha intentando seguir de la mejor manera posible la notación UML (Lenguaje Unificado de Modelado) [7, 8]. Aunque dado que resulta compleja y no se encuentra dentro del ámbito del proyecto no se utiliza de forma estricta.



4.1.1. DIAGRAMA DE CASOS DE USO.

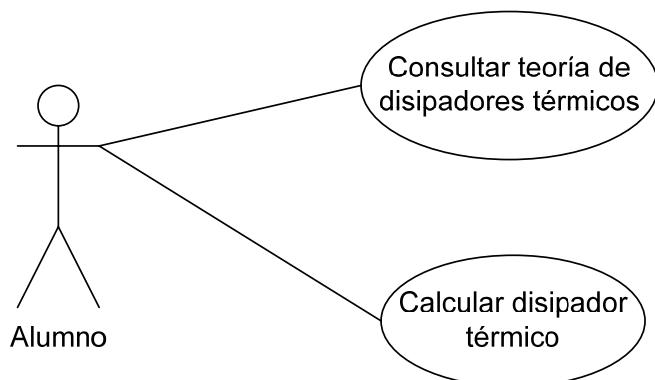


Figura 1. Diagrama de casos de uso del Calculador de Disipadores.

4.1.2. DIAGRAMAS DE SECUENCIA.

4.1.2.1. CONSULTAR INSTRUCCIONES O TEORÍA.

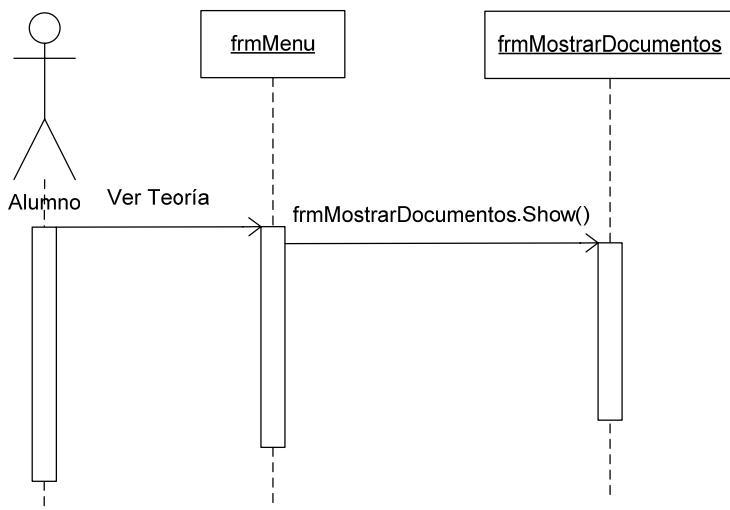


Figura 2. Diagrama de secuencia para la muestra de documentos.



4.1.2.2. CALCULAR DISIPADOR.

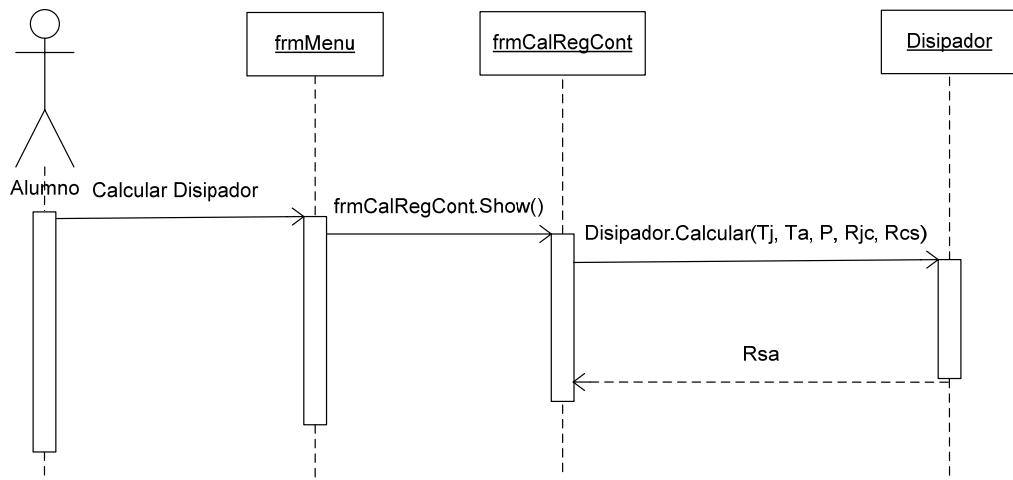


Figura 3. Diagrama de secuencia para el cálculo del disipador.

4.1.3. DIAGRAMA DE FLUJO.

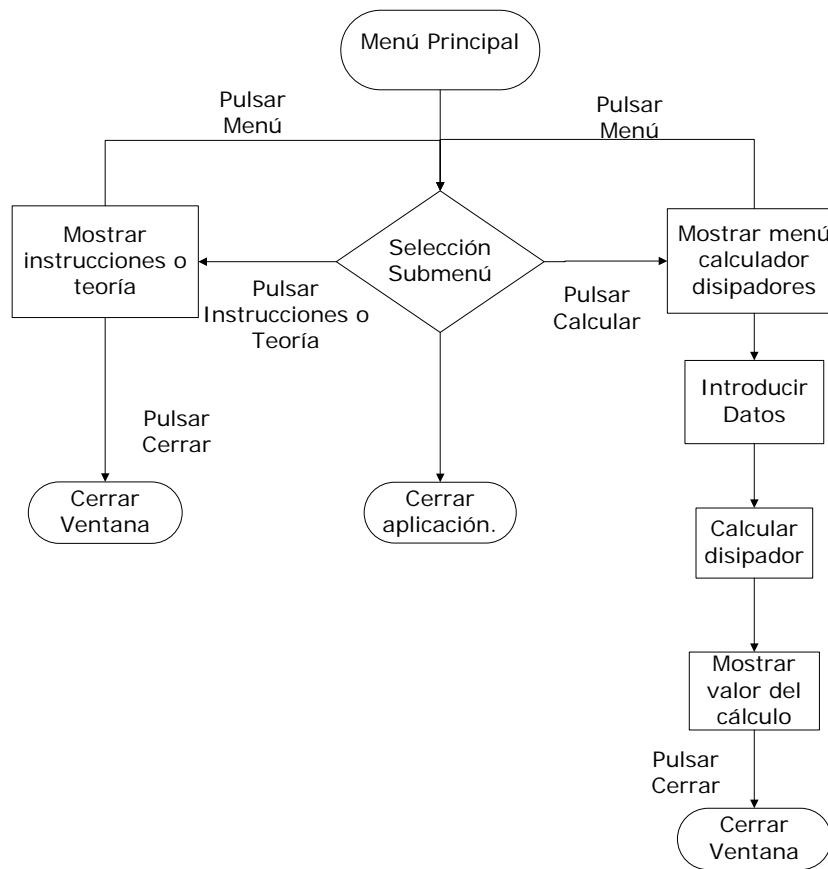


Figura 4. Diagrama de flujo de la aplicación completa.



4.1.4. DISEÑO DE LA INTERFACE GRÁFICA (GDI).

4.1.4.1. MENÚ PRINCIPAL.

Con el fin de hacer la herramienta intuitiva y amigable, el menú principal se ha desarrollado con objetos **Button** (Botón), que el alumno tiene que pulsar para acceder al siguiente submenú. El menú principal es el siguiente:

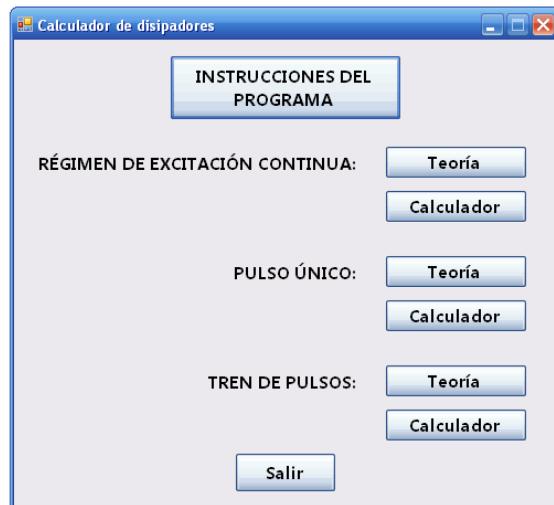


Figura 5. Ventana principal de la aplicación.

Como se puede ver, se pide al alumno que sea capaz de saber en cuál de los tres regímenes de trabajo se encuentra el dispositivo sobre el que desea realizar el cálculo. Esto es así porque la herramienta didáctica no tiene la misión de realizar todo el proceso y darle el trabajo hecho al alumno, se trata de que éste sea capaz de asimilar unos conceptos mínimos que la herramienta le ayude a asentar, por ello también se presta el acceso a la teoría en la misma herramienta.

El botón **Sair** cierra la aplicación.



4.1.4.2. SUBMENÚS DE CÁLCULO DE DISIPADORES.

Para los menús en los que se realiza el cálculo de los disipadores, se ha optado por un diseño como el siguiente:

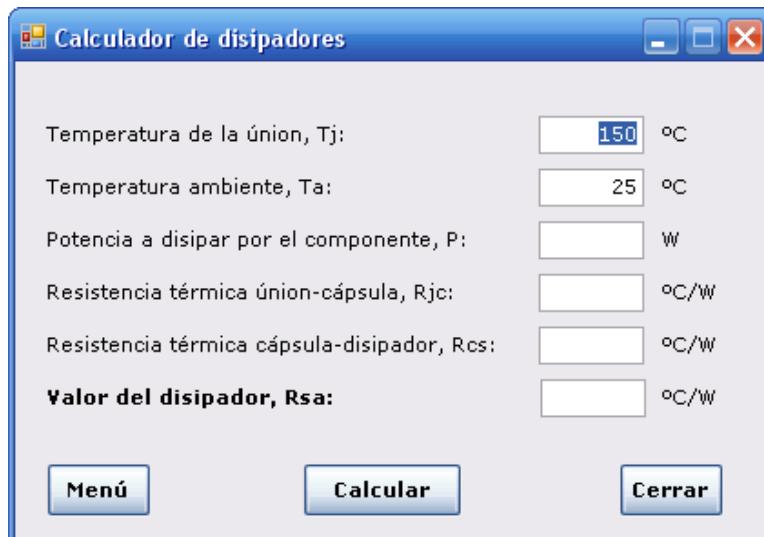


Figura 6. Ventana correspondiente al cálculo de un disipador en régimen de continua.

En cada uno de los controles **TextBox**, cajas de texto, se introducen los parámetros pertinentes y necesarios para el cálculo. Dichos controles tienen sus correspondientes etiquetas u objetos de tipo **Label** (etiqueta) que indican el tipo de dato y las unidades en que debe ser introducido.

La última etiqueta, remarcada en negrita, es la que hace referencia al resultado que queremos obtener, el valor del disipador.

El botón **Menú** permite volver al menú principal en cualquier momento sin cerrar la ventana actual. Del mismo modo, el botón **Cerrar** cierra la ventana. Al accionar el botón **Calcular** tras introducir los parámetros se obtiene el resultado.

4.1.4.3. TRATAMIENTO DE ERRORES.

En el caso de que uno o más de los parámetros no hayan sido introducidos, o se introduzcan incorrectamente; por ejemplo, escribir una letra como valor, el programa muestra el siguiente mensaje:

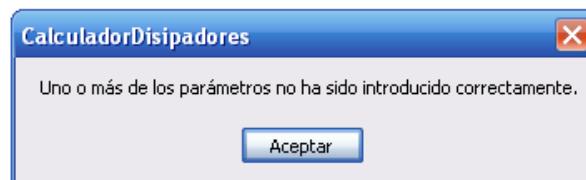


Figura 7. Mensaje de error.



Los posibles errores que puedan ocasionar un valor negativo en el cálculo del disipador no se ven contemplados, no se dará ningún mensaje de error ni realizará ninguna corrección. Por el hecho de ser una herramienta didáctica destinada a ingenieros técnicos industriales, se considera que éstos deben ser capaces de analizar este tipo de fallos y detectar el motivo por el que se ha producido dicho error, deben desarrollar su capacidad de análisis.

4.1.4.4. SUBMENÚS DE MUESTRA DE TEORÍA E INSTRUCCIONES.

Todos los documentos que contienen la teoría y las instrucciones de cada una de las aplicaciones se van a mostrar con una ventana de con el aspecto siguiente. La figura 8 corresponde a las instrucciones y la figura 9 a uno de los documentos que contiene la teoría, ambas pertenecen a ésta aplicación:

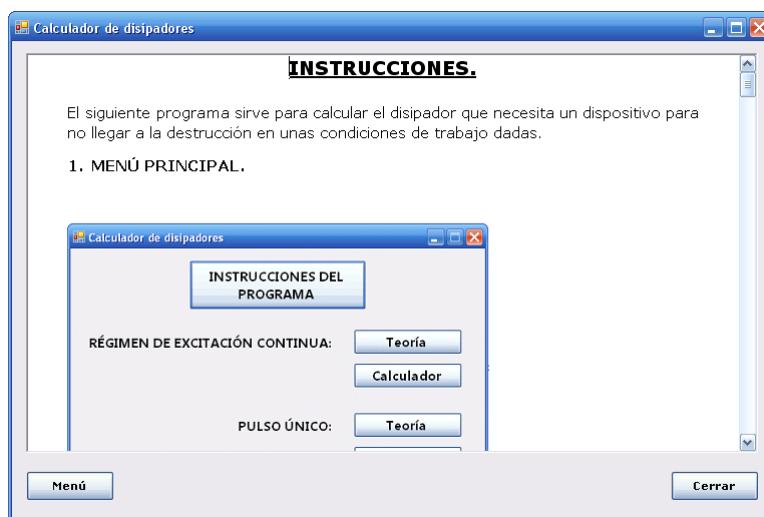


Figura 8. Ventana que muestra las instrucciones del programa.

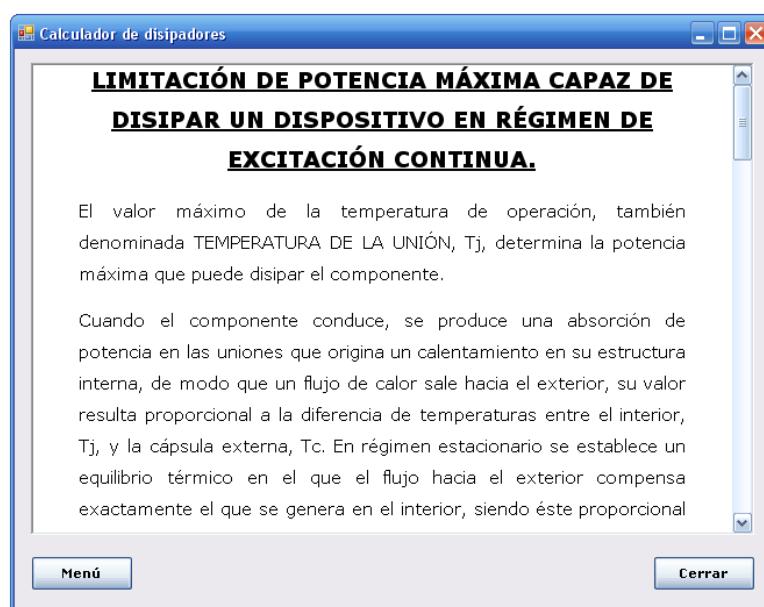


Figura 9. Ventana que permite acceder a la teoría.



Como se puede ver, el diseño es el mismo tanto para la figura 8, como para la figura 9. Lo único que hace esta ventana es llamar a un fichero de texto en formato rtf y cargarlo en un control **RichTextBox**.

El botón **Menú** sitúa la ventana principal del programa en primer plano. Del mismo modo que en el resto de la de submenús, accionar el botón **Cerrar** cierra la ventana.

Dado que las características de esta ventana será la misma para todas las aplicaciones, cuando aparezca en otros puntos del proyecto, se hará referencia a este punto del documento, con el fin de no resultar reiterativo.



4.1.5. DIAGRAMA DE CLASES.

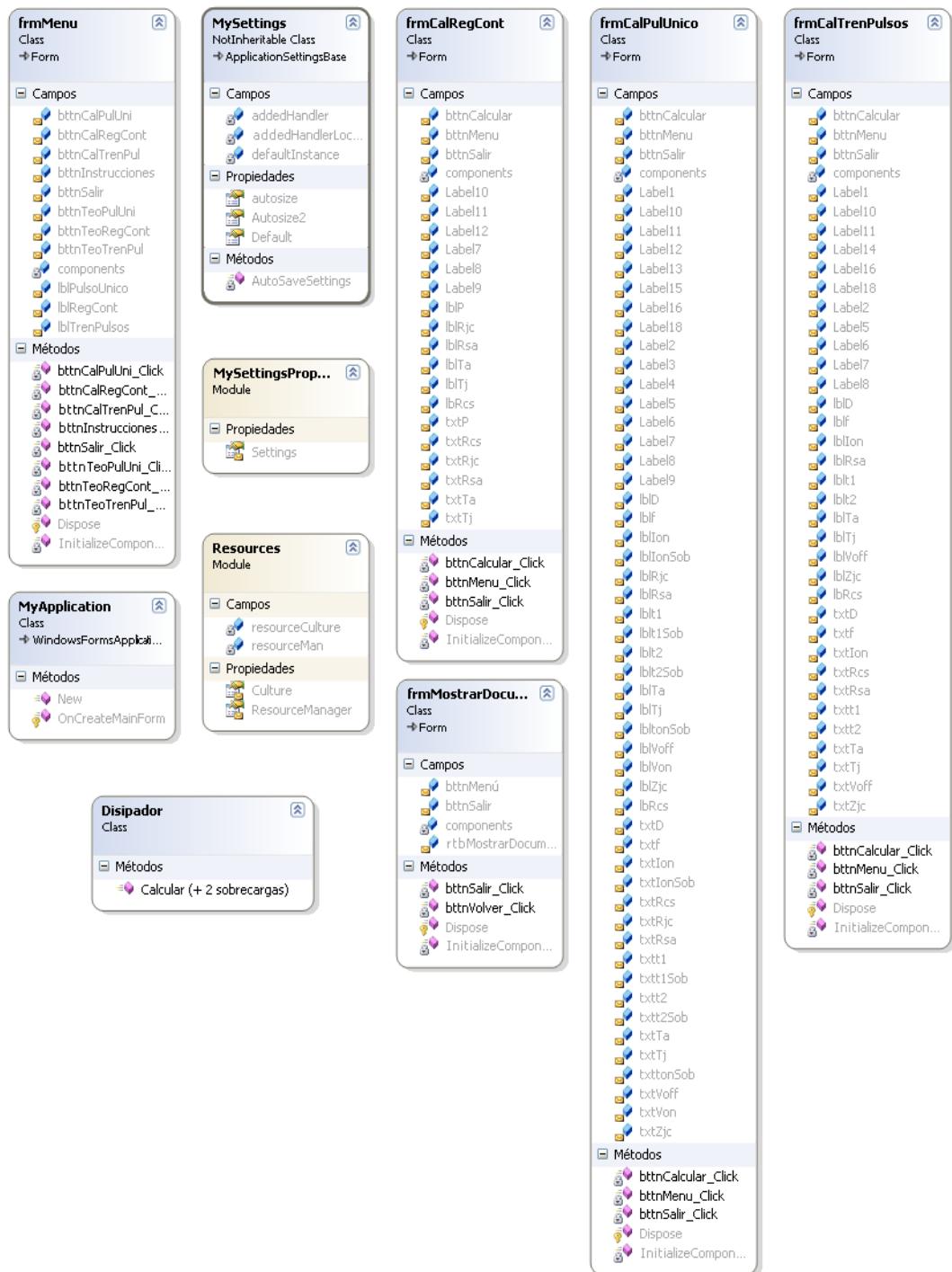


Figura 10. Diagrama de clases de la aplicación.

Los objetos **Label** a los que no ha asignado un nombre particular están asociados a las unidades físicas de los parámetros.



4.2. OSCILOSCOPIO (SOLUCIÓN EN VISUAL BASIC .NET).

A diferencia de la aplicación anterior, el osciloscopio para PC se comunica con el microcontrolador, esta comunicación se realiza a través del puerto serie del ordenador y la UART del μ C, por lo tanto, la implementación del programa PC no es independiente de la programación desarrollada en el μ C, puesto que existe una interacción entre ambos dispositivos.

Las acciones que realiza este programa son: enviar los parámetros necesarios al microcontrolador para que sepa las operaciones que debe realizar, recibir los datos enviados por el μ C correspondientes a los valores de tensión y corriente, tratarlos y pintarlos en pantalla. Además, deberá ser capaz de guardar la imagen gráfica y los datos correspondientes en un archivo exportable a otros programas o plataformas, como puede ser Matlab.

4.2.1. DIAGRAMA DE CASOS DE USO.

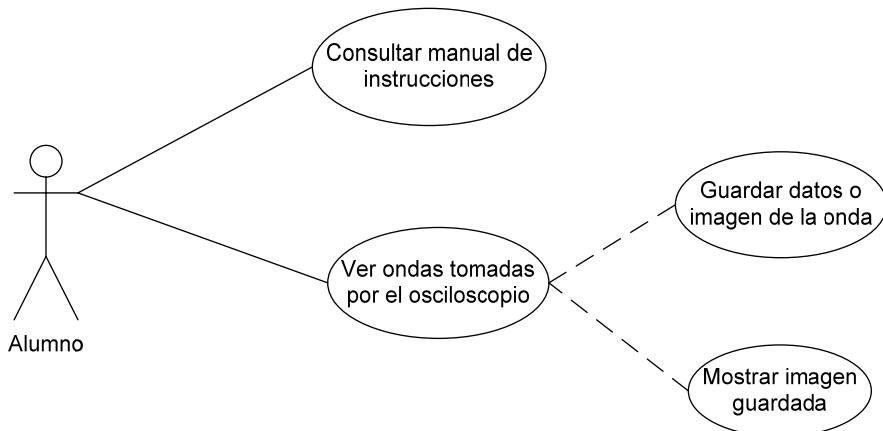


Figura 11. Diagrama de casos de uso del Osciloscopio.



4.2.2. DIAGRAMAS DE SECUENCIA.

4.2.2.1. CONSULTAR INSTRUCCIONES.

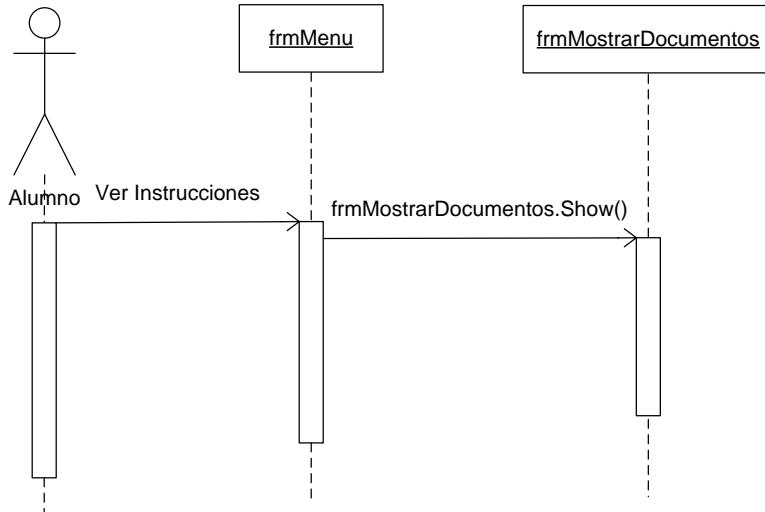


Figura 12. Diagrama de secuencia para la muestra de documentos.

4.2.2.2. MOSTRAR GRÁFICAS EN PANTALLA.

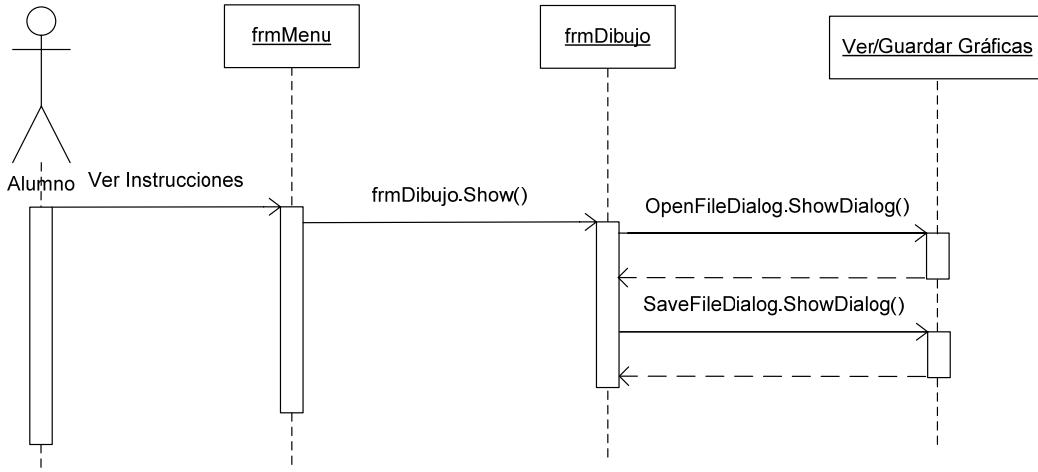


Figura 13. Diagrama de secuencia para la pintar figura en pantalla y guardar los datos o la imagen.



4.2.3. DIAGRAMAS DE FLUJO (SOLUCIÓN A).

4.2.3.1. PROGRAMA PRINCIPAL.

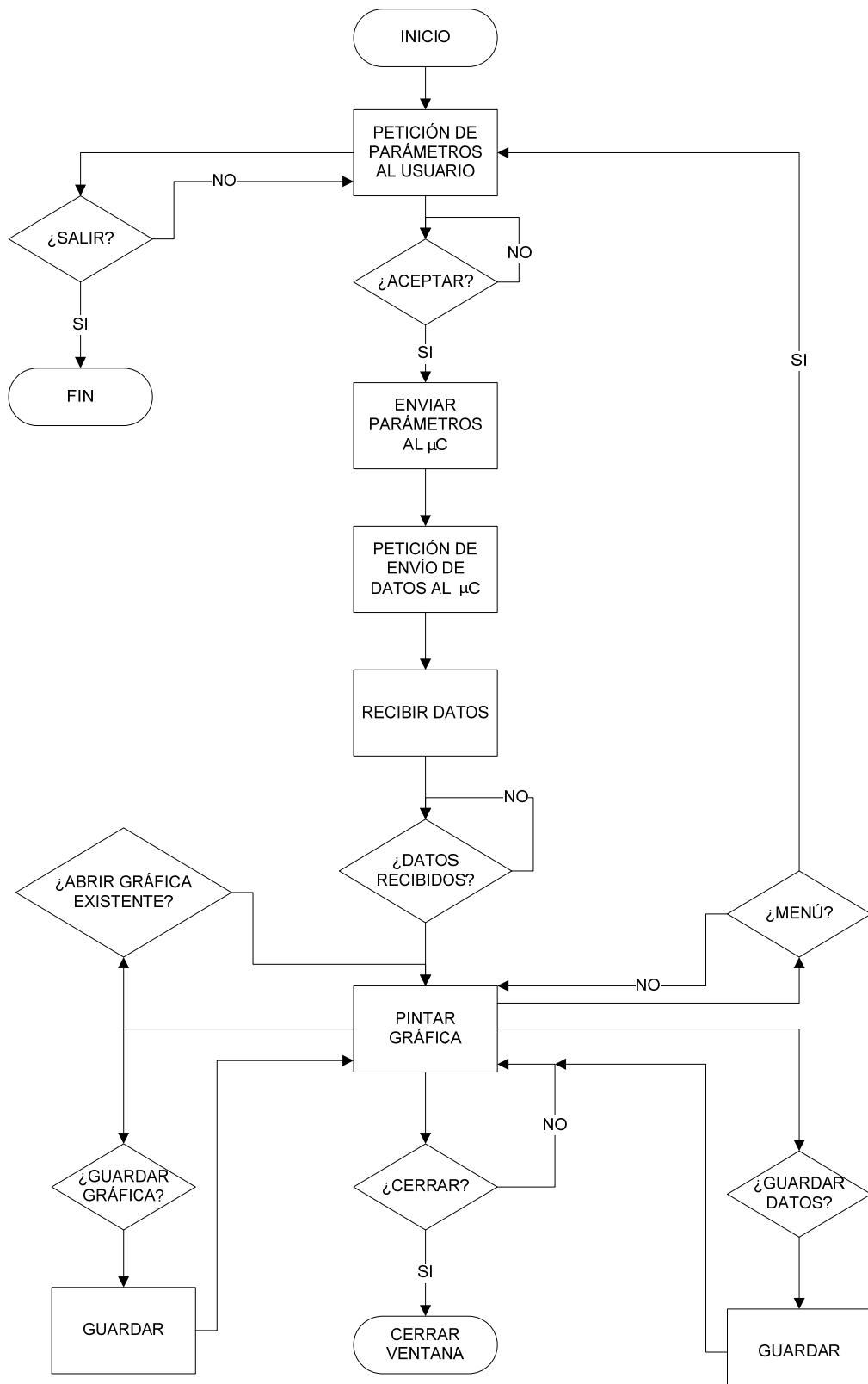


Figura 14. Diagrama de flujo del programa principal.



4.2.3.2. ENVÍO DE PARÁMETROS POR LA COMUNICACIÓN SERIE.

Ordenador y microcontrolador deben ser capaces de entender las órdenes, parámetros y datos que se están enviando mutuamente. Para ello es necesario que la velocidad de transmisión del puerto serie de ambos elementos sea la misma, que tengan también configurada la paridad del mismo modo (en este caso no se usa, más adelante se explica el porqué) y otra serie de parámetros para que el envío y recepción de los bits se encuentre sincronizado y pueda ser interpretado por ambos dispositivos correctamente.

Por otra parte, sin salirse de lo que se refiere a la interpretación de datos, es imprescindible que de alguna manera se indique tanto al PC como al μ C la correspondencia de los datos, es decir, a qué parámetro o dato se refiere el valor recibido. Para resolver esta cuestión se plantean las siguientes opciones:

- Utilizando un identificador, consiste en enviar un byte más en la trama, de manera que este nuevo dato codifique a qué parámetro hace referencia el valor recibido.
- Secuenciando las transmisiones, conociendo en todo momento el orden en que se envían y reciben los datos, dicho de otro modo, si el μ C envía primero el canal 1 de tensión y después el canal 2, el PC lee primero el vector correspondiente al canal 1 y después el correspondiente al canal 2.

En este caso, debido al protocolo de comunicaciones establecido, que envía los datos por pares, resultando excesivamente lento, se opta por secuenciar las transmisiones. La tabla 1 muestra el orden de envío de datos del PC al μ C:

| ORDEN | PARÁMETRO |
|-------|---------------|
| 1º | FUNCIÓN |
| 2º | TEMPORIZACIÓN |

Tabla 1. Orden de envío de parámetros.

Para el protocolo de comunicación, no se utiliza la paridad como método de comprobación que permita asegurar la transmisión correcta de los datos. El método utilizado consiste en enviar los datos por pares, esto viene marcado por el tipo de datos (tipo Byte) y por los métodos existentes en la clase del objeto **SerialPort**. El par de datos está formado por una cabecera y por el byte que contiene la información relevante. Como la probabilidad de que dos datos consecutivos se transmitan de forma errónea es muy baja, se va a suponer que si la cabecera se recibe de forma correcta, el siguiente dato también es correcto.



A continuación se muestra el diagrama de flujo correspondiente al envío de un parámetro cualquiera:

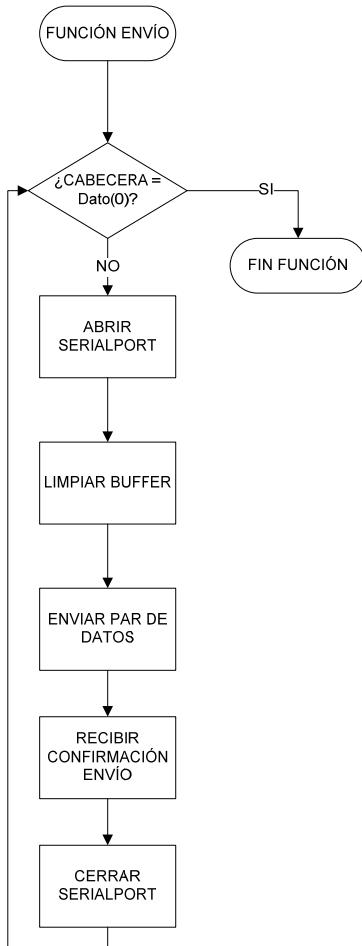


Figura 15. Diagrama de flujo del envío de parámetros del PC al µC.

4.2.3.3. RECEPCIÓN DE DATOS A TRAVÉS DEL PUERTO SERIE.

El protocolo establecido para la recepción es el mismo. Cambia la secuencia de envío de datos y la cantidad de los mismos, puesto que se van a recibir vectores de 100 datos. El motivo de que sea este el número de valores se justificará en la parte correspondiente a la programación del microcontrolador (Página 89 de este mismo documento).

En la tabla 2 puede verse la secuencia de recepción de todos los vectores de datos y en la figura 16 diagrama de flujo de recepción de uno de los vectores que contiene los datos correspondientes a las señales eléctricas:

| ORDEN | VECTOR |
|-------|----------------------|
| 1º | CANAL 1 DE TENSIÓN |
| 2º | CANAL 2 DE TENSIÓN |
| 3º | CANAL 1 DE CORRIENTE |
| 4º | CANAL 2 DE CORRIENTE |

Tabla 2. Orden de recepción de parámetros.

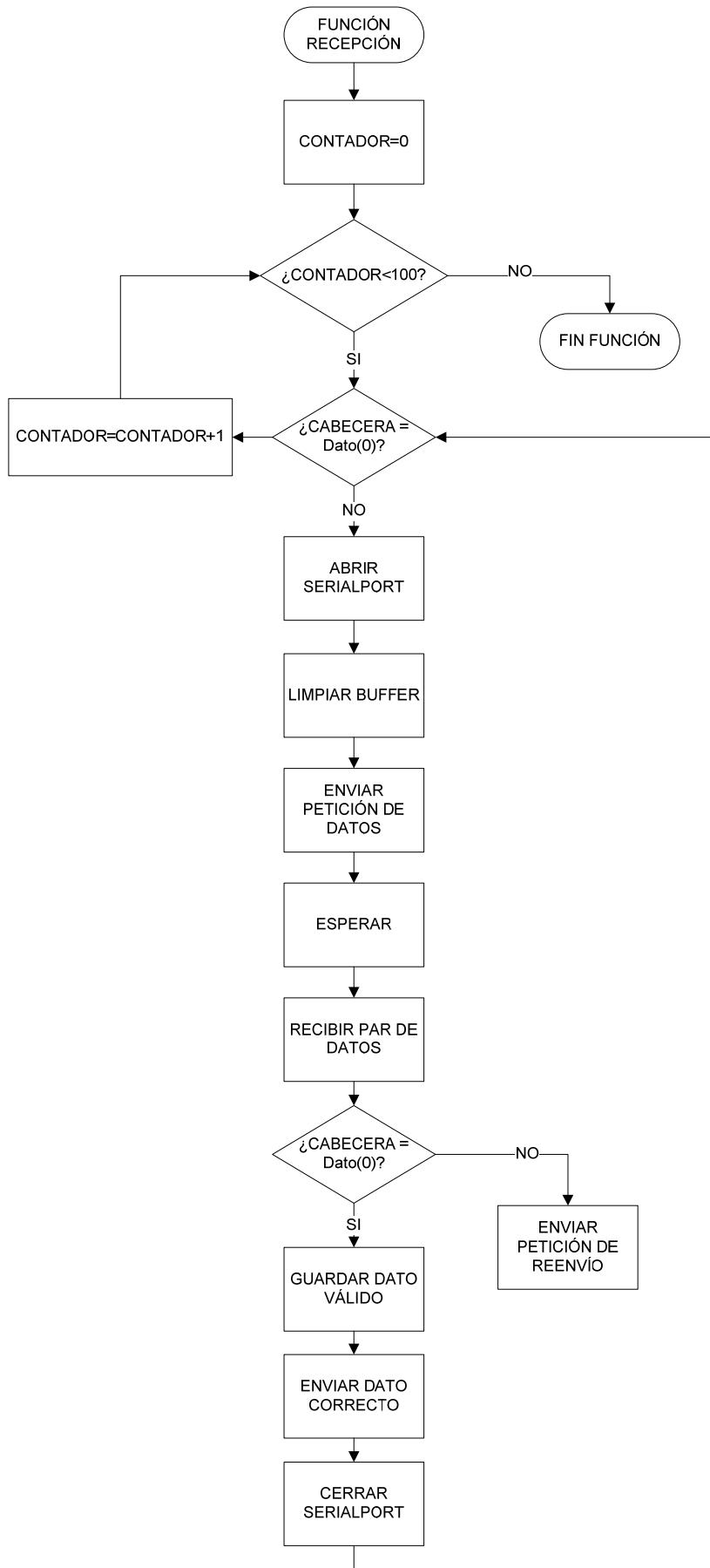


Figura 16. Diagrama de flujo de la recepción de datos por el PC desde el µC.



Como ya se ha citado anteriormente y como puede apreciarse mejor en el anterior diagrama de flujo, la recepción de datos se realiza mediante un proceso redundante de reconocimientos, lo que produce que los tiempos de recepción sean elevados e indeterminados, resultando no ser una solución adecuada.

Finalmente, no resultado satisfactoria esta solución, dado que se conseguía la transmisión de datos por redundancia, lo que producía que el tiempo de recepción resultase indeterminado, pudiendo llegar a ser superior a 10 minutos en algunos casos. Además, producía que el μ C quedaría anclado en condiciones de recepción que no llegaban a cumplirse por lo que parecía ser una desincronización en la transmisión.

4.2.4. DIAGRAMAS DE FLUJO (SOLUCIÓN B).

Se han presentado dificultades con el manejo del puerto serie mediante las librerías existentes en VB.NET, aunque al final se ha conseguido. La solución se ha encontrado por el método ensayo - error, esto se ha debido a que la documentación de las clases que manejan el puerto serie no resulta clara, como tampoco resultan de especial claridad los ejemplos encontrados a través de Internet.

A diferencia de la solución anterior, que trabajaba enviando y esperando los datos de forma secuencial, en ésta la recepción se realiza por evento, término que se utiliza en los lenguajes de OOP para describir lo que en la programación de microcontroladores se conoce como interrupción.

En el diagrama de flujo del programa principal, que se muestra a continuación no existen apenas diferencias con el presentado en la página 20, la única y principal reside en que la recepción de datos se produce dentro del evento.



4.2.4.1. PROGRAMA PRINCIPAL.

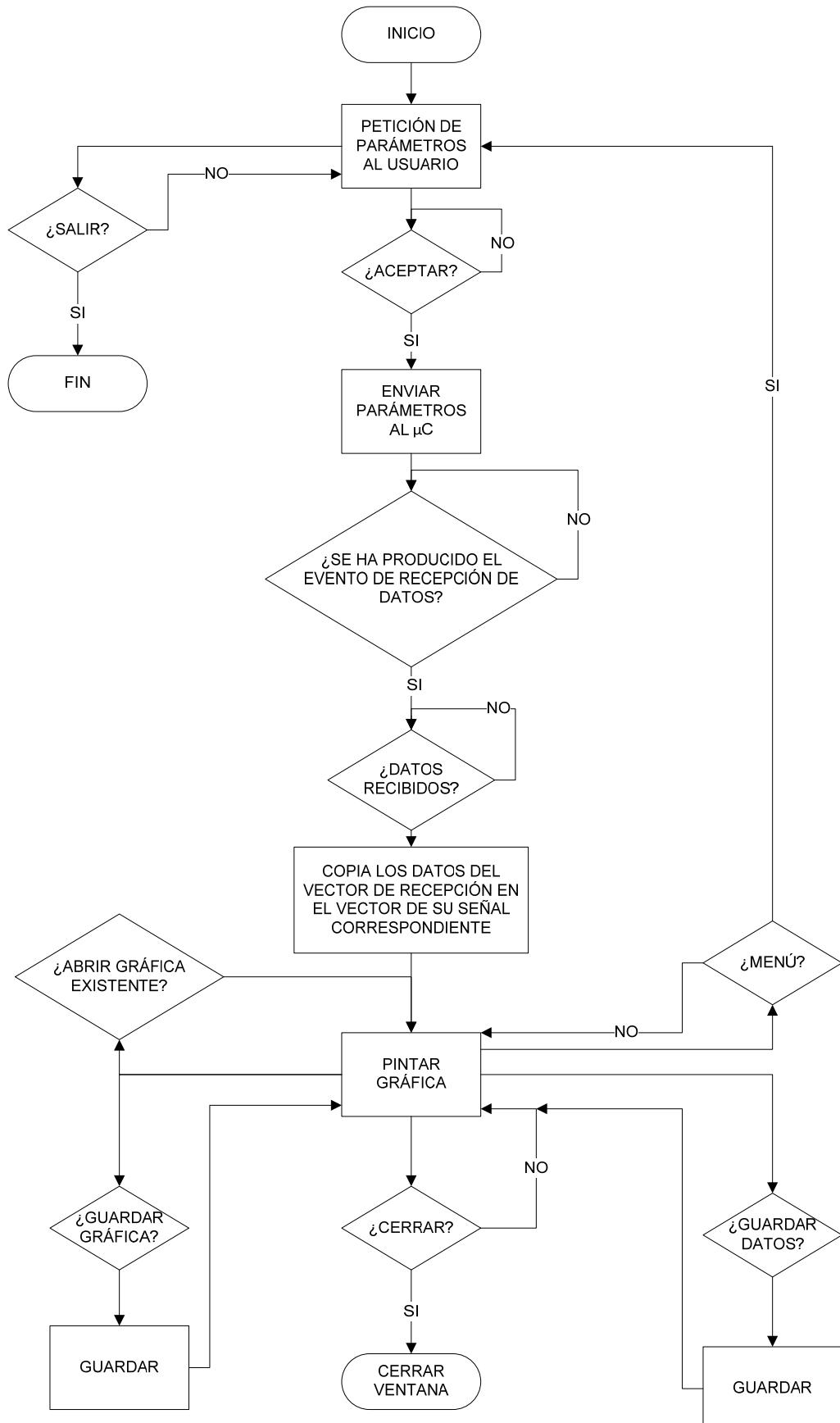


Figura 17. Diagrama de flujo del programa principal.



4.2.4.2. ENVÍO DE PARÁMETROS POR LA COMUNICACIÓN SERIE.

Para ser consecuente con el nuevo método de recepción de datos en el PC, (ahora se reciben todos en un único vector), el envío de datos al µC también se va a realizar en un vector único. Se procede a la explicación de la construcción del vector.

Los parámetros del vector de envío son los siguientes:

| CABECERA | FUNCIÓN | SAMPLE | ALPHA | TIEMPO_PULSO | CHECK |
|----------|---------|--------|-------|--------------|-------|
|----------|---------|--------|-------|--------------|-------|

La cabecera siempre es la misma y es un valor conocido tanto por el PC como por el microcontrolador, en este caso es &H7E. &H es la sentencia que en Visual Basic .NET sirve para indicar que el valor escrito se encuentra representado en formato hexadecimal, equivale a 0x en C.

El segundo dato, la función, representa mediante una codificación alfabética la secuencia de operaciones que debe realizar el microcontrolador. Dicha codificación puede verse en la siguiente tabla:

| Código ASCII | CANAL 1V | CANAL 2V | CANAL 1I | CANAL 2I |
|--------------|----------|----------|----------|----------|
| A | 1º | ND | ND | ND |
| B | ND | ND | 1º | ND |
| C | 1º | 2º | ND | ND |
| D | ND | ND | 1º | 2º |
| E | 1º | ND | 2º | ND |
| F | 2º | ND | 1º | ND |
| G | 1º | ND | 2º | 3º |
| H | 1º | 2º | 3º | ND |
| I | 2º | 3º | 1º | ND |
| J | 3º | ND | 1º | 2º |
| K | 1º | 2º | 3º | 4º |
| L | 3º | 4º | 1º | 2º |

ND: No dispara.

Tabla 3. Secuencia de disparo y carácter ASCII asociado a la función.

Posteriormente se añadirá una función más que se corresponderá con la realización de la práctica 2.

El valor **SAMPLE** corresponde al tiempo de muestreo, es decir, al tiempo que transcurre entre que se toma una muestra y la siguiente, como en la solución A, pero ahora ha sido mejorado, puesto que se ha tenido en cuenta el número de canales para el cálculo de este tiempo, el cual se realiza en el microcontrolador. El PC envía un valor codificado en un enumerado correspondiente a los rangos frecuenciales. Dichos rangos son los siguientes:



| RANGO | VALOR CORRESPONDIENTE DEL ENUMERADO |
|-------------|-------------------------------------|
| CONTINUA | 0 |
| 1Hz-25Hz | 1 |
| 25Hz-50Hz | 2 |
| 50Hz-150Hz | 3 |
| 150Hz-300Hz | 4 |
| 300Hz-500Hz | 5 |

Tabla 4. Rangos de frecuencias de las señales de entrada y valor del enumerado correspondiente.

Estos rangos pueden ser modificados al detectarse deficiencias de resolución.

En esta aplicación ALPHA y TIEMPO_PULSO son cero, esto se debe a que no se utilizan en la aplicación osciloscopio, sólo tomarán valor en la realización de la práctica 2, el motivo de incluirlos en la trama es unificar la misma para todos los casos.

Por último, se envía un CHECK, valor que se utiliza para comprobar la correcta recepción de los datos. El valor se calcula con la siguiente suma:

$$\text{CHECK} = \text{FUNCION} + \text{SAMPLE} + \text{ALPHA} + \text{TIEMPO_PULSO}$$

A continuación se representa el diagrama de flujo correspondiente:

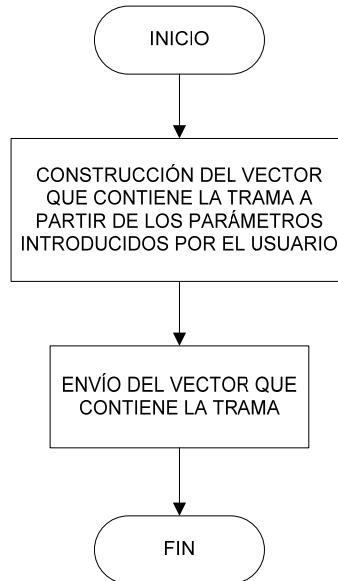


Figura 18. Diagrama de flujo del envío de parámetros del PC al μC.

4.2.4.3. RECEPCIÓN DE DATOS A TRAVÉS DEL PUERTO SERIE.

Como se ha dicho anteriormente la diferencia entre la solución A y la B estriba en el método que utilizan para la recepción de datos, la primera por redundancia y la segunda dentro de un evento.

El funcionamiento de la recepción mediante un evento es la siguiente: el evento se produce cuando el PC recibe el primer byte de datos de la trama. Una vez se entra en el



evento se selecciona cuál de los vectores de datos va recibir la información. Existen cuatro vectores para la recepción, su longitud depende de la cantidad de datos que se van a recibir, lo que a su vez depende del número de canales. Posteriormente, una vez recibidos los datos, conocido el orden de recepción (Ver tabla 2, Página 22) y la función seleccionada, se copian los valores correspondientes en los vectores que se van a utilizar para tratar los datos.

El diagrama de flujo es el siguiente:

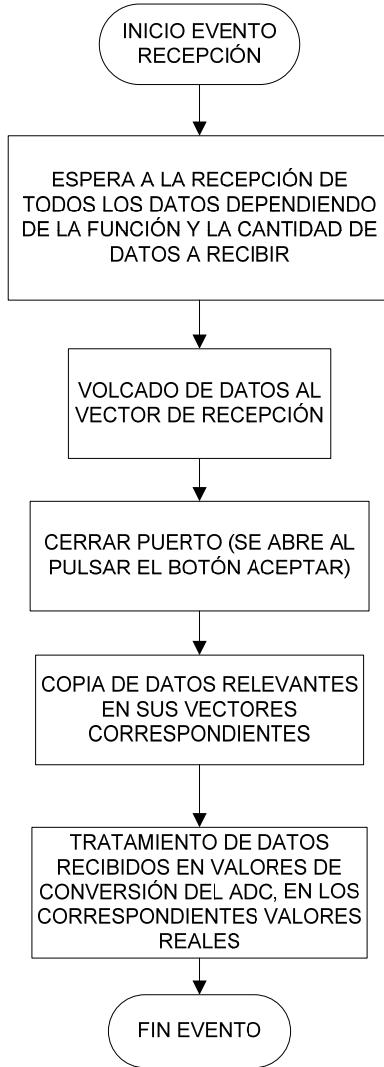


Figura 19. Diagrama de flujo de la recepción de datos por el PC desde el µC.

A parte de los datos relevantes, es decir, los valores correspondientes a las conversiones realizadas por los ADCs del µC, se envían un valor de inicio y fin de trama, esto es debido a la solución adoptada en Java, se explica en la página 37, el envío de estos dos valores ha sido necesario para realizar la adaptación de la solución a dicho lenguaje.



4.2.5. DISEÑO DE INTERFACE GRÁFICA (GDI).

Para el osciloscopio, mediante el IDE se han diseñado tres ventanas de trabajo: el menú principal, otra donde se muestran las instrucciones de la aplicación y una tercera donde aparecerán las representaciones gráficas obtenidas de las señales. El diseño del entorno gráfico es el mismo para ambas soluciones, A y B.

La ventana donde se muestran las instrucciones del programa no se explican en este apartado, pues su uso y diseño es igual que en la aplicación anterior (Ver Pág. 15).

4.2.5.1. MENÚ PRINCIPAL.

En la ventana que se abre al inicio, figura 20, se permite seleccionar los diferentes parámetros para el cálculo de los valores representativos de la señal, los canales y sondas que se van a utilizar, así como el puerto COM de comunicaciones en el que se encuentra conectado el μ C.

El aspecto del menú principal es el siguiente:

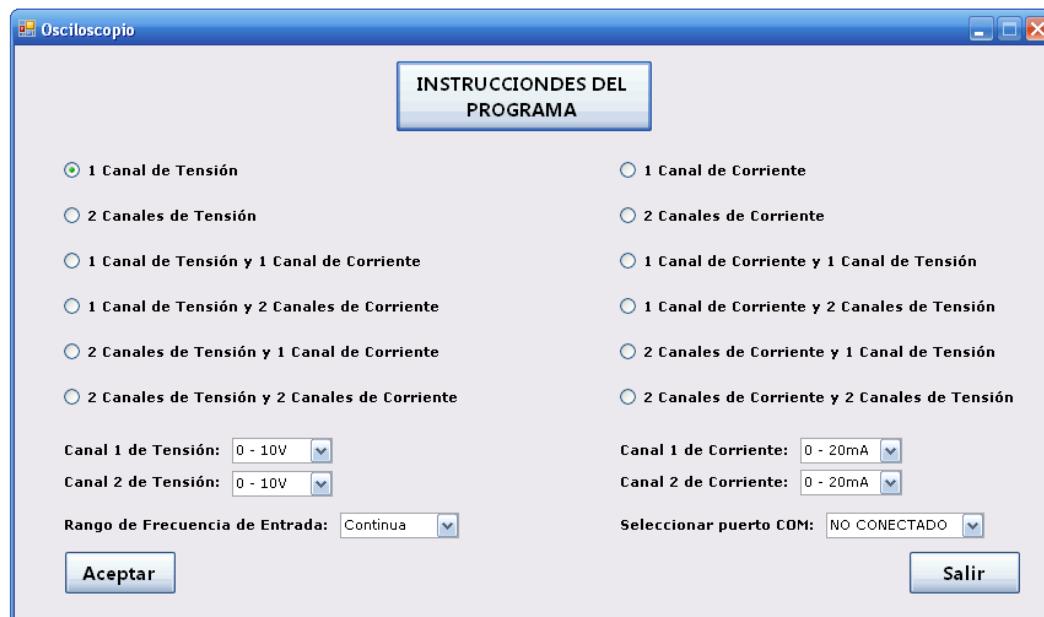


Figura 20. Ventana principal de la aplicación.

Esta interfaz gráfica está formada por tres objetos **Button**. El primero de ellos es el botón **INSTRUCCIONES DEL PROGRAMA**, como su propio nombre indica, permite acceder a la información tanto del uso de la aplicación como de los elementos externos necesarios para el funcionamiento de la misma. El segundo elemento de este tipo, el botón **Aceptar**, indica al programa que el usuario ya ha introducido todos los parámetros necesarios para que la aplicación realice la tarea deseada. Y por último el botón **Salir**, que cierra la aplicación; esto implica que también cierra todas las ventanas asociadas a dicha al programa que puedan encontrarse abiertas.



Para la selección de configuración del número y tipo de sondas se ha utilizado un conjunto de objetos **RadioButton**. Este conjunto de objetos permite realizar una selección sin que exista la posibilidad de que por error se marquen varias opciones a la vez. Este control es perfecto para el propósito deseado, puesto que no se van realizar dos capturas de señales diferentes al mismo tiempo, además la implementación desarrollada en la programación tanto del microcontrolador como del PC no lo permiten. Inicialmente no se encuentra ninguno de estos controles seleccionado, de esta manera si el usuario pulsa el botón aceptar sin haber seleccionado ningún elemento se muestra un mensaje de error (figura 25, página 33). Así se evita que se ejecute una acción no deseada.

Por último, se han colocado controles **Label** y **ComboBox**; las etiquetas se utilizan para identificar la función o el parámetro al que hacen referencia las cajas de texto desplegables. Los **ComboBox** utilizados tienen diferentes funciones para la configuración de las opciones del programa, se explican a continuación:

- Selector de los rangos de tensiones y corrientes de entrada: Estos cuatro controles sirven para que la aplicación conozca la atenuación o amplificación que las señales reales están sufriendo al ser procesadas por las sondas, de este modo el programa puede calcular los parámetros característicos de las señales (valores medios y de pico).
- Selector de frecuencia de las señales: Para que la señal pueda representarse en la pantalla del ordenador de forma adecuada es necesario dividir todo el rango frecuencial que va a abarcar el osciloscopio en partes. Este **ComboBox** se utiliza para enviar al μ C el retardo temporal entre muestras de la señal, esto se justifica en la correspondiente a la programación del mismo (Pág. 89).
- Selector del puerto serie: Su propósito es dar mayor versatilidad al programa, además de facilitar el manejo al usuario dado que los puertos COM se pueden asignar en el sistema operativo, aunque no todos los usuarios tienen porque saber modificarlo. Por este motivo, se dispone este objeto en el menú principal, permitiendo que el usuario seleccione uno de los puertos COM que tenga libres en su ordenador. Además, se da la opción de que se trabaje sin conexión si sólo se desean ver gráficas anteriormente guardadas.

4.2.5.2. VENTANA DE REPRESENTACIÓN GRÁFICA.

Cuando se abre la ventana aparece maximizada para que la gráfica se vea a pantalla completa, la opción de restaurar se encuentra deshabilitada. Además, las funciones de dibujo se han implementado de manera se aproveche la mayor parte de la pantalla, ver figura 21.

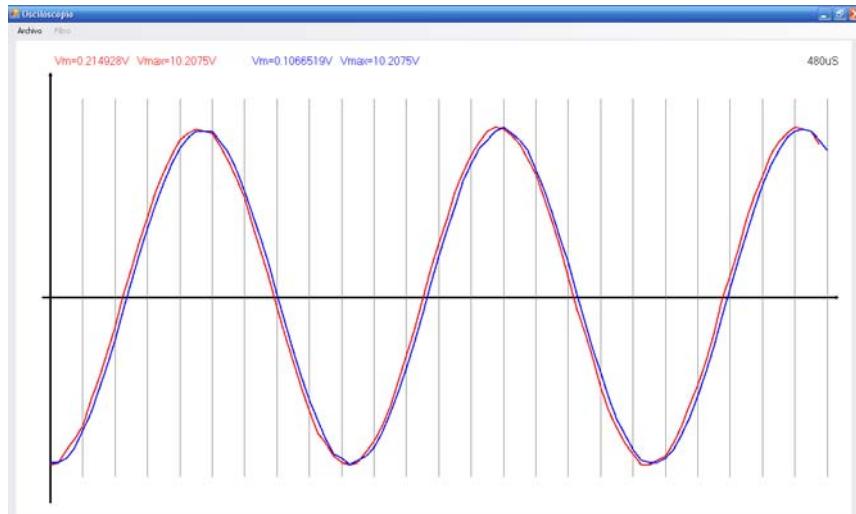


Figura 21. Ventana de representación gráfica.

El objeto **Form** (la ventana) contiene seis elementos, de los cuales sólo tres de ellos son visibles, éstos son un **PictureBox** y dos **MenuStrip** y los que se encuentran en un segundo plano son un **OpenFileDialog** y dos **SaveFileDialog**.

En el objeto **PictureBox** es donde se van a pintar las gráficas. El dibujo de las señales en la pantalla junto con el uso del objeto **SerialPort** han sido los puntos más complicados de la aplicación, las unidades que utilizan los métodos de las clases incluidas en las librerías son pixeles y el número de ellos en pantalla depende de la resolución de la misma, por lo que ha sido necesario ajustar los tamaños de dibujo utilizando las propiedades de las clases que permiten conocer el número de pixeles en los ejes X-Y del monitor.

Para facilitar la tarea de dibujo, se han linealizado las curvas a tramos, es decir, pintar las uniones de los puntos sucesivas mediante rectas. (Véase la figura 21, donde se muestra una captura de datos realizada por el osciloscopio).

El primer **MenuStrip**, designado como **Archivo**, abre el siguiente cuadro de dialogo:

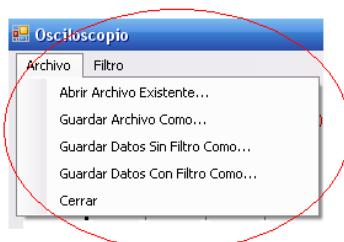


Figura 22. Menú desplegable que permite guardar datos y gráficas.

Este menú desplegable permite acceder a los otros tres objetos, el **OpenFileDialog1**, el **SaveFileDialog1**, y el **SaveFileDialog2**, a estos objetos se accede haciendo clic con el ratón en las opciones **Abrir Archivo Existente...** y **Guardar Archivo Como...**, etc. Se abren



entonces las ventanas típicas de Windows que permiten seleccionar la carpeta y sobre la que se desea realizar la operación pertinente, véase la figura 23 como ejemplo:

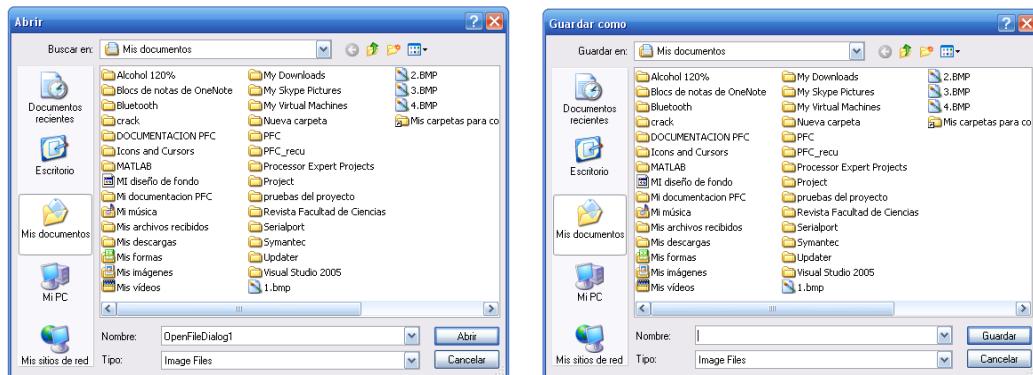


Figura 23. Objetos OpenFileDialog1 y SaveFileDialog1, respectivamente.

La opción **Cerrar** del **MenuStrip Archivo** cierra la ventana de dibujo actual.

El menú desplegable **Filtro**, mostrado en la figura 24, corresponde a la implementación de un filtro digital en cada uno de los canales. Este **MenuStrip** permite seleccionar el canal que se desea filtrar de manera independiente. De manera automática cuando se selecciona uno de los filtros, el resultado del tratamiento digital de la señal se muestra en pantalla.

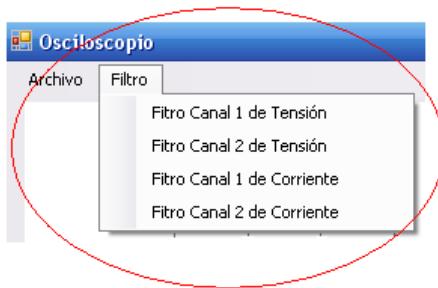


Figura 24. Menú desplegable que permite guardar datos y gráficas.

El control **MenuStrip** se ha utilizado en esta ventana en lugar de cualquier otro para un mayor aprovechamiento de la pantalla, maximizando el área de dibujo.

En lo referente al filtro digital implementado, dado que la información está codificada en la forma de onda de la señal, el tipo de filtro utilizado debe ser de dominio temporal. Para ello se programa un filtro en media móvil, siendo el más común en los DSP (Digital Signal Processor), esto se debe a que en la mayoría de las ocasiones éste es el más fácil de entender y usar, por ello es el tipo de filtro implementado. Además, como tenemos un número de muestras bastante limitado resulta óptimo.

Como su propio nombre indica, el filtro de la media móvil opera mediante el promedio de un número de puntos de la señal de entrada para producir cada punto de la señal de salida. Su expresión matemática es:



$$y[i] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x[i+j]$$

Al ser tan limitado el número de puntos, se utilizan 5 muestras para el filtrado y han sido tomados de forma simétrica.

4.2.6. TRATAMIENTO DE ERRORES.

De la misma manera que en el programa anterior, también se han tenido en cuenta los posibles fallos que pueden aparecer durante el uso del programa. Los errores en tiempo de ejecución y mensajes referentes a los mismos que pueden aparecer son:

- No selección de ninguna sonda ni trabajo en modo NO CONECTADO: cuando esto se produce la aplicación no sabe qué conjunto de instrucciones debe ejecutar y muestra el siguiente mensaje al usuario para recordarle que debe realizar una selección.

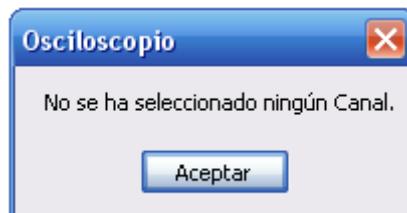


Figura 25. Mensaje de error por no selección de parámetros de trabajo.

- Introducción indebida en los rangos de entrada de las sondas: si por algún fallo del usuario se ven modificados los rangos de entrada de los **ComboBox** en los que se introduce el rango en que se encuentran funcionando las sondas aparece el siguiente mensaje:



Figura 26. Mensaje de error por modificación de la lista de rango de entrada.

- Fallo en la comunicación: cuando se produce un error en la transmisión de datos se muestra el siguiente mensaje para que el usuario intente solucionar la causa del problema. El mensaje es el siguiente:



Figura 27. Mensaje de error producido por un fallo en la comunicación serie.



4.2.7. DIAGRAMA DE CLASES (SOLUCIÓN B).

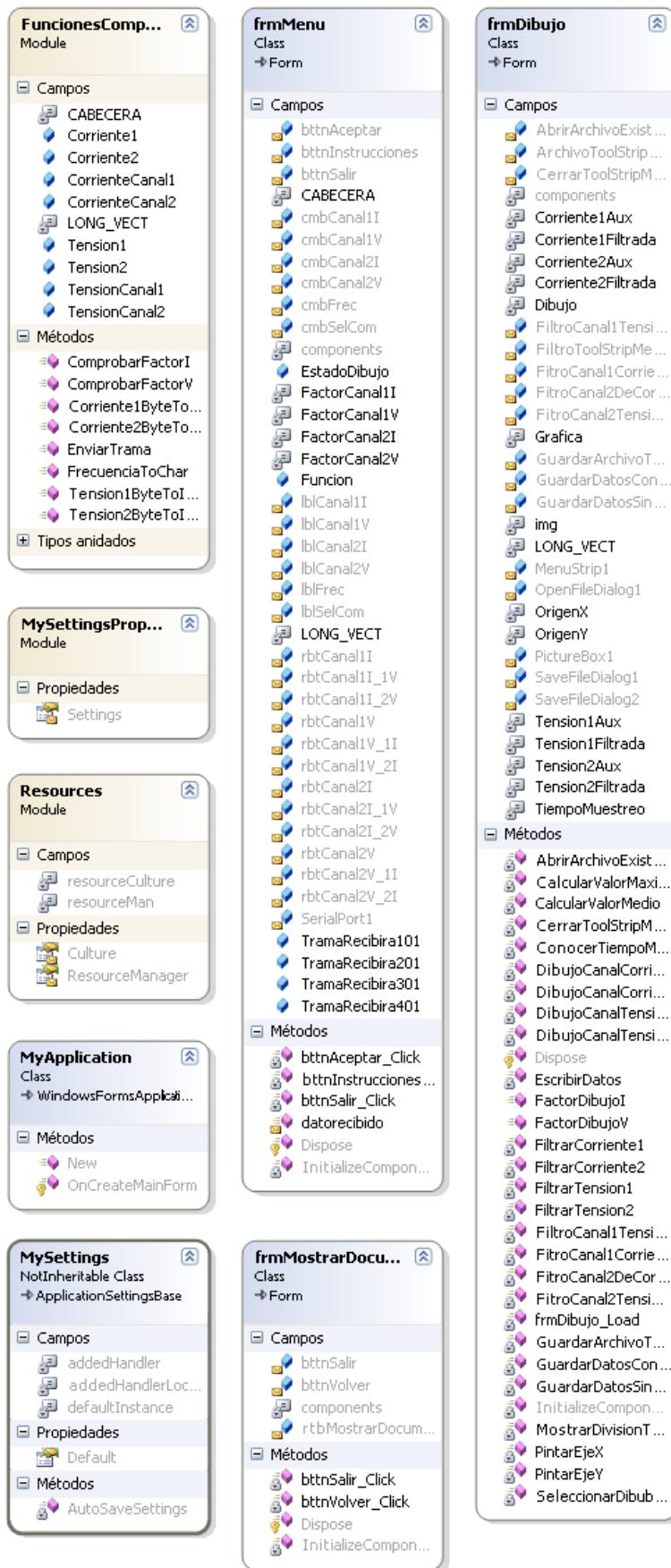


Figura 28. Diagrama de clases de la aplicación.



4.3. OSCILOSCOPIO (SOLUCIÓN EN JAVA).

La solución aquí presentada es una adaptación del código de la solución A en VB.NET tras modificar el envío de la trama de datos al mostrado en la página 27, Apartado 4.2.4.2. La aplicación desarrollada en este lenguaje tiene ciertas diferencias respecto de la anterior, la principal reside en la configurabilidad del puerto serie (Ver figura 29), anteriormente era manejado internamente por el programa. Las opciones de configuración están autogeneradas en el código en lugar de estar introducidas a mano mediante el editor gráfico. De esta manera lo que se consigue es, por ejemplo, que en el combo donde se selecciona el puerto COM en el que se encuentra conectado el dispositivo solamente aparezcan los puertos disponibles y que en los selectores de los rangos frecuenciales y de amplitud los usuarios no puedan introducir los valores, eliminando la posibilidad de que se produzca un error por parámetro no valido.

La interfaz gráfica se muestra en la imagen siguiente:



Figura 29. Interfaz gráfica correspondiente al programa realizado en Java.

En la parte inferior derecha se observa una barra de progreso que permite saber el estado en que se encuentra el proceso de recepción de datos.

Dado que los diagramas de casos de uso son de carácter general, no vuelven a desarrollarse en este punto. Tampoco se profundizará en cuestiones de diseño gráfico ni de la solución general empleada, aunque si se explicará a continuación tanto el modo de recepción de datos como los métodos de dibujo, puesto que presentan algunas diferencias que resultan relevantes.



4.3.1. RECEPCIÓN DE DATOS A TRAVÉS DEL PUERTO SERIE.

En Java la recepción de los datos provenientes del microcontrolador se ha resuelto mediante un evento que se produce cada vez que se recibe un byte, entonces se guarda en un buffer para su posterior tratamiento y se espera a que se produzca un nuevo evento, a que llegue el siguiente byte. Para conocer dónde empieza y dónde acaba la trama de transmisión se utilizan un byte de inicio y otro de parada; además, la longitud de dicha trama es conocida, puesto que depende de la función, del número de canales, que se está utilizando.

El diagrama de flujo de recepción en este lenguaje sería la siguiente:

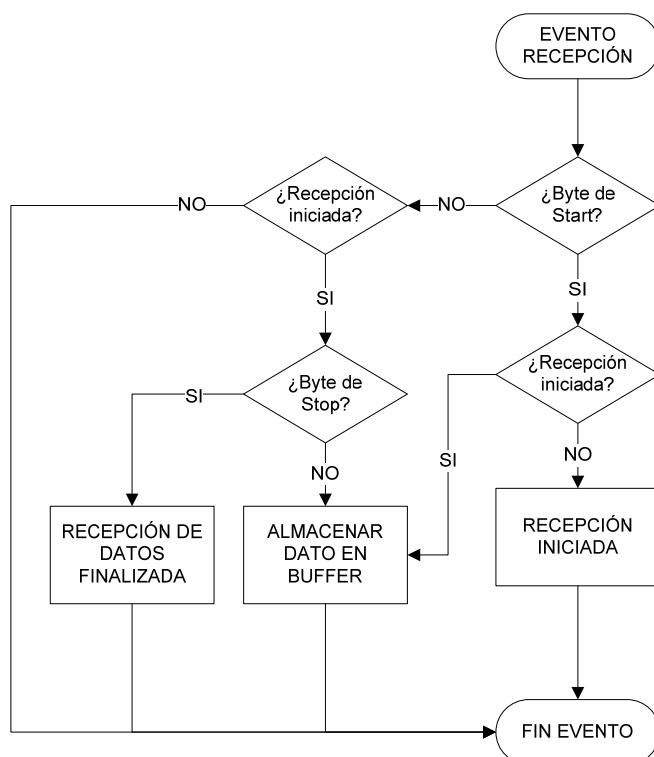


Figura 30. Diagrama de flujo de la recepción de datos por el PC desde el µC en Java.

4.3.2. METÓDO DE REPRESENTACIÓN GRÁFICA.

Para la representación gráfica se ha utilizado la librería JFreeChart, 100% libre, la cual permite a los desarrolladores mostrar gráficos de calidad profesional en sus aplicaciones. Entre sus características incluye:

- Una coherente y bien documentada API, con el apoyo de una amplia gama de tipos de gráficos.
- Un diseño flexible que resulta fácil de extender.
- Soporte para muchos tipos de salida, incluyendo los componentes Swing (librería gráfica estándar de j2se), archivos de imagen (incluyendo PNG y JPEG), gráficos vectoriales y los formatos de archivo (incluyendo PDF, EPS y SVG).
- JFreeChart es “open source”, software libre.



En la figura 31 se muestran una serie de imágenes que muestran el potencial de esta librería:

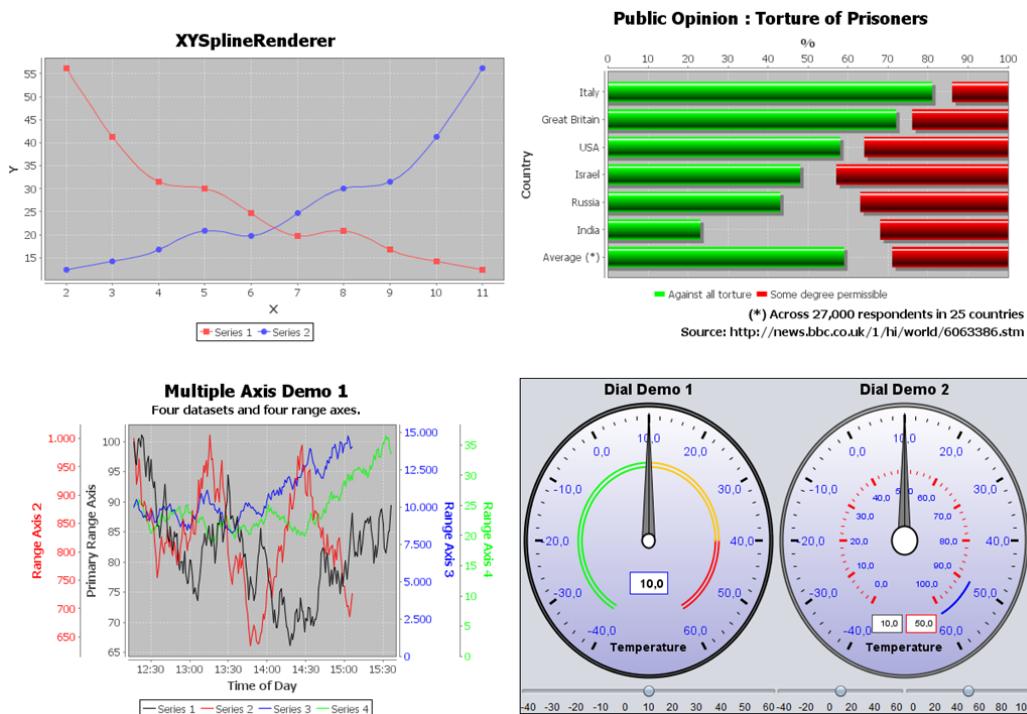


Figura 31. Algunos ejemplos de diferentes tipos de gráficas que se pueden realizar con la librería JFreeChart.

En este caso se ha utilizado la solución presentada en primer lugar, **XYSplineRenderer**, la cual representa gráficas lineales realizando una interpolación mediante Splines. Para esta aplicación se ha realizado con polinomios de segundo grado debido a que las interpolaciones de este tipo presentan problemas en las discontinuidades, en los cambios bruscos en las señales (ondas cuadradas y ondas de conducción en tiristores), donde aparecen pequeñas oscilaciones.

Por otra parte, este conjunto de librerías podría permitir la captura y la representación gráfica de señales en tiempo real dado que tienen clases implementadas para ello. Todos estos tipos de gráficos y muchos otros se pueden ver en la demo que se encuentra en el enlace <http://www.jfree.org/jfreechart/jfreechart-1.0.13-demo.jnlp>

Para más información acudir a la página en la que se encuentra la librería: <http://www.jfreechart.org/>



Por último, se muestra una imagen de la aplicación:

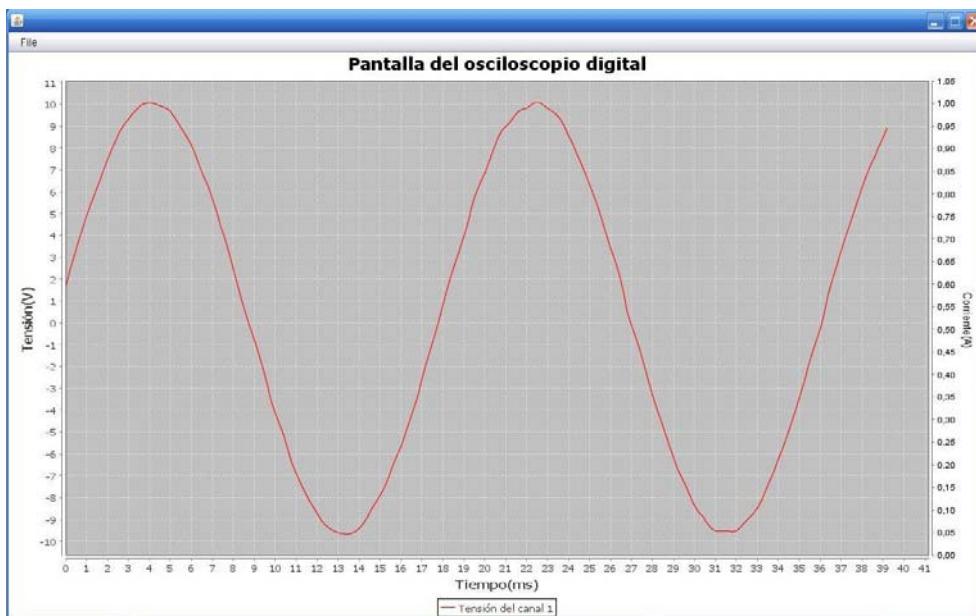


Figura 32. Ventana de representación gráfica.

4.4. PRÁCTICAS (SOLUCIÓN EN VISUAL BASIC .NET).

En lo que se refiere a las prácticas, la aplicación diseñada sólo trata las dos primeras de la asignatura. El resto se proponen como futuras líneas de trabajo.

Los diagramas tanto de casos de uso, de secuencia y de flujo de la aplicación son muy similares a los correspondientes a las dos aplicaciones anteriores. De hecho, este programa toma todas sus funciones, clases y métodos de los programas anteriores, a excepción de la clase que se refiere a la ventana principal. Por este motivo no aparecen aquí los citados diagramas.

4.4.1. DISEÑO DE INTERFACE GRÁFICA (GDI).

El aspecto de la ventana principal es el siguiente:

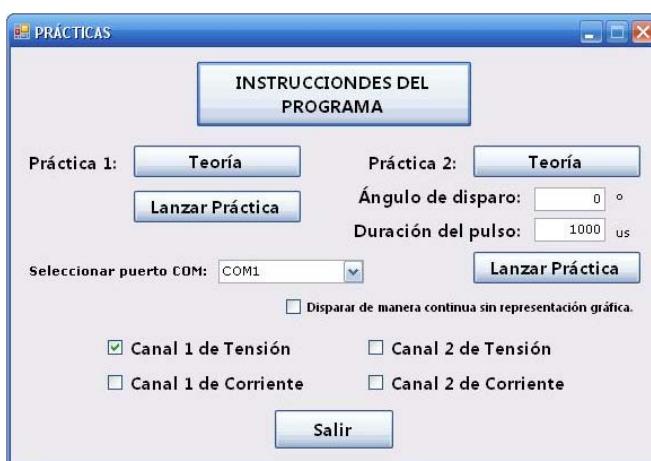


Figura 33. Ventana principal de la aplicación para las prácticas de electrónica de potencia.



Del mismo modo que sus diagramas eran similares a los de aplicaciones anteriores, también resultan similares su estructura y funcionamiento. Los botones **Teoría** e **INSTRUCCIONES DEL PROGRAMA** llaman a la clase **frmMostrarDocumentos** (Ver fig. 8, Pág. 15), permitiendo visualizar en pantalla los documentos pertinentes.

Igual que en osciloscopio se permite la selección del puerto de comunicaciones. El botón **Salir** cierra el programa. Los botones **Lanzar Práctica** corresponden cada uno a una función, en sus eventos se construye el vector de envío con los parámetros apropiados. Se explicará a continuación.

Por último, dispone de un nuevo tipo de control, el **CheckBox**. Hay cinco de estos controles, el primero le indica al programa que el control del ángulo de disparo de la práctica 2 se va a ser continuo y sin tomar medidas por parte del microcontrolador. Esta opción permite cambiar el ángulo de disparo y el tiempo del pulso en tiempo real. Los otros cuatro van a permitir al usuario seleccionar cuales son los canales que se van a representar en la ventana de representación, aunque el μ C tomará las muestras de los cuatro y las enviará al PC. Por motivos de diseño estos valores no serán recuperables, es decir, para representar una gráfica que no haya sido seleccionada en la ventana principal será necesario volver a lanzar la captura.

4.4.1.1. PRÁCTICA 1.

Para la práctica 1 se utiliza una de las funciones del programa Osciloscopio sin modificación alguna, adecuando los parámetros a este caso. La señal tiene una frecuencia conocida 50Hz o 100Hz y la amplitud de la red monofásica de suministro.

El diagrama de flujo sería similar al que aparece en la figura 14, página 20 de este documento.

Se representan en pantalla los canales seleccionados en los **CheckBox**.

4.4.1.2. PRÁCTICA 2.

Igual que en el caso anterior, los parámetros que constituyen la trama de envío son exactamente los mismos. La diferencia estriba en que tanto el ángulo de disparo, como el tiempo de pulso tendrán el valor introducido por el usuario, por tanto, estos valores no tienen por qué ser iguales a cero. Si el usuario desea realizar un control del ángulo de disparo en tiempo real se enviará un valor de sample (muestreo) de 255, el valor que estaba codificado con el enumerado, ver tabla 4 en la página 26. De esta manera el μ C podrá interpretar esta circunstancia.



4.4.2. TRATAMIENTO DE ERRORES.

Como esta aplicación está basada principalmente en el programa Osciloscopio la mayor parte de las excepciones son las que se encuentran en las páginas 33 y 34. Aunque existen dos que son exclusivas de esta aplicación y se refieren al ángulo de disparo y al tiempo del pulso, ambos valores presentan un máximo. El ángulo de disparo ha sido limitado a 360° , el mensaje que aparece en pantalla cuando se sobrepasa este límite se muestra en la figura 34. Del mismo modo, el tiempo de duración del pulso ha sido limitado a $15000\mu\text{s}$, cuando se supera dicho valor el mensaje que aparece es el que aparece en la figura 35.

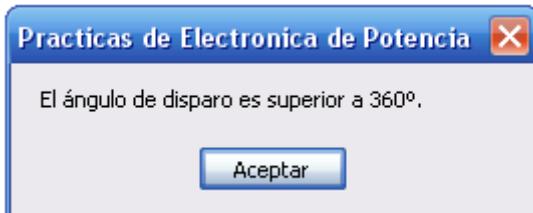


Figura 34. Mensaje de error producido por superar el ángulo de disparo límite.

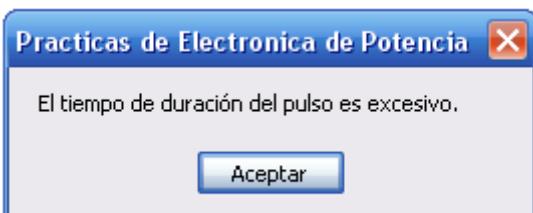


Figura 35. Mensaje de error producido por superar el tiempo de pulso límite.



4.4.3. DIAGRAMA DE CLASES

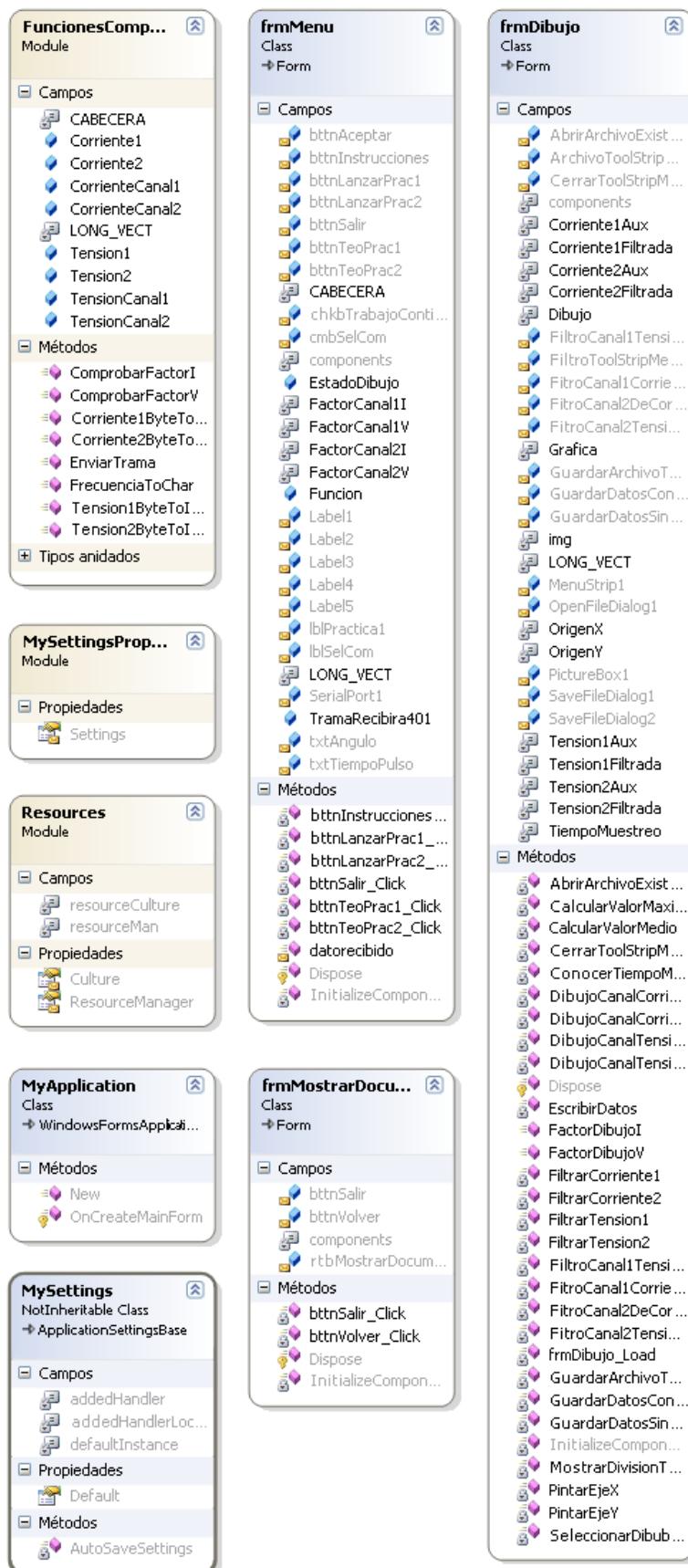


Figura 36. Diagrama de clases de la aplicación.



4.5. PRÁCTICAS (SOLUCIÓN EN JAVA).

Tal y como ocurría entre los lenguajes para la aplicación Osciloscopio, esta aplicación también resulta ser esencialmente la misma que la del apartado anterior. La diferencia está nuevamente en que el programa prácticas de potencia realizado en Java proporciona un mayor control al usuario sobre el puerto serie. En la figura 37 se muestra ventana principal de la aplicación:



Figura 37. Ventana principal de la aplicación para las prácticas de electrónica de potencia en Java.

De la misma manera que en la aplicación VB.NET se pueden seleccionar los canales que se desean representar en la pantalla con unos checkbox, aunque en este caso se encuentran en la parte inferior de la ventana de dibujo y sí se pueden volver a representar los canales sin más que seleccionar los checkbox, sin necesidad de volver a lanzar la captura de datos.

4.6. OSCILOSCOPIO Y PRÁCTICAS (SOLUCIÓN EN MATLAB).

Para mostrar el potencial del sistema completo y la consistencia de la solución final adoptada, se ha desarrollado una aplicación en Matlab que demuestra la importancia de realizar un buen análisis del problema y llegar a una solución sólida. En este caso se traduce en la posibilidad de adaptar la solución a cualquier plataforma de una manera sencilla.

El motivo para realizar una aplicación en Matlab es que el lenguaje es más conocido por el profesorado, dado que es muy utilizado en investigación, pues resulta muy útil y versátil. Además, demuestra la capacidad de adaptación del proyecto, de manera que los propios profesores podrían modificarlo y completarlo de la manera que estimaran conveniente.

En este caso se ha realizado la aplicación en el terminal de comandos de Matlab (figura 38), lo que se conoce como modo consola, siendo bastante típico en las fases de desarrollo y diseño



de proyectos. En lo demás no difiere de las otras soluciones adoptadas, se ha traducido la solución a lenguaje Matlab.

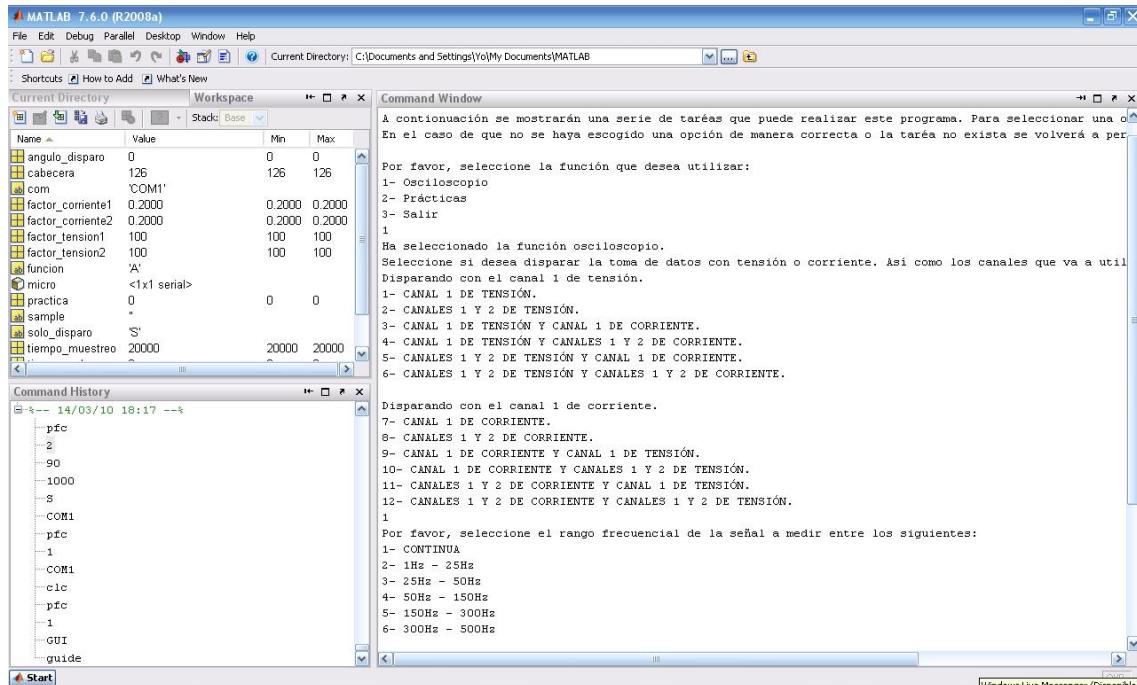


Figura 38. Imagen del programa implementado en Matlab a través de la línea de comandos.

No se incide en el diseño y desarrollo de la aplicación puesto que la intención es mostrar que las soluciones presentadas podrían adaptarse perfectamente tanto a este lenguaje como a cualquier otro. La solución aquí presentada únicamente pide al usuario los parámetros que requiere de manera secuencial.

Resulta mucho más fácil la implementación mediante Matlab, dado que está concebido, entre otras cosas, para el control de instrumentación, y en consecuencia permite manejar el puerto serie de manera muy sencilla. Además, posee su propio editor de interfaces gráficas.



5. DISEÑO DEL HARDWARE.

El sistema va a estar destinado a su uso en las prácticas de potencia y se va a ver sometido a tensiones y corrientes de entrada elevadas. Por tanto, resulta imprescindible aislar dichas partes para evitar daños al elemento de medida, que bien pueden ser el μ C o el osciloscopio. Para el aislamiento del circuito de potencia y el dispositivo de medida, se procede al diseño de una sonda aislada de corriente y otra de tensión.

5.1. SONDAS AISLADAS.

Las consideraciones de partida son las siguientes:

- La sonda aislada de tensión debe ser capaz de soportar la red trifásica de distribución (520V).
- La sonda de corriente debe de poder medir corrientes entre 0 y 4 Amperios.

Evidentemente, la inferencia en el sistema a medir de las sondas tiene que ser mínima.

El elemento más crítico a la hora de diseñar es el amplificador de aislamiento, por lo tanto, primero se han seleccionado los más apropiados teniendo en cuenta que el coste final tiene que ser bajo.

5.1.1. SONDA DE CORRIENTE.

Para realizar el diseño de una sonda aislada, podemos hacerlo mediante dos métodos:

- Sensor de efecto Hall: El uso de un sensor de efecto hall convencional, sería una buena solución, puesto que los de tipo genérico tienen un coste bajo, unos pocos euros. El problema reside en que es necesario caracterizar su comportamiento frente a la distancia al cable por el que circula la corriente y a la magnitud de la misma. Siendo esto debido a que los fabricantes de los sensores estudiados sólo dan las curvas de salida del sensor con respecto a la intensidad del campo eléctrico.

Se podría pensar en la posibilidad de utilizar un sensor de efecto hall específico para medir corriente, los cuales permiten medir corrientes en un amplio rango, a costa de un precio elevado, decenas de euros.

- Resistencia Shunt de corriente: Este método es simple de implementar. Consiste en una resistencia de bajo valor óhmico y potencia suficiente, la cual se introduce en el circuito sobre el que se quiere medir, abriéndolo, igual que se haría con un amperímetro convencional. Tenemos entonces una conversión corriente – tensión. Por la ley de Ohm, $V = I \cdot R_{SHUNT}$, tenemos entre extremos de la resistencia una tensión proporcional a la corriente que circula por el circuito. El coste de esta resistencia es bajo, en torno al euro.



En este diseño, además de la resistencia, es necesaria una acomodación de la señal y un aislamiento entre el circuito de potencia y el elemento de medida, bien sea el μ C o el osciloscopio.

Por su sencillez y su bajo coste, la opción elegida es Shunt de corriente. Como consecuencia, el siguiente paso es la elección de un amplificador de aislamiento. El amplificador elegido es un HCPL-7840, en cuya hoja de características el fabricante especifica una aplicación para la medida de corriente (Ver anexos, capítulo 6).

De las hojas de características de dicho elemento se extrae que su rango de entrada lineal es de $\pm 200\text{mV}$ y su ganancia de 8 (para más información consultar tablas *Recommended Operating Conditions and DC Electrical Specifications* de las hojas características, ver capítulo 6 de los anexos).

Dadas estas condiciones se ha montado el siguiente circuito:

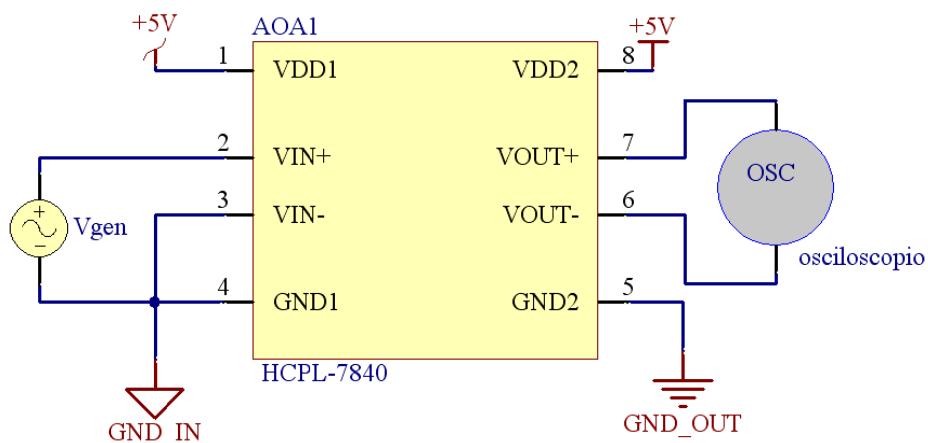


Figura 39. Circuito de prueba del HCPL-7840.

Para ello se ha utilizado el generador de funciones, dos fuentes de alimentación independientes y el osciloscopio del laboratorio.

Con éste sencillo circuito se ha comprobado que el amplificador operacional (AO) se comporta tal y como indica el fabricante para señales de entrada de $\pm 200\text{mV}$, que la ganancia a la salida es efectivamente de 8 y que el ancho de banda efectivo es de 100KHz. Además, con él se ha observado la necesidad de realizar un filtrado de la señal porque ésta se muestra bastante ruidosa en su salida, algo que arrastra desde la señal de entrada. Para observar y demostrar dicho comportamiento, se muestran a continuación las tensiones de entrada y salida, para diferentes frecuencias:

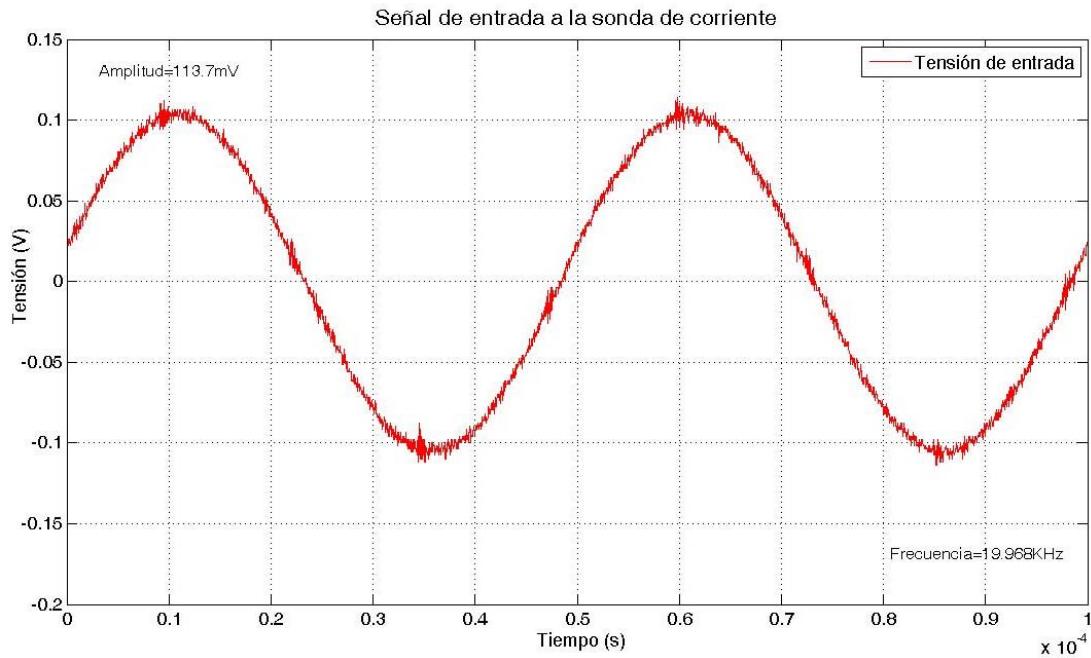


Figura 40. Señal de entrada para el test del componente.

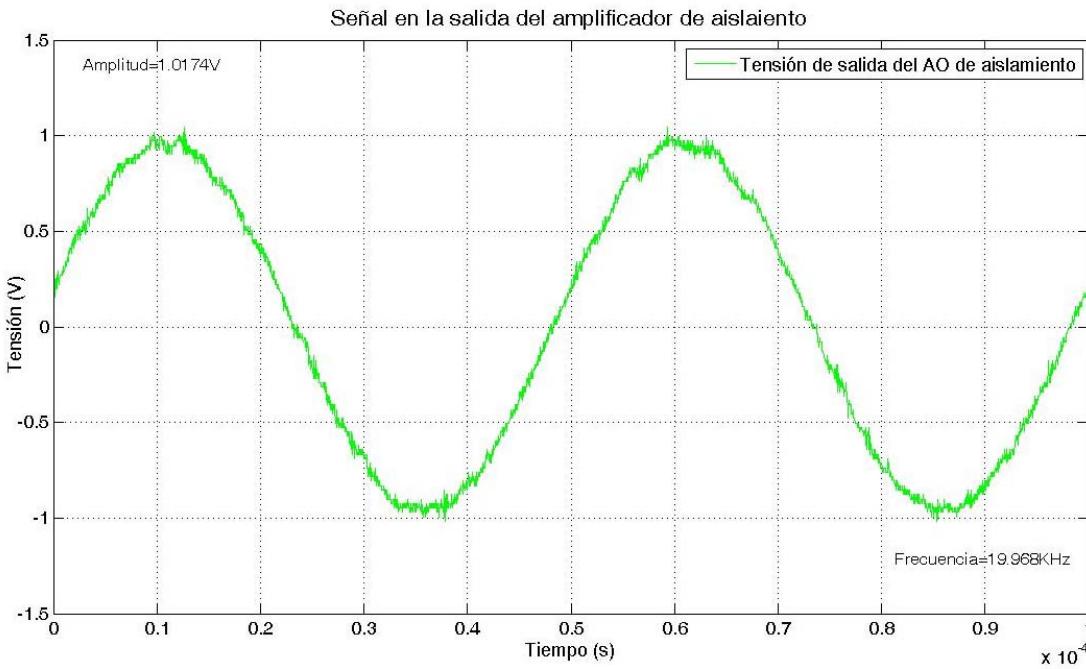


Figura 41. Señal de salida en el test del componente.

Se observa el buen comportamiento del amplificador en frecuencia y una amplificación del dispositivo de 8 aproximadamente.



A continuación se muestra el comportamiento en la frecuencia de corte con la misma amplitud en la entrada:

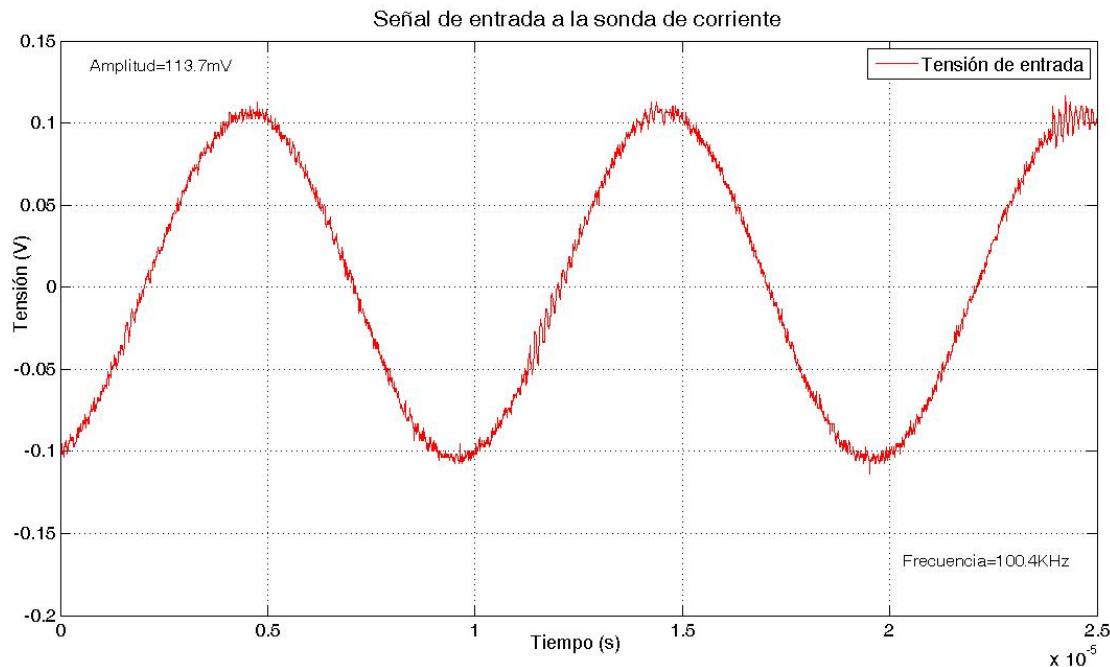


Figura 42. Señal de entrada para la comprobación de la frecuencia de corte.

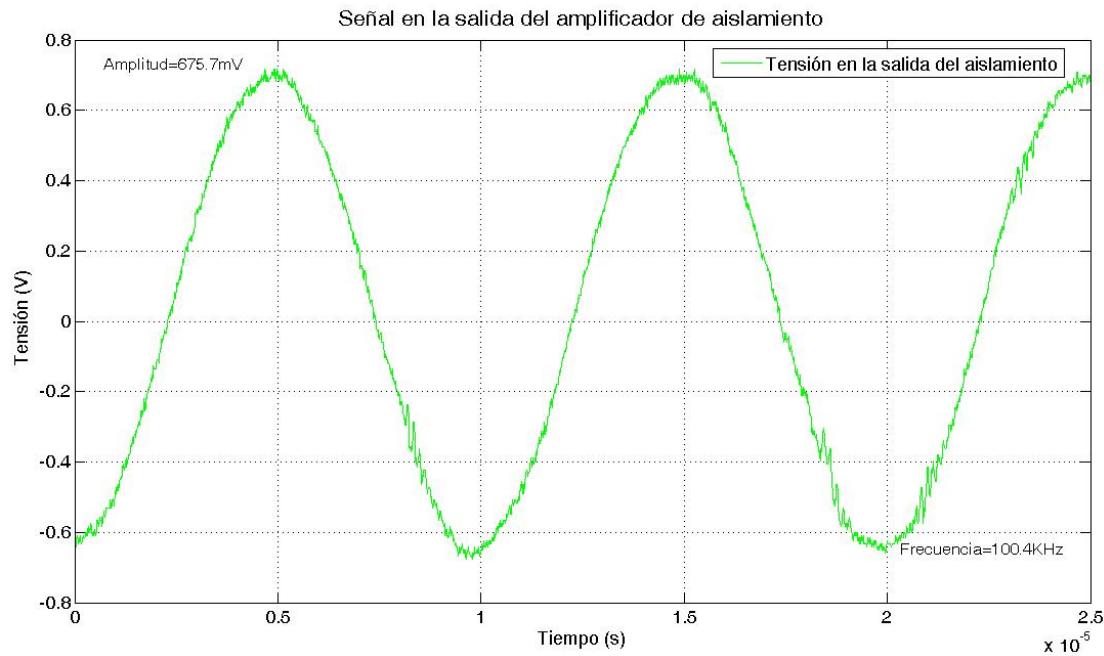


Figura 43. Señal de salida en la comprobación de la frecuencia de corte.

Es evidente el efecto atenuador de la frecuencia de corte, ahora la tensión es aproximadamente el 70% de la obtenida con una frecuencia dentro de la banda plana de operación.



A 150KHz la atenuación es totalmente manifiesta, ver figura 44:

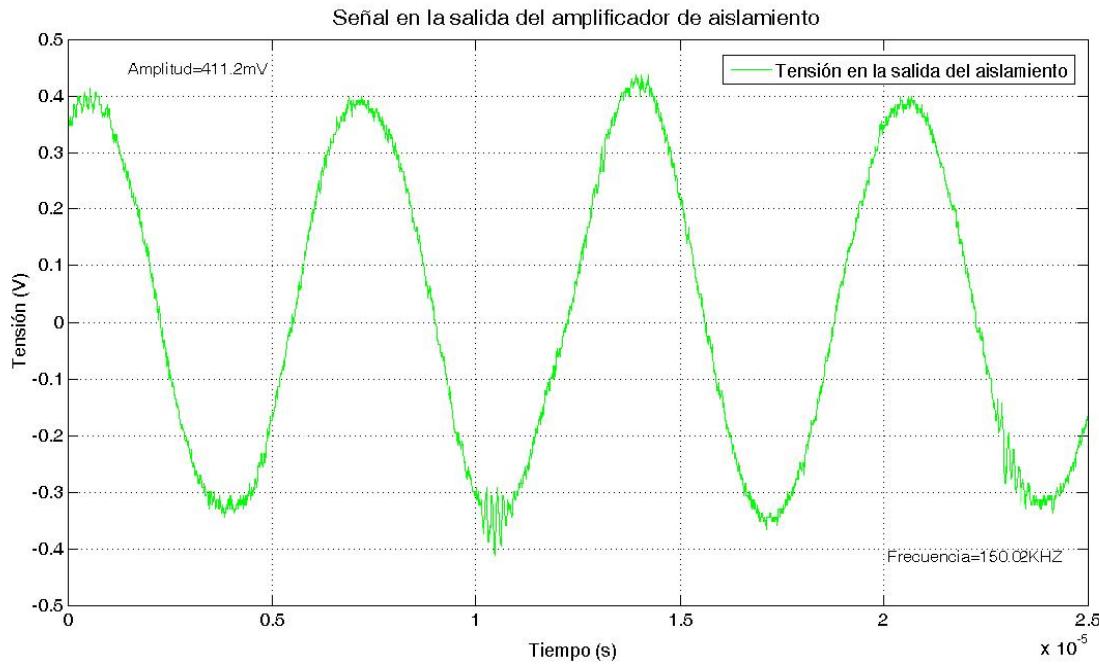


Figura 44. Señal en la salida del AO de aislamiento a 150KHz.

A partir de este punto se procede al diseño completo de la sonda.

5.1.1.1. ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE ENTRADA (R_{SHUNT}).

Las especificaciones del problema dicen que las corrientes a medir se encuentran entre 0 y 4 A, por ello y para dotar al sistema de una resolución suficiente se han dividido las corrientes de entrada en dos escalas principales: de 0 a 2 A y de 0 a 4 A. Por este motivo, para abarcar todo el rango de operación lineal del HCPL-7840, el valor de las R_{SHUNT} es de $0,1\Omega$.

El circuito de entrada es el siguiente:

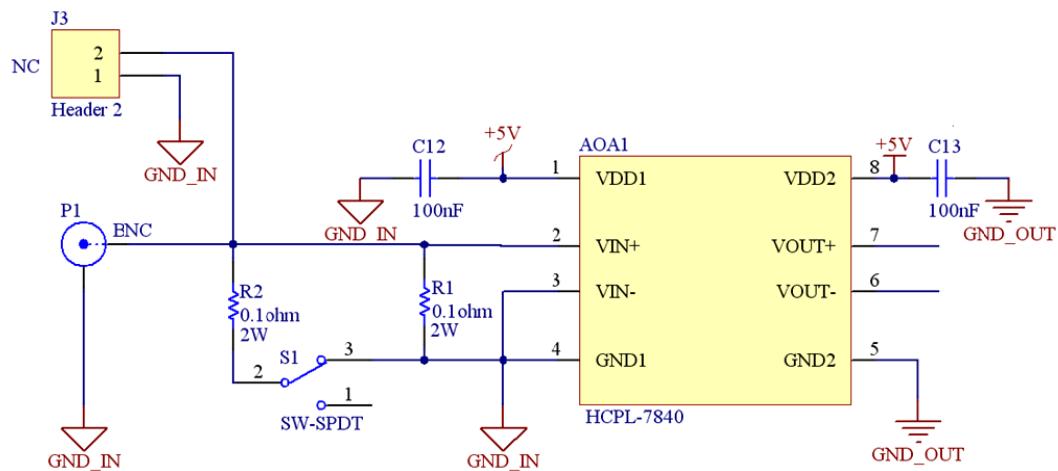


Figura 45. Circuito de acondicionamiento de entrada.



Tabla de escalas con las resistencias de entrada conectadas:

| ESCALAS (I) | R1 | R2 | S1 | R _{IN} |
|-------------|----|-----|-----|-----------------|
| 0 – 2 A | ON | OFF | OFF | 0,1Ω |
| 0 – 4 A | ON | ON | ON | 0,05Ω |

Tabla 5. Escalas principales y configuración de los interruptores para su selección.

En principio parece que el amplificador trabaja en modo diferencial en la entrada y que no sería necesario conectar VIN- a masa, pero no trabaja de este modo. El fabricante en todos los circuitos de aplicación y de test que muestra en el datasheet (ver capítulo 6 de los anexos) conecta estos dos terminales. Además, se ha comprobado experimentalmente que no se comporta bien sino se realiza esta conexión, apareciendo en la salida una señal de 50Hz superpuesta a la que en teoría tendría que presentarse en la salida al no realizar dicha conexión.

P1 es un conector BNC para permitir la conexión de una sonda del osciloscopio o un terminal con cocodrilos y J3 es una bornera para permitir la conexión de cables si se trabaja con placas blancas de prototipado. En este caso, se encuentra no conectado porque disponemos de sondas y terminales con cocodrilos.

Los condensadores C12 y C13 son de filtrado de la alimentación y tienen los valores recomendados por el fabricante del HCPL-7840 (ver anexos, capítulo 6).

5.1.1.2. ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL A LA SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO.

La señal de entrada máxima al amplificador es de $\pm 200\text{mV}$ y, por tanto, su salida de $\pm 1'6\text{V}$; una señal bastante pequeña. Además se procede a la división del rango entre 0 y 2A en otras escalas más pequeñas para así obtener una mayor resolución. Sumado esto al problema del ruido, se hace necesaria una amplificación.

En lo referente al ruido y al filtrado de señales, la relación señal - ruido debe ser lo suficientemente grande para que el filtrado sea eficiente, se deben seguir los siguientes pasos:



Figura 46. Proceso de filtrado.

Las escalas de corriente van a ser las siguientes:

| ESCALAS (I) |
|-------------|
| 0 – 20mA |
| 0 – 200mA |
| 0 – 2 A |
| 0 – 4 A |

Tabla 6. Escalas completas de la sonda de corriente.



Para realizar la amplificación utilizamos un AO de instrumentación, el INA217, que tiene entrada en modo diferencial y salida en modo común; además, su ganancia es programable mediante una resistencia. También permite introducir un potenciómetro para compensar el offset del HCPL-7840, que para señales bajas resulta relevante.

El INA217 se alimenta a $\pm 15V$, por este motivo la señal se va a amplificar hasta 10V para los valores máximos de entrada, dejando 5V de manera que el AO no se vea saturado por el ruido.

La tabla de amplificación es la siguiente:

| ESCALAS (I) | R ENTRADA | G | R _G |
|-------------|-------------------|------|----------------|
| 0 - 20mA | 0,1Ω | 625 | 16Ω |
| 0 - 200mA | 0,1Ω | 62,5 | 162Ω |
| 0 - 2 A | 0,1Ω | 6,25 | 1,9KΩ |
| 0 - 4 A | 0,1Ω// 0,1Ω=0,05Ω | 6,25 | 1,9KΩ |

Tabla 7. Relación de escalas con las resistencias y la ganancia de la amplificación.

Ecuación para el cálculo de la ganancia necesaria:

$$G = \frac{V_{MAX\ DE\ SALIDA}}{I_{MAX\ ESCALA} \cdot R_{ENTRADA} \cdot G_{HCPL-7840}} = \frac{10V}{I_{MAX\ ESCALA} \cdot R_{ENTRADA} \cdot 8}$$

Ecuación de ganancia del INA217 es: $G = 1 + \frac{10K}{R_G}$

En la entrada V_{REF} del INA217 se ha colocado el conmutador S2 para conectar a masa la referencia del AO o para hacerlo con el potenciómetro R20 y compensar la posible tensión de offset.

El esquema resultante es el siguiente:

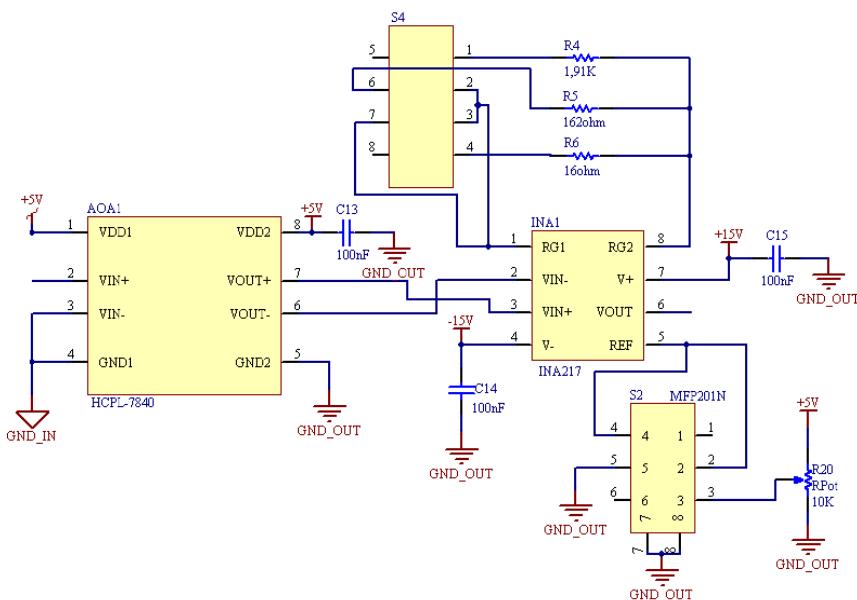


Figura 47. Circuito de amplificación en la salida del AO de aislamiento.



La tensión a la salida del INA 217 con una $R_G=1'8\text{K}\Omega$ (valor más próximo a $1'9\text{K}\Omega$ que había en el laboratorio) y la tensión de entrada de la figura 40 es ésta:

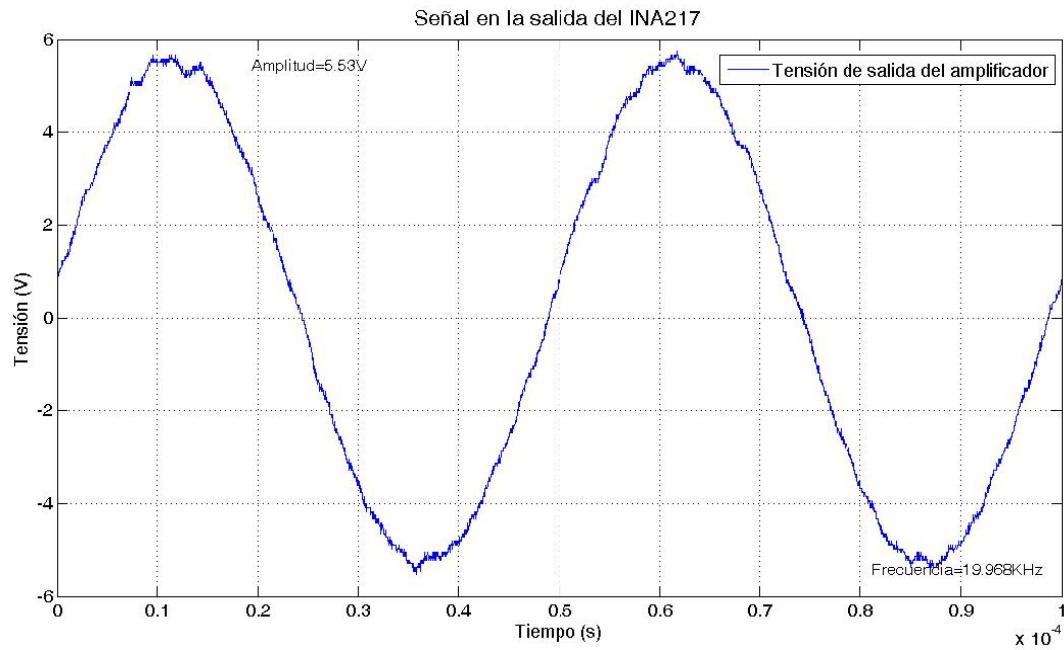


Figura 48. Circuito de amplificación en la salida del AO de aislamiento.

5.1.1.3. FUENTE DE ALIMENTACIÓN.

Para que el aislamiento sea efectivo las fuentes de alimentación del circuito de entrada y el de salida deben tener referencias diferentes. Se ha resuelto este problema utilizando un transformador con dos salidas independientes.

Las fuentes de alimentación son lineales y se han implementado con reguladores lineales de tensión. El resultado es el siguiente:

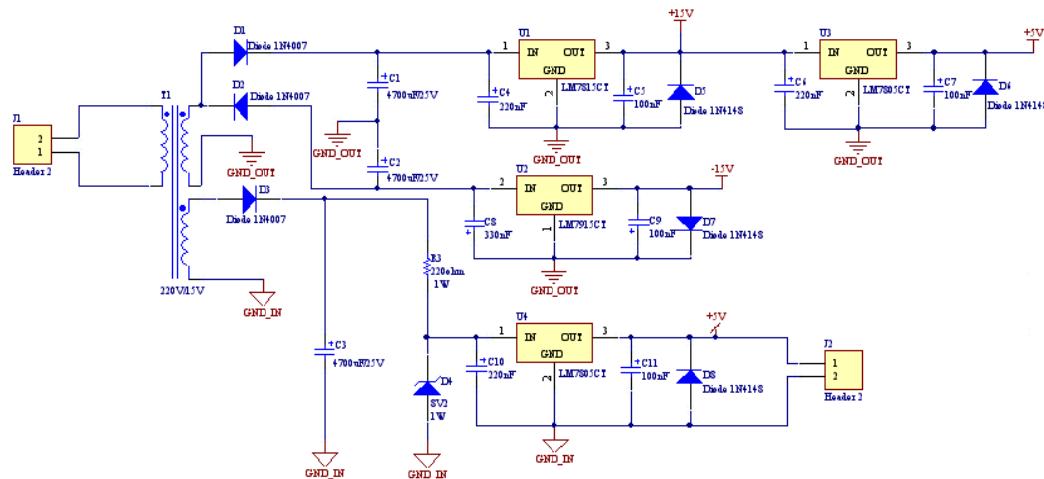


Figura 49. Fuente de alimentación para la sonda de corriente.



CÁLCULOS DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN:

- Transformador:

La tensión máxima de alimentación es de $\pm 15V$, la tensión drop-out de los reguladores LM7815 y LM7915 es de 2V; por lo tanto, a la entrada necesitamos una tensión mínima de 17V en valor absoluto, además en el diodo rectificador cae 1V más. La tensión media en el condensador debe ser de al menos de 18V.

$V_{TRAFO} = \frac{18}{\sqrt{2}} = 12'7V$. Como el valor más cercano de transformación son 15 V. El transformador será de **230V/0-15,0-15**.

- Condensadores C1, C2 y C3:

Con un transformador de 15V su tensión de pico es 21,21V.

Permitiendo un rizado (ΔV_o) de 2V y habiendo seleccionado previamente un transformador de 12VA, lo que implica una corriente de salida máxima de 0'4A, se obtiene:

$$C = \frac{I}{f \cdot \Delta V_o} = \frac{0'4}{50 \cdot 2} = 4000\mu F$$

$$C1 = C2 = C3 = 4700\mu F/25V$$

- Diodos rectificadores:

El tipo de diodo seleccionado es el 1N4007 capaz de soportar los 21V de pico en inversa y la corriente máxima que es capaz de suministrar el transformador (0,4A).

- Alimentación del circuito de entrada

En la entrada únicamente necesitamos alimentar el HCPL-7840, y su tensión de alimentación es de +5V, la parte del circuito de la fuente de alimentación completa es la siguiente:

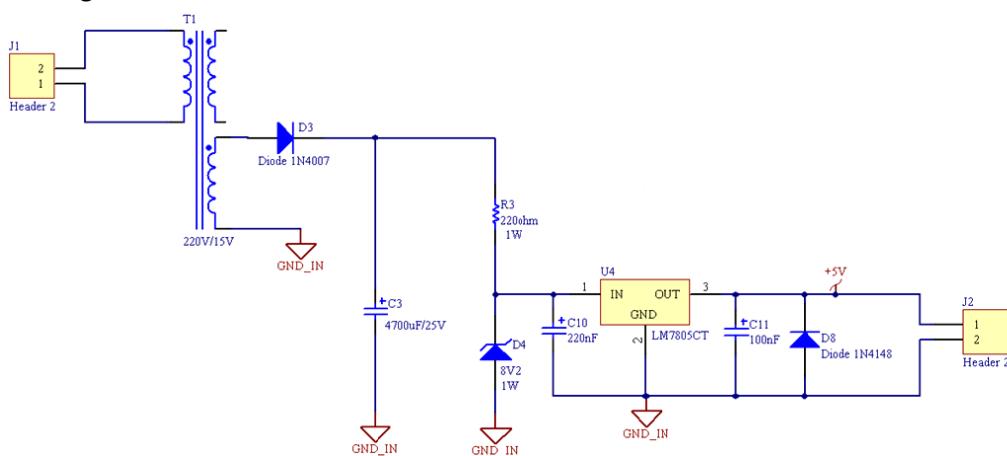


Figura 50. Alimentación del circuito de entrada.

Diodo Zener:

Como la tensión en el condensador es muy elevada para conectarla directamente al regulador de tensión (LM7805) se reduce con un diodo Zener en la entrada del regulador. Como la tensión de drop-out es de 2V el valor de D4 debe de ser al menos de 7V, se toma un valor algo superior y se elige el Zener con, $V_z=8V2$.

Dada la tensión media en el condensador C3, 18V, y sumándole 1V del rizado, su tensión máxima es de 19V. Por tanto, la corriente máxima que podrá circular por el diodo, teniendo este una potencia máxima de 1W, será:

$$P_Z = V_Z \cdot I \Rightarrow I_{MAX} = \frac{P_Z}{V_Z} = \frac{1W}{19V - 8,2V} = 92,5mA$$

Calculo de R3:

Limitando la corriente a 50mA, se calcula R3:

$$R3 = \frac{V_{R3}}{I_{LIM}} = \frac{19V - 8,2V}{50mA} = 216\Omega. \text{ Por aproximación: } \mathbf{R3=220\Omega}$$

Potencia en R3:

$$P_{R3} = \frac{(V_{R3})^2}{R_3} = \frac{(19V - 8,2V)^2}{220\Omega} = 530mW; \mathbf{P_{R3} = 1W}$$

Regulador de tensión U4:

Los condensadores C10 y C11 tienen los valores recomendados, el diodo D8 también se ha puesto por recomendación del fabricante.

Potencia en el regulador U4 (LM7805):

Dados los siguientes valores por el fabricante:

- Temperatura de la unión: $(T_J)_{MAX}=125^\circ C$
- Resistencia térmica unión-ambiente: $\theta_{JA}=54^\circ C/W$
- Temperatura ambiente: $T_A=25^\circ C$

$$(T_J)_{MAX} - T_A = P_{MAX} \cdot \theta_{JA};$$

$$P_{MAX} = \frac{(T_J)_{MAX} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{125^\circ - 25^\circ}{54^\circ C/W} = 1,85W$$

Ésta es la potencia máxima que puede disipar el regulador, ahora se procede al cálculo de la potencia disipada por el regulador en el diseño para ver así la necesidad o no de un disipador térmico.

$$P_{U4,CTO} = (8,2V - 5V) \cdot 0,050A = 175mW. \text{ No es necesario el uso de disipador.}$$

Finalmente, el conector J2 se ha conectado para que los alumnos dispongan de una fuente de alimentación en caso de que monten este proyecto en casa, dándole así una funcionalidad más. Si la sonda se utiliza como fuente de alimentación se



desaconseja su uso simultaneo para medida, puesto que los transitorios de corriente podrían afectar a ésta.

En todo caso su funcionamiento como fuente de alimentación sólo está asegurado para corrientes de 30mA como máximo, estando destinado su uso para alimentación de circuitos digitales y para situaciones de muy bajo consumo de corriente.

Para la alimentación de dispositivos analógicos y circuitos con mayor demanda de corriente se habilitará la fuente de alimentación diseñada para la sonda de tensión, la cual dispondrá de salida bipolar de $\pm 15V$. Esté diseño se mostrará más adelante.

- Alimentación del circuito de salida:

Para alimentar todos los amplificadores de salida es necesaria una alimentación bipolar de $\pm 15V$ y una de $+5V$. El esquema del circuito es el siguiente:

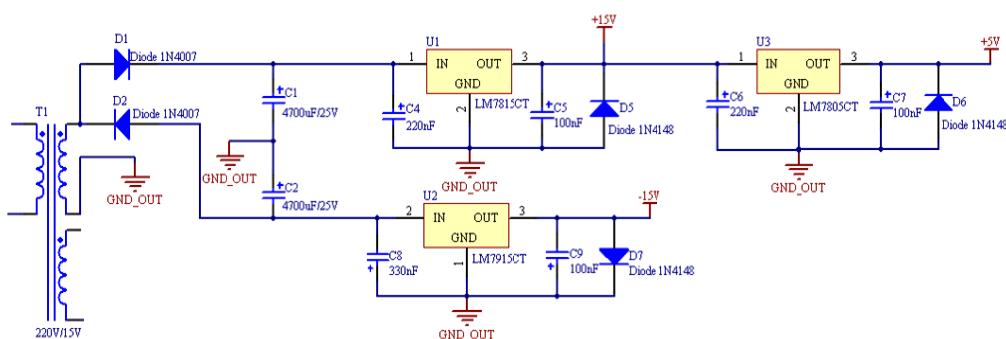


Figura 51. Alimentación del circuito de salida.

Reguladores de tensión U1, U2 y U3:

C4, C5, C6, C7, C8 y C9 tienen los valores recomendados; D5, D6 y D7, también recomendados por el fabricante.

Potencia en el regulador U1 (LM7815):

Dados los siguientes valores por el fabricante:

- Temperatura de la unión: $(T_J)_{MAX}=125^\circ C$
- Resistencia térmica unión-ambiente: $\theta_{JA}=54^\circ C/W$
- Temperatura ambiente: $T_A=25^\circ C$

$$(T_J)_{MAX} - T_A = P_{MAX} \cdot \theta_{JA};$$

$$P_{MAX} = \frac{(T_J)_{MAX} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{125^\circ - 25^\circ}{54^\circ C/W} = 1,85W$$

Para el peor caso, $I=0'4A$:

$$V_{C1} = V_{PICO_TRAFO} - V_{DIODO} - \frac{\Delta V_0}{2} = 21 - 1 - 1 = 19V$$

$P_{U1,CTO} = (19V - 15V) \cdot 0,4A = 1,6W$. **No es necesario el uso de disipador.**



Potencia en el regulador U2 (LM7915):

Dados los siguientes valores por el fabricante:

- Temperatura de la unión: $(T_J)_{MAX}=125^\circ C$
- Resistencia térmica unión-ambiente: $\theta_{JA}=50^\circ C/W$
- Temperatura ambiente: $T_A=25^\circ C$

$$(T_J)_{MAX} - T_A = P_{MAX} \cdot \theta_{JA};$$

$$P_{MAX} = \frac{(T_J)_{MAX} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{125^\circ - 25^\circ}{50^\circ C/W} = 2W$$

Para el peor caso, $I=0'4A$:

$$V_{C2} = V_{PICO_TRAFO} - V_{DIODO} - \frac{\Delta V_0}{2} = 21 - 1 - 1 = 19V$$

$$P_{U2,CTO} = (19V - 15V) \cdot 0,4A = 1,6W. \text{ No es necesario el uso de disipador.}$$

Potencia en el regulador U3 (LM7805):

La potencia máxima ha sido calculada anteriormente, $P_{MAX} = 1,85W$

Este regulador únicamente se utiliza para alimentar la salida del amplificador de aislamiento, el cual según el fabricante, en su etapa de salida tiene un consumo máximo de 15,5mA.

$$P_{U3,CTO} = (15V - 5V) \cdot 15,5mA = 155mW. \text{ No es necesario el uso de disipador.}$$

5.1.1.4. FILTRADO.

Para tratar esta señal analógica vamos a utilizar un filtro activo pasa-baja, dado que queremos filtrar el ruido de alta frecuencia.

Al buscar documentación sobre filtros [9], se ha encontrado en diversos datasheet que la topología utilizada en este tipo de aplicaciones es Sallen-Key, además coincide con la que el fabricante recomienda en el AO de aislamiento seleccionado para la sonda de tensión, y como las sondas pretenden utilizarse de manera simultánea, para que sus señales sean comparables los filtros utilizados en ellas deben introducir el mismo desfase, por lo tanto, está será la topología utilizada.

Tipo de filtro:

- Butterworth: La banda de paso es máximamente plana con un corte frecuencial agudo.
- Bessel: Asegura una variación de fase constante a costa de una caída en la banda plana y una atenuación lenta de las frecuencias superiores a la frecuencia de corte.
- Chebychev: Corte frecuencial muy agudo, pero con oscilaciones en la banda plana.



La siguiente gráfica muestra un gráfico comparativo del diagrama de Bode correspondiente a dichos filtros:

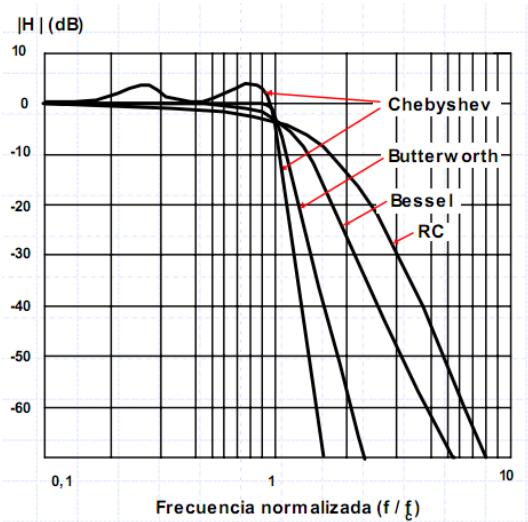


Figura 52. Respuesta frecuencial según el tipo de filtro. (Figura obtenida de los apuntes de la asignatura Instrumentación Inteligente).

Se necesita una respuesta máximamente plana en la banda de paso y una fuerte atenuación de las frecuencias superiores a la frecuencia de corte, el tipo de filtro diseñado es un Butterworth de tercer orden para que la atenuación de las frecuencias altas sea más fuerte, además su ganancia será unitaria puesto que el valor de la onda de entrada y la de salida debe de ser el mismo.

En esta sonda se han colocado tres opciones de filtrado para la señal:

- Primero: se ha dado una salida a la señal sin filtro para que puedan verse las señales que tengan una forma de impulsos, como puede ser la corriente de disparo de tiristores y triacs.
- Segundo: un filtro con una frecuencia de corte (f_c) de 50KHz, que corresponde con la frecuencia de corte del AO de aislamiento de la sonda de tensión, como ya se ha citado, para que las señales entre ambas sondas sean comparables.
- Tercero: otro filtro con $f_c=150\text{KHz}$ para cubrir el ancho de banda del HCPL-7840 (100Khz), la frecuencia de corte es mayor para que la atenuación del filtro no afecte a la señal antes que la limitación del amplificador. De este modo, se llega a la frecuencia de la señal de corriente del convertidor Buck de la última práctica de electrónica de potencia.

Para el cálculo de los componentes pasivos, se ha utilizado el programa FilterPro de Texas Instruments.



Circuito y valores de los componentes para el filtro de 50KHz:

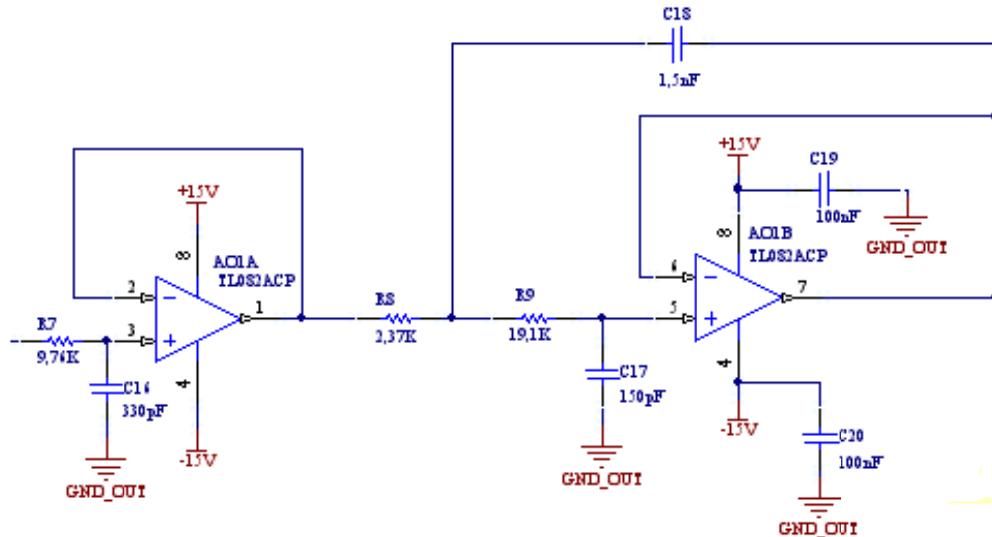


Figura 53. Circuito correspondiente al filtro de 50KHz.

Tabla de valores del filtro de 50KHz:

| | |
|-----------|-----------|
| R7=9'76KΩ | C16=330pF |
| R8=2'37KΩ | C17=150pF |
| R9=19'1KΩ | C18=1'5nF |

C19 y C20 de 100nF son condensadores de filtrado de la alimentación del IC.

Tabla 8. Valores de los componentes del filtro de 50KHz.

Circuito y valores de los componentes para el filtro de 150KHz:

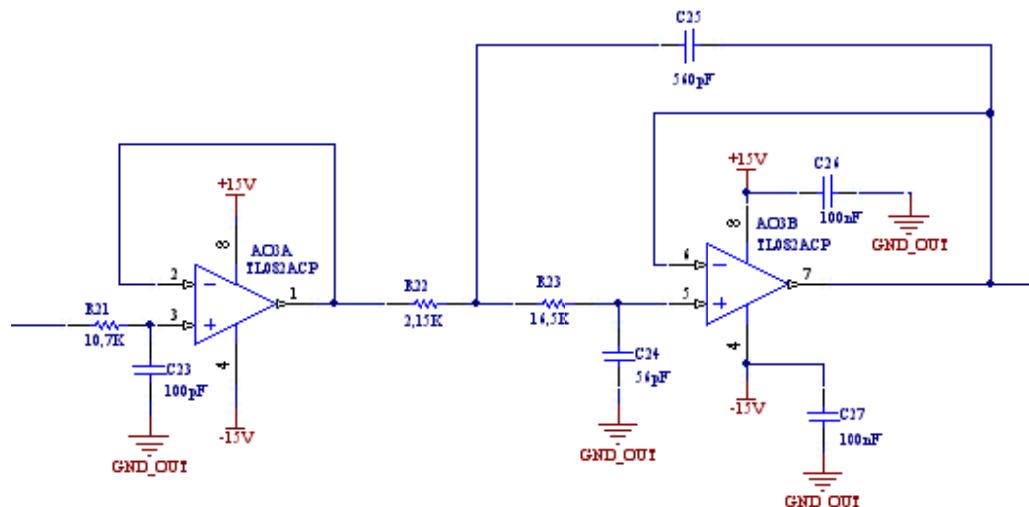


Figura 54. Circuito correspondiente al filtro de 150KHz.



Tabla de valores del filtro de 150KHz:

| | |
|------------|------------|
| R21=9'76KΩ | C23=100pF |
| R22=2'37KΩ | C24=56pF |
| R23=19'1KΩ | C25=560pFF |

C26 y C27 de 100nF son condensadores de filtrado de la alimentación del IC.

Tabla 9. Valores de los componentes del filtro de 150KHz.

A continuación se muestran las simulaciones en SPICE del comportamiento frecuencial en ambos filtros (Bode, módulo y fase).

Simulación para el filtro de 50KHz:

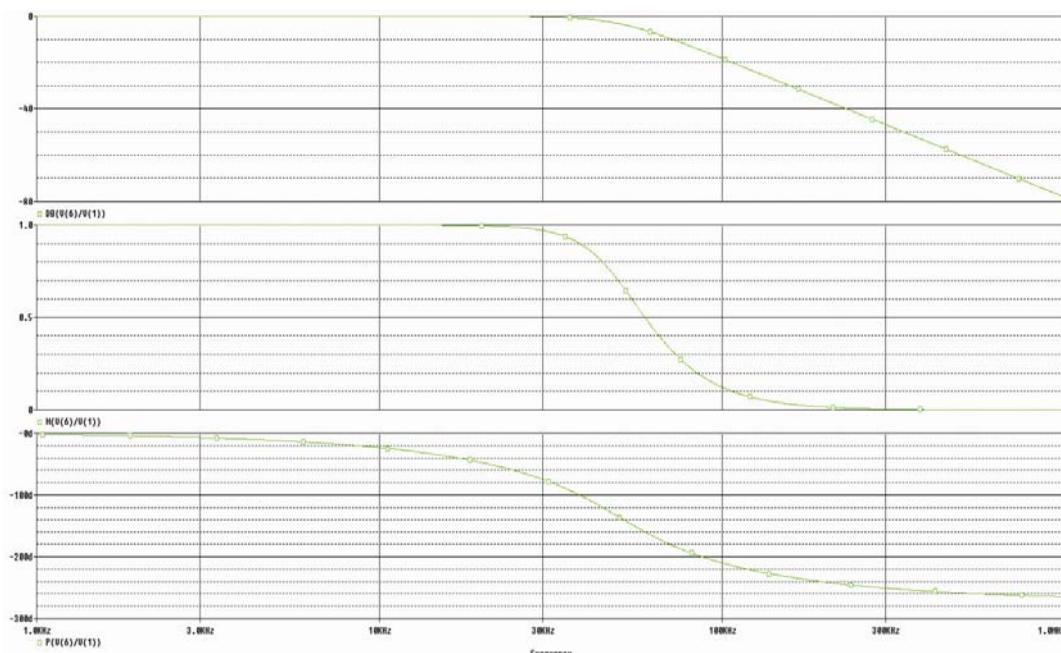


Figura 55. Simulación SPICE del filtro de 50KHz

Como puede observarse en la simulación a 50KHz, frecuencia de corte de este filtro, la tensión de salida se ve reducida 70% (la ganancia es 0'7), siendo este el comportamiento esperado.



En la siguiente gráfica se compara la salida completa del filtro, con la correspondiente a la parte del primer orden que lo constituye:

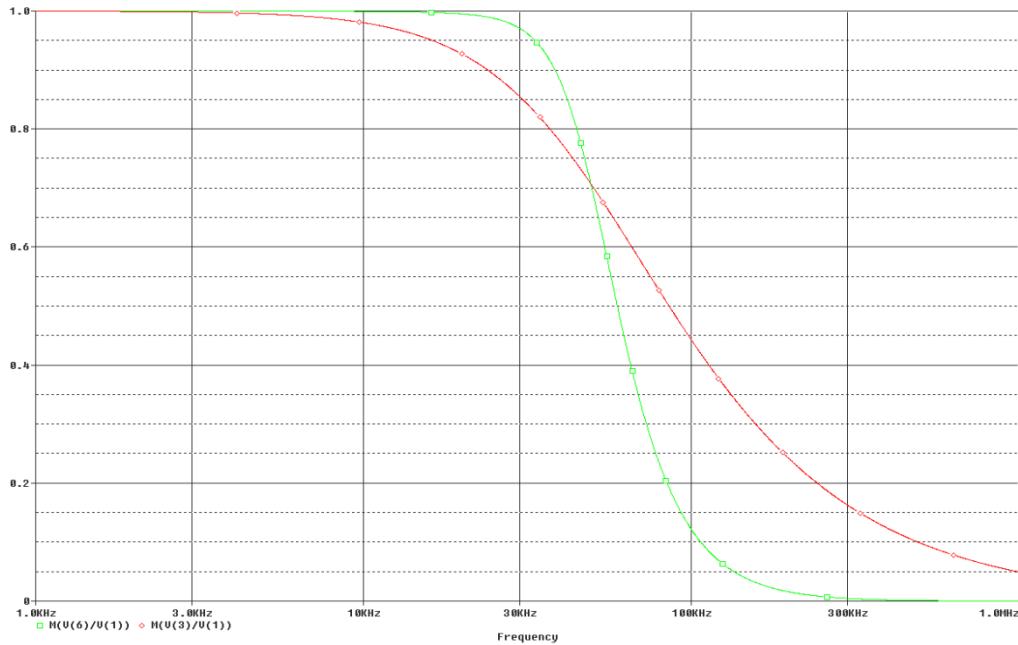


Figura 56. Comparativa entre filtro de primer y tercer orden.

Es evidente que en la salida del tercer orden completo (color VERDE) el ruido que se encuentre por encima de la frecuencia de corte va a sufrir una atenuación mucho más fuerte que en el primer orden (color ROJO). Este es el motivo por el cual todos los filtros son de tercer orden.

La elección de la frecuencia de corte de este filtro pasa-baja será justificada en el apartado referente a la sonda de tensión, dado que ha sido el amplificador de aislamiento utilizado en dicho caso el que ha determinado esta frecuencia. En esta sonda únicamente se ha colocado este filtro para que el desfase introducido por ambos sistemas de aislamiento (sonda de tensión y de corriente) sea el mismo y las señales obtenidas en sus salidas sean comparables.

Con la señal entrada de la figura 40, se muestra en la figura 57, la señal de salida sin filtro (salida del INA217), siendo ésta la misma que la de entrada al filtro y la señal a la salida del mismo:

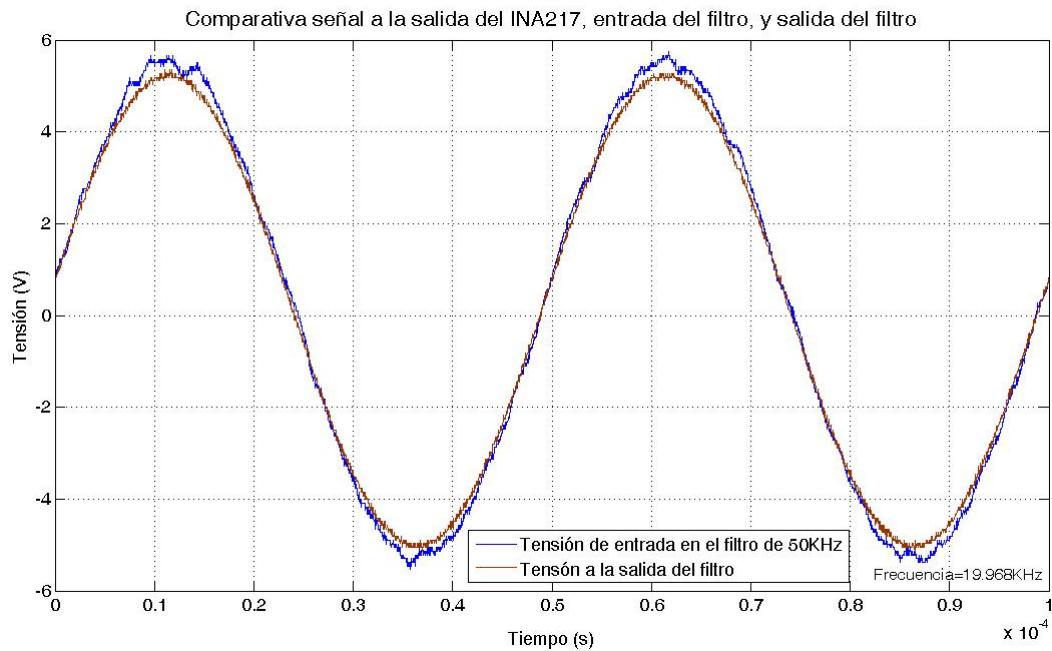


Figura 57. Salida del INA217 sin filtro (AZUL) y con filtro de 50KHZ (MARRÓN).

Simulación para el filtro de 150Khz:

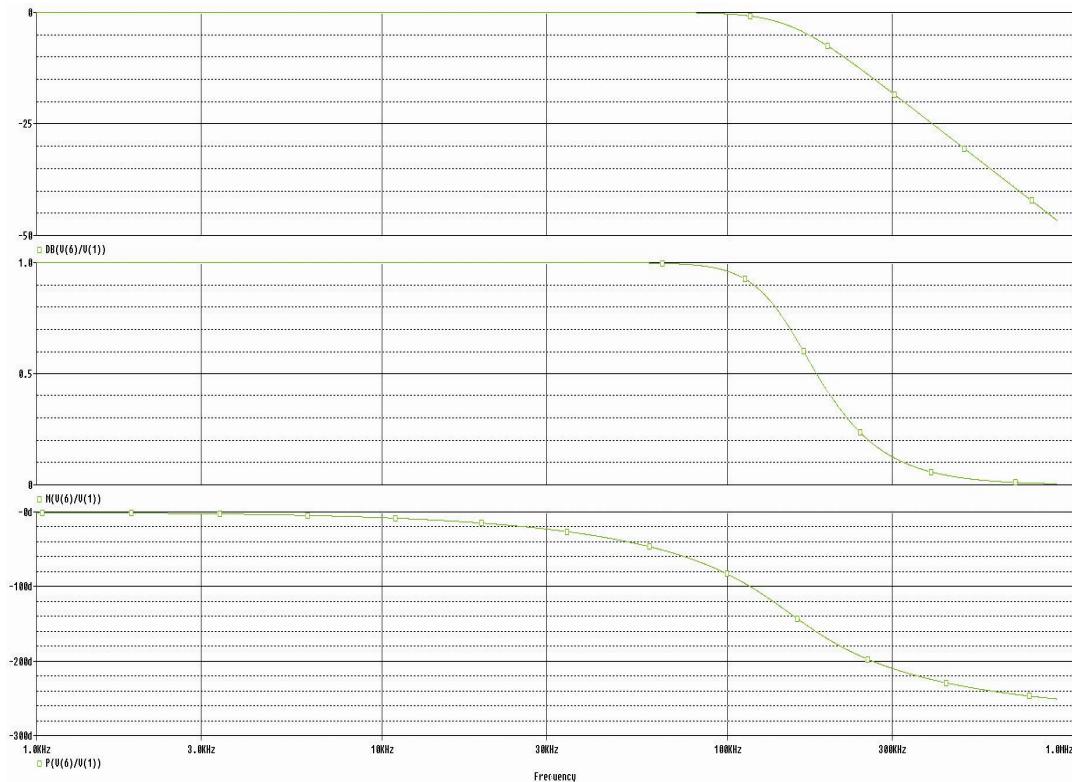


Figura 58. Simulación SPICE del filtro de 150Khz

El comportamiento es exactamente igual al filtro anterior, la diferencia estriba en la una f_c (frecuencia de corte) mayor, se ha elegido ésta porque de este modo cubrimos el ancho de banda del HCPL-7840, siendo este de 100Khz. El motivo de que sea mayor de 100Khz es que de esta manera, al llegar a la f_c la señal en la entrada del AO de



aislamiento, no es el filtro el que atenúa la señal en su salida. Como se observa en la gráfica, para 100KHz la ganancia es aproximadamente de 0'95.

De igual forma que en la figura 57, en la gráfica siguiente se muestra el comportamiento del filtro de 150KHz, con la señal de entrada a la onda de la figura 42, de 100KHz:

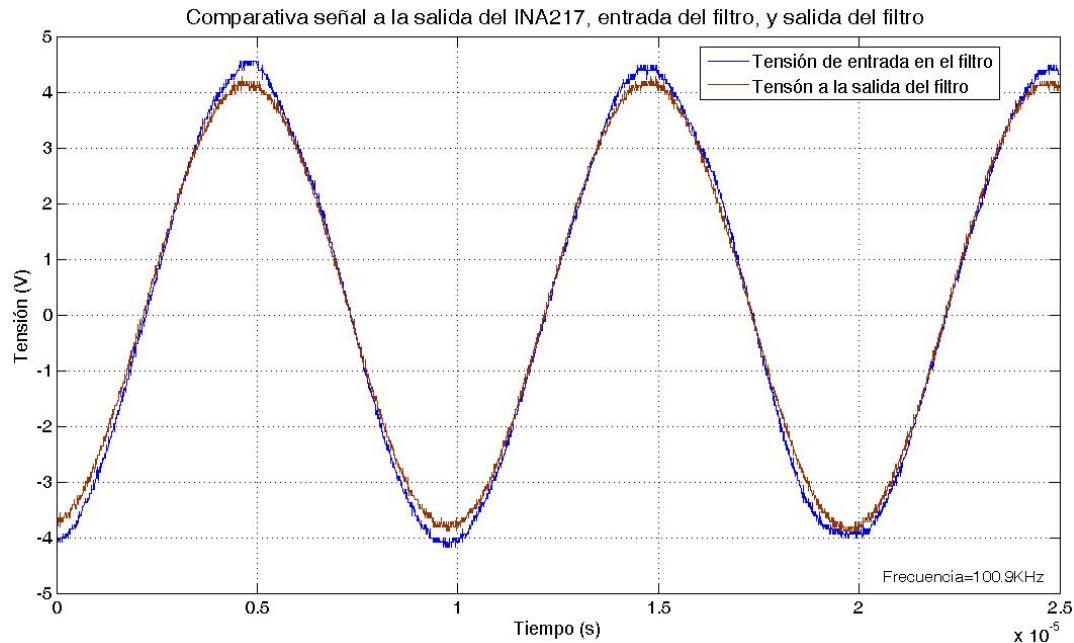


Figura 59. Salida del INA217 sin filtro (AZUL) y con filtro de 105KHZ (MARRÓN).

Se observa en ésta última figura respecto de la figura 57 una atenuación debida a la frecuencia de corte en la operación del amplificador de aislamiento.

5.1.1.5. ACOMODACIÓN FINAL DE LA SEÑAL DE SALIDA PARA CONEXIÓN AL OSCILOSCOPIO.

Se desea que la señal final de salida sea directamente proporcional a la señal de entrada, de manera que el cálculo entre el valor de la señal que se observa en el osciloscopio y el real resulte sencillo. La tabla de conversión que se quiere conseguir es la siguiente:

| ESCALAS (I_{in}) | R ENTRADA | RANGO EN TENSIÓN (V_{in}) | RANGO EN TENSIÓN DE SALIDA (V_o) |
|-------------------------|-----------------------------------|----------------------------------|---|
| 0 – 20mA | $0,1\Omega$ | 0 - 2mV | 0 - 2V |
| 0 – 200mA | $0,1\Omega$ | 0 - 20mV | 0 - 2V |
| 0 – 2 ^a | $0,1\Omega$ | 0 - 200mV | 0 - 2V |
| 0 – 4 ^a | $0,1\Omega//0,1\Omega=0,05\Omega$ | 0 - 200mV | 0 - 4V |

Tabla 10. Tabla de conversión corriente - tensión.



De modo que es necesario obtener la siguiente correlación:

| I_{in} | V_o |
|-----------------------|----------------------|
| 20mA | 2V |
| 200mA | 2V |
| 2 ^a | 2V |
| 4 ^a | 4V |

Tabla 11. Correlación corriente – tensión reducida.

Para conseguirlo, como la tensión máxima de salida del AO de instrumentación se ha limitado a 10V, la tabla que relaciona la corriente de entrada con la tensión en la salida del INA217 y la de salida final es la siguiente:

| I_{in} | V_{INA217} | V_o |
|-----------------------|---------------------------|----------------------|
| 20mA | 10V | 2V |
| 200mA | 10V | 2V |
| 2A | 10V | 2V |
| 4A | 10V | 4V |

Tabla 12. Relación corriente de entrada salida del AO de aislamiento y tensión en la salida de la etapa de amplificación.

Se llega al resultado deseado atenuando la señal cumpliendo la siguiente ecuación:

$$\text{Factor de atenuación} = \frac{V_{INA217}}{V_o}$$

Los resultados se muestran a continuación:

| I_{in} | V_{INA217} | FACTOR DE ATENUACIÓN | V_o |
|-----------------------|---------------------------|-----------------------------|----------------------|
| 20mA | 10V | 1/5 | 2V |
| 200mA | 10V | 1/5 | 2V |
| 2A | 10V | 1/5 | 2V |
| 4A | 10V | 2/5 | 4V |

Tabla 13. Tabla de atenuación final.

La manera más sencilla de conseguirlo es mediante un divisor resistivo del siguiente modo:

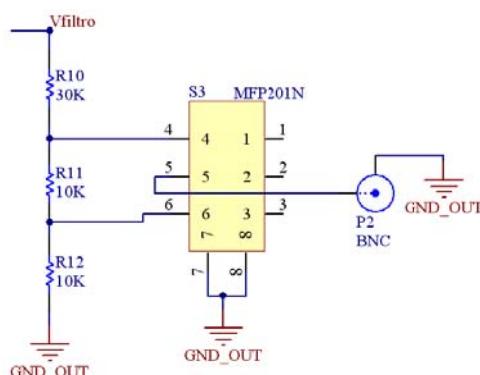


Figura 60. Circuito de adaptación de salida.



Calculo de las resistencias:

$$R_{10} + R_{11} + R_{12} = 50K\Omega$$

$$R_A = R_{11} + R_{12}$$

$$\frac{2}{5} = \frac{R_A}{R_{10} + R_A} = \frac{20K\Omega}{50K\Omega} \Rightarrow R_{10} = 30K\Omega$$

$$R_A = R_{11} + R_{12} = 20K\Omega$$

$$\frac{1}{5} = \frac{R_{12}}{R_{10} + R_{11} + R_{12}} = \frac{10K\Omega}{50K\Omega} \Rightarrow R_{11} = R_{12} = 10K\Omega$$

El conector BNC se ha puesto para facilitar la conexión al osciloscopio mediante un cable BNC a BNC.

Con la onda sinusoidal de 100mV figura 40 con la que se está simulando una señal de corriente senoidal de 1A, se obtiene la salida siguiente en la acomodación final:

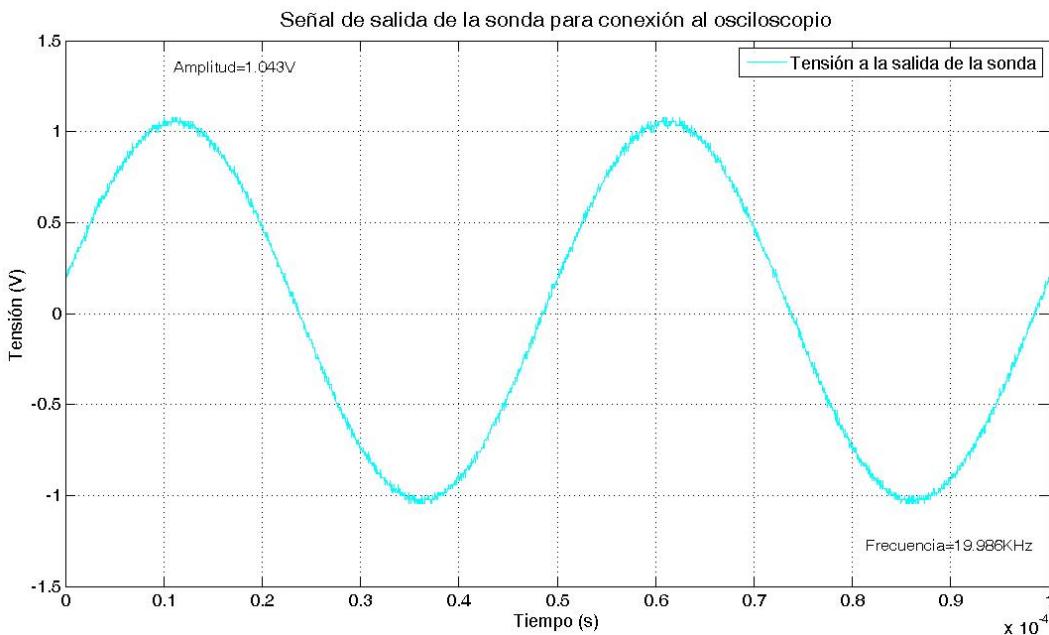


Figura 61. Onda de salida al final de la etapa para la conexión a un osciloscopio.

5.1.1.6. ACOMODACIÓN FINAL DE LA SEÑAL DE SALIDA PARA CONEXIÓN AL μ C.

Para acomodar de forma adecuada la señal a las entradas analógicas del microcontrolador es necesario tener en cuenta las limitaciones que este presenta para dichas entradas (ver datasheet del microcontrolador HCS08).

De dichas hojas se extrae que el rango de tensión en las entradas analógicas es de 0V a V_{CC} , siendo esta V_{CC} de 3'3V, correspondiendo con la alimentación de la PCB de programación en la que se encuentra el μ C. Como consecuencia de esto, es necesario sumar a la señal ya filtrada un nivel de continua; además de atenuar previamente la señal bipolar, no olvidemos que la señal máxima de la salida del filtro es de 10V y la entrada máxima del microcontrolador 3'3V.



Circuitos estudiados para la implementación de la atenuación más un nivel de continua:

- Etapa inversora atenuadora más inversora más etapa sumadora no inversora:

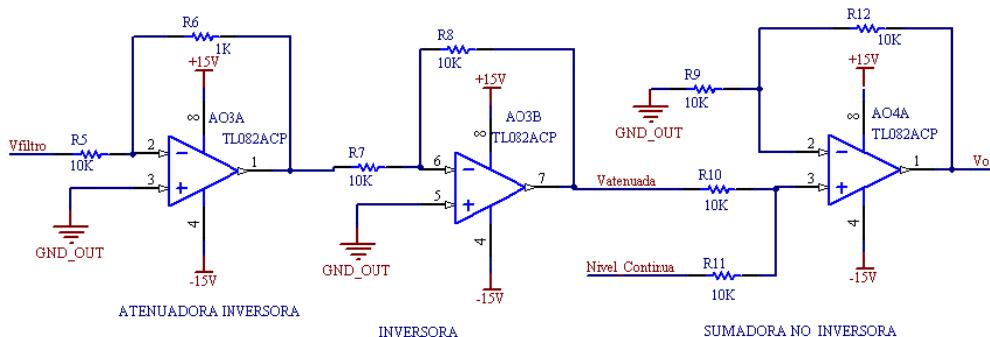


Figura 62. Circuito propuesto para la acomodación de la señal para la conexión al µC.

Análisis de la etapa atenuadora inversora:

$$V_{Atenuada} = \left(-\frac{R6}{R5} \right) \cdot V_{filtro} = \left(-\frac{1K}{10K} \right) \cdot V_{filtro} = \left(-\frac{1}{10} \right) \cdot V_{filtro}$$

La segunda etapa inversora no se analiza, pues que su única misión es devolver la forma de onda a su signo original.

$$V_{Atenuada} = \left(\frac{1}{10} \right) \cdot V_{filtro}$$

Análisis de la etapa sumadora no inversora:

$$V_0 = \left(\frac{R12}{R9} \right) \cdot (V_{Atenuada} + Nivel_continua);$$

Siendo $R9 = R12 = R$ y $R10 = R11$:

$$V_0 = \left(\frac{R}{R} \right) \cdot (V_{Atenuada} + Nivel_continua)$$

$$V_0 = (V_{Atenuada} + Nivel_continua)$$

Se obtiene como relación total de la etapa:

$$V_0 = \left(\frac{1}{10} \cdot V_{filtro} \right) + Nivel_continua$$

- Atenuación mediante resistencias más etapa sumadora no inversora:

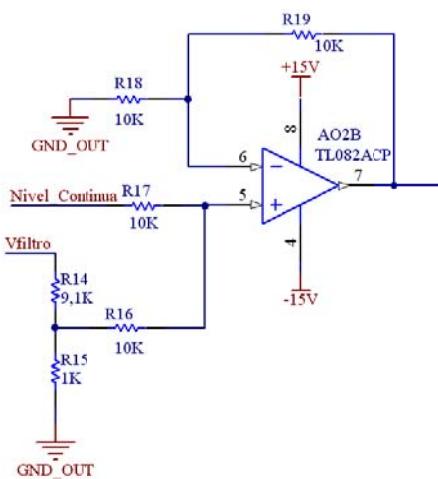


Figura 63. Circuito propuesto para la acomodación de la señal para la conexión al µC.



Considerando las corrientes de entrada al amplificador despreciables, se puede decir que toda la corriente de Vfiltro circula por R14 y R15, siendo este divisor resistivo el atenuador por un factor 1/10. Se calcula este divisor:

$$\frac{1}{10} = \frac{R15}{R14 + R15} = \frac{1K}{10K}$$

De aquí se deduce que R15=1K y R14=9K. Como no hay valores de resistencias de 9K, se toma uno próximo. R14=9,1K.

Se elige la segunda opción dado que se utilizan dos amplificadores menos, pero ambas son igualmente validas y funcionan de manera correcta.

R15=1K

R14=9,1K

Nivel de continua:

Para tener un nivel de continua se pueden utilizar, reguladores de tensión, diodos Zener y referencias de tensión.

Esta salida de tensión no está destinada para proporcionar corriente, lo que descarta el uso de un regulador de tensión. Por otro lado, queremos conseguir una estabilidad considerable con las variaciones de temperatura. Las variaciones en el Zener por este efecto son mayores que utilizando una referencia de tensión. Será este último dispositivo con el que se realizará la implementación.

El valor de la referencia de tensión viene determinado por la necesidad de tener un nivel de continua en la entrada del μ C para poder introducir señales bipolares y deberá estar lo más próximo a la mitad del rango de variación, es decir: $\frac{V_{cc}}{2} = \frac{3,3V}{2} = 1,65V$.

Se han buscado referencias de tensión de valor próximo y lo más cercano que se ha encontrado es de 1'2V. Esto limita mucho el rango de entrada al microcontrolador, por ello se ha atenuado la tensión de salida de los filtros en un factor $\frac{1}{10}$, dejando también un pequeño margen para que no puedan existir señales de entrada al μ C negativas. De esta manera el rango de tensiones de entrada al microcontrolador está entre 0'2V y 2'2V. De esta manera tampoco se supera la alimentación.

El modelo de referencia de tensión utilizado es el LM358.



El circuito de polarización es el siguiente:

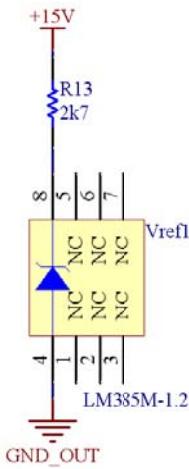


Figura 64. Circuito para obtención de nivel medio.

Cálculo de la resistencia de polarización para el LM358:

Las hojas de características de este componente indican que su corriente de polarización debe de encontrarse entre $20\mu A$ y $10mA$.

Poniendo aproximadamente la mitad, $5mA$, se obtiene la resistencia para limitar la corriente R13:

$$R13 = \frac{V_{cc} - V_{REF}}{I} = \frac{15V - 1,2}{5mA} = 2760\Omega$$

Aproximando a un valor comercial: **R13 = 2,7KΩ**

El circuito de acomodación final es el siguiente:

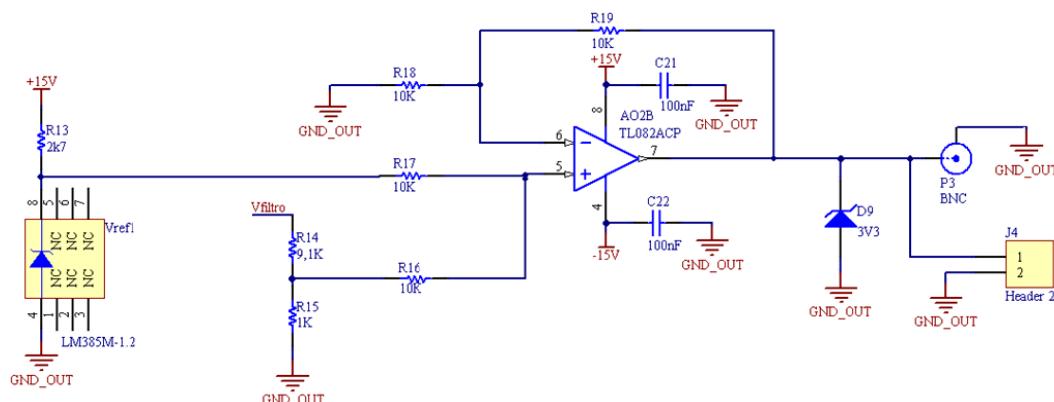


Figura 65. Circuito final para la adaptación de la señal para la conexión al μC.

P3 es un conector BNC para la conexión a un PCB de adaptación o mediante un cable BNC-cocodrilos. J4 es una bornera para conectar la salida mediante cables al microcontrolador.



Se muestra la onda en la salida de la etapa sumadora para la conexión al microcontrolador. La onda de entrada sigue siendo la correspondiente a la figura 40:

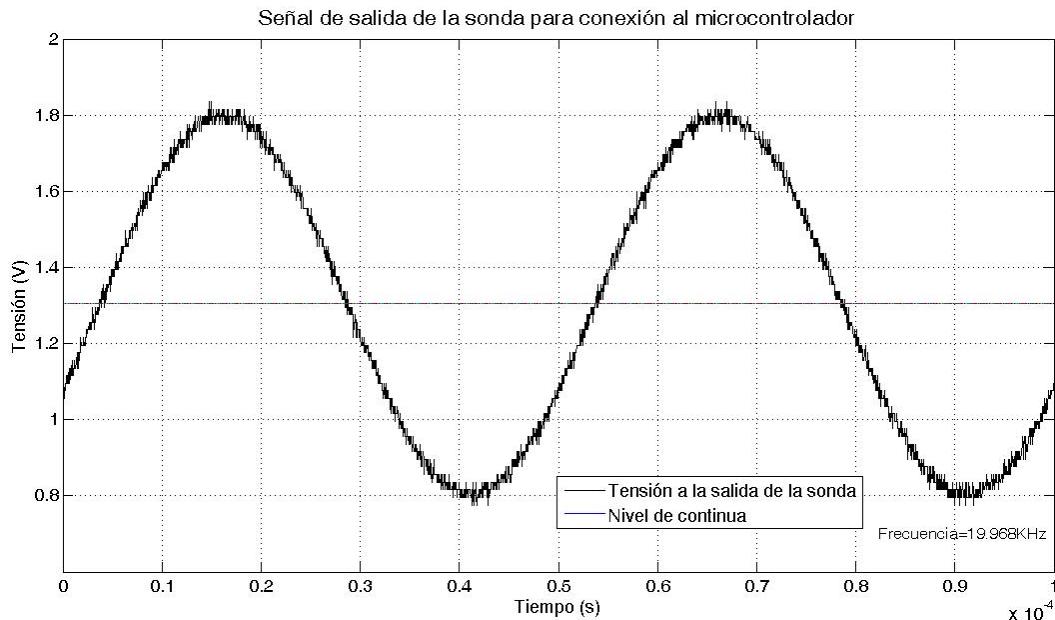


Figura 66. Onda de salida al final de la etapa para la conexión al μ C.

En esta señal, para simular el nivel de continua, se ha utilizado un potenciómetro, por eso la tensión media no es próxima a 1'2V.

5.1.1.7. PROTECCIONES.

Protecciones de entrada:

Para que el amplificador de HCPL-7840 no se deteriore por encontrarse en la entrada con una tensión superior a la máxima. Como la tensión máxima funcional del dispositivo es de $\pm 2V$ (Anexos, Capítulo 6), para mayor seguridad se procurará que no se exceda esta tensión, aunque el AO puede soportar más.

En las peores condiciones de trabajo, dentro del rango de operación para el que está diseñada la sonda, se producirán con una única resistencia conectada y con la corriente máxima.

$$R_{SHUNT} = 0,1\Omega; I = 4A; P_{R_{SHUNT}} = R_{SHUNT} \cdot I^2 = 0,1 \cdot 4^2 = 1,6W$$

Se han seleccionado unas resistencias de 2W. Se procede al cálculo de la corriente máxima que pueden soportar las resistencias sin destruirse:

$$I_{MAX} = \sqrt{\frac{P}{R_{SHUNT}}} = \sqrt{\frac{2}{0,1}} = 4,47A$$



Hay 470mA de margen, antes de que se deteriore la resistencia, una buena forma de proteger frente a una posible sobrecorriente es colocar un fusible antes de las resistencias, no afectando así a la medida. El fusible es de 4A. El circuito modificado es este:

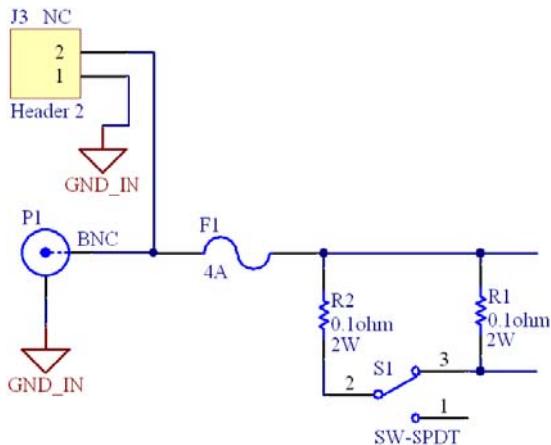


Figura 67. Circuito de protección de la entrada en corriente.

Protección para la conexión de entrada al µC:

Anteriormente se ha citado que la limitación de tensión en la entrada analógica se encuentra entre 0 y 3'3V, y este límite no debe de ser excedido. Como consecuencia, se debe proteger dicho dispositivo frente a tensiones negativas y también superiores a la tensión de alimentación. Aunque ya hayamos limitado este rango de entrada entre 0'2V y 2'2V, se protege frente a posibles picos o comportamientos no deseados de los IC.

Para ello se ha pensado en un diodo de precisión en serie con la salida de la acomodación al µC, para evitar tensiones negativas, y un diodo Zener de 3'3V para evitar que las tensiones de entrada sean superiores a la alimentación. El diodo de precisión se ha construido con uno de los dos AO que contiene el TL082 utilizado para la etapa sumadora no inversora, puesto que cada uno de estos integrados contiene dos amplificadores. El circuito es el siguiente:

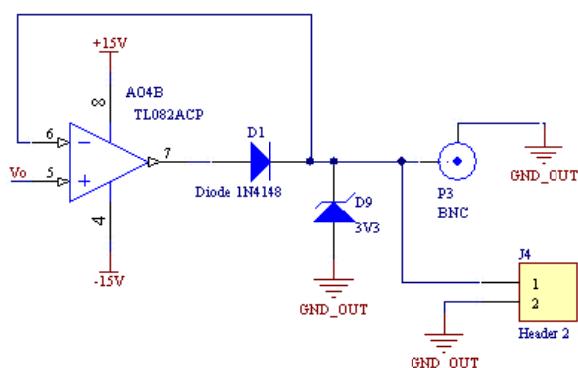


Figura 68. Circuito de protección propuesto para la entrada al µC.



Al montarlo sobre una placa de prototipado y comprobar el resultado en el osciloscopio aparece cierta distorsión en el cruce por el nivel medio se observa el siguiente resultado:

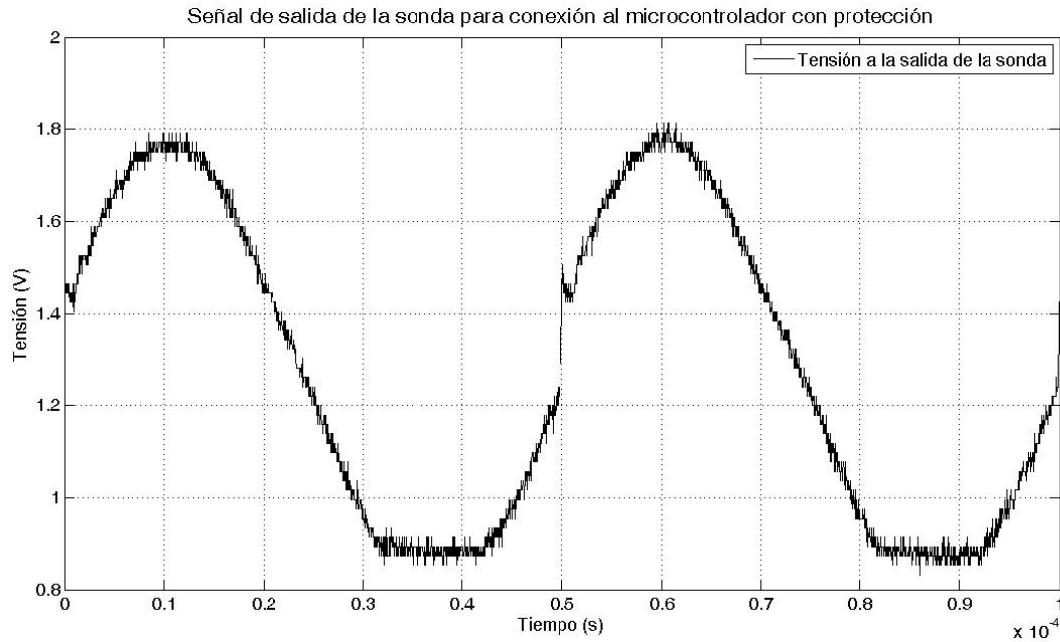


Figura 69. Onda de salida al final de la etapa para la conexión al μ C con protección.

Esta distorsión en el cruce por el nivel medio es debido a que no se ha referenciado a masa correctamente la salida del amplificador, este problema se arregla introduciendo en paralelo con el Zener una resistencia de Pull – Down ($R_{20}=100\text{K}\Omega$). Ver circuito y figura siguientes:

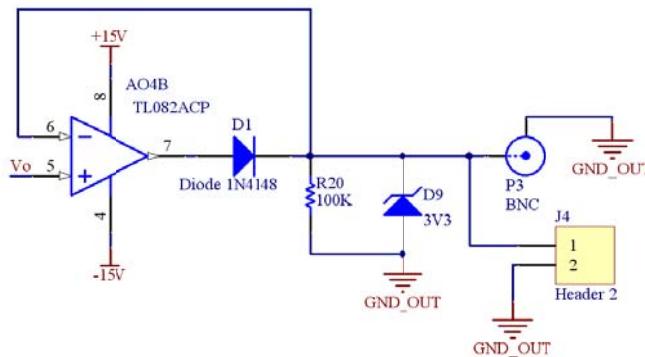


Figura 70. Circuito de protección propuesto para la entrada al μ C.

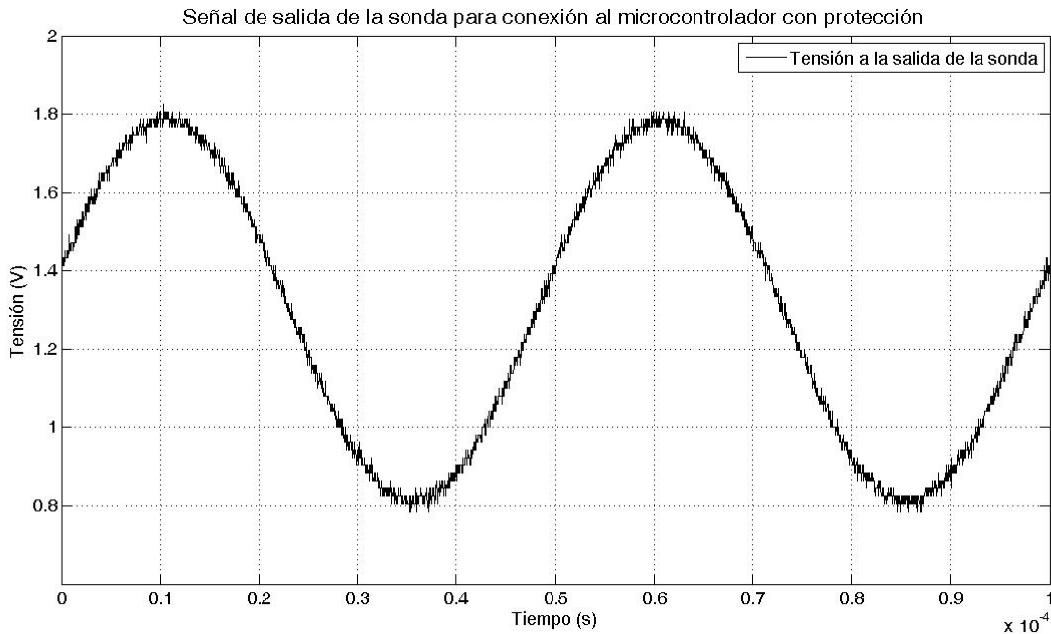


Figura 71. Onda de salida al final de la etapa para la conexión al μ C con protección y un correcto PULL-DOWN.

Como se observa, el comportamiento ahora si es el debido y la onda de salida es igual a la obtenida en la figura 66. Por lo tanto, se podría utilizar este sistema como protección. Aunque como última prueba e intentando evitar la posible introducción de niveles de offset por parte de los amplificadores operacionales, se prueba el funcionamiento eliminando el diodo de precisión, figura 72:

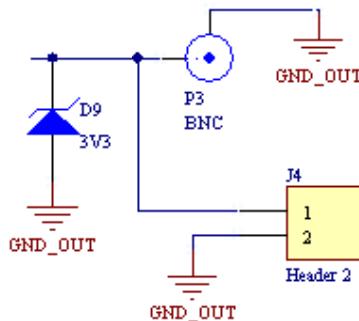


Figura 72. Circuito de protección propuesto para la entrada al μ C.

Con este diseño se consigue el mismo comportamiento que en el circuito anterior. Únicamente hay que tener cuidado con la potencia capaz de soportar el diodo Zener. Para ello se ha tenido en cuenta la corriente máxima de salida del amplificador TL082, siendo esta de 20mA. En el peor caso, este valor de corriente será el que circule por el diodo. Se calcula la potencia del diodo:

$$P = V \cdot I = 3,3V \cdot 20mA = 66mW. \text{ No es necesario limitar la corriente de salida.}$$



Onda de salida, con la misma entrada que en figura 40, utilizando esta última protección:

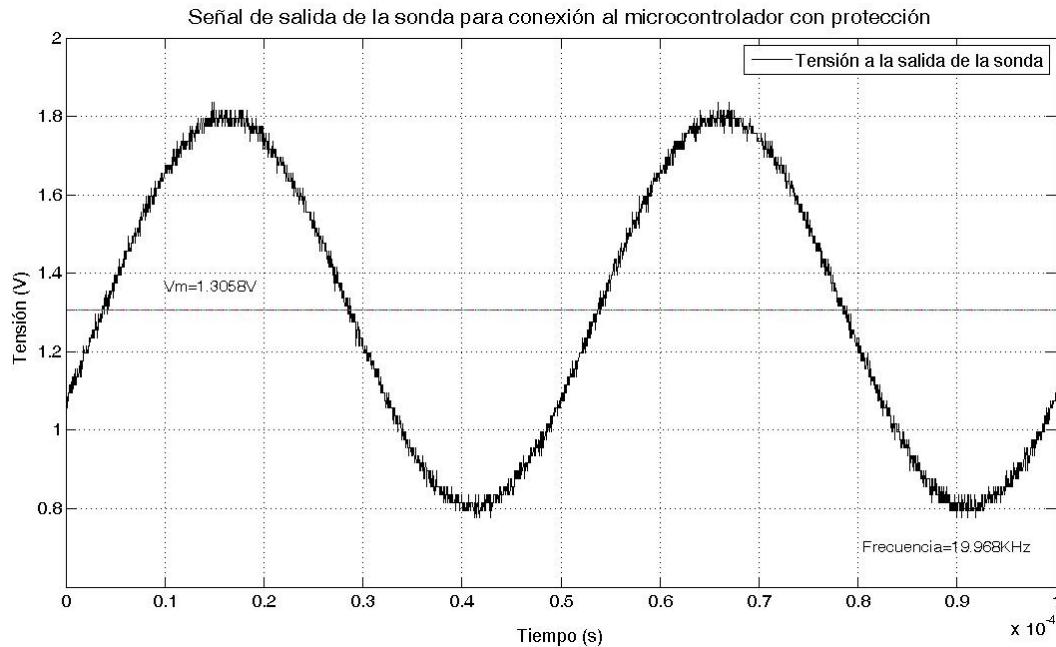


Figura 73. Onda de salida al final de la etapa para la conexión al μ C con Zener como protección.

Para probar el funcionamiento de la protección se pone un factor de amplificación equivocado, de manera que la tensión máxima de salida en el INA217 sea el indicado por el fabricante del mismo Vcc-1'8V (Anexos, Capítulo 6). El valor de entrada en el límite superior teóricamente será de:

$$V_{in\mu} = \frac{V_{CC}-1,8V}{10} + 1'2V = \frac{15-1,8}{10} + 1'2 = 2'52V. \text{ Nunca se debería llegar a la tensión máxima de entrada que deteriora el microcontrolador.}$$

Del mismo modo el límite inferior será:

$$V_{in\mu} = \frac{-V_{CC}+1,8V}{10} + 1'2V = \frac{-15+1,8}{10} + 1'2 = -0.12V. \text{ Valor que también se encuentra dentro de los valores máximos admitidos por el microcontrolador.}$$



Realizando dicha prueba de forma experimental se obtiene la figura 74:

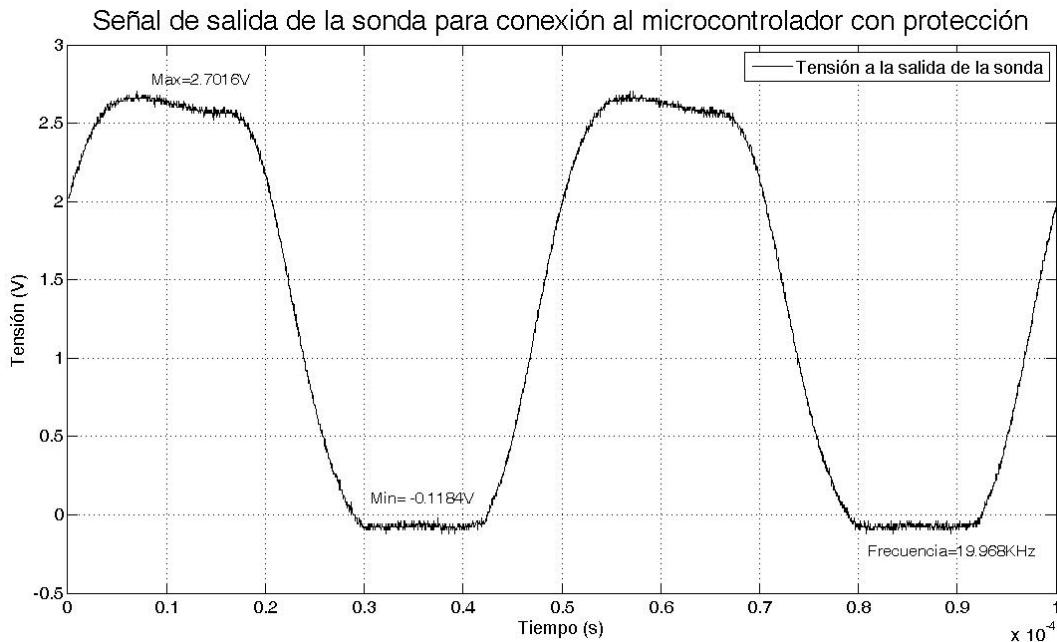


Figura 74. Onda de salida para la comprobación de la protección de entrada al μ C.

Parece obvio pensar que la protección no debería de entrar nunca. Como medida preventiva, se deja el diodo Zener recortando la tensión máxima de entrada.

5.1.2. SONDA DE TENSIÓN.

Como se ha especificado anteriormente para esta sonda, tiene que soportar la tensión de una red trifásica en la entrada, y como el rango de tensión máxima de entrada en el HCPL-7840 es de ± 200 mV, no es muy apropiado para esta aplicación. Por lo que el amplificador de aislamiento utilizado para este diseño es el ISO124, cuyo rango de entrada lineal es de ± 10 V. Además, el fabricante indica en sus *absolute maximum ratings* que soporta en la entrada ± 100 V, importante porque el rango de entrada es de hasta 520V.

Parte del diseño es identico al de la sonda anterior, por lo que en este apartado se habrá referencias constantes a las soluciones adoptadas anteriormente.

5.1.2.1. ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE ENTRADA.

Con las características anteriores y con una tensión máxima de alimentación de ± 18 V, que se fijará a 15V. Se procede al diseño completo de la sonda de tensión.

Antes de realizar los cálculos y de acomodar la señal de entrada se ha comprobado que el comportamiento del amplificador coincide con lo indicado por el fabricante.



Primero se ha montado un circuito con el generador de señales para comprobar el comportamiento frecuencial, para ello se ha montado el circuito siguiente:

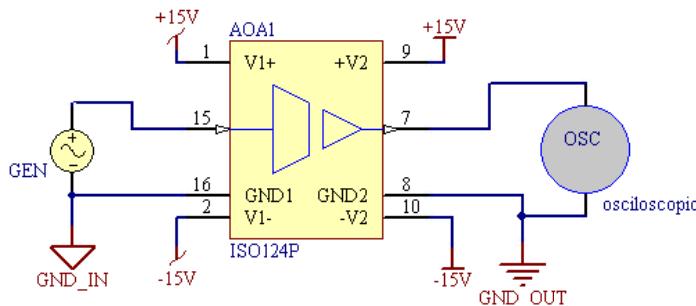


Figura 75. Circuito de prueba del ISO124.

La figura 76 muestra la relación entrada – salida a una frecuencia de 5KHz:

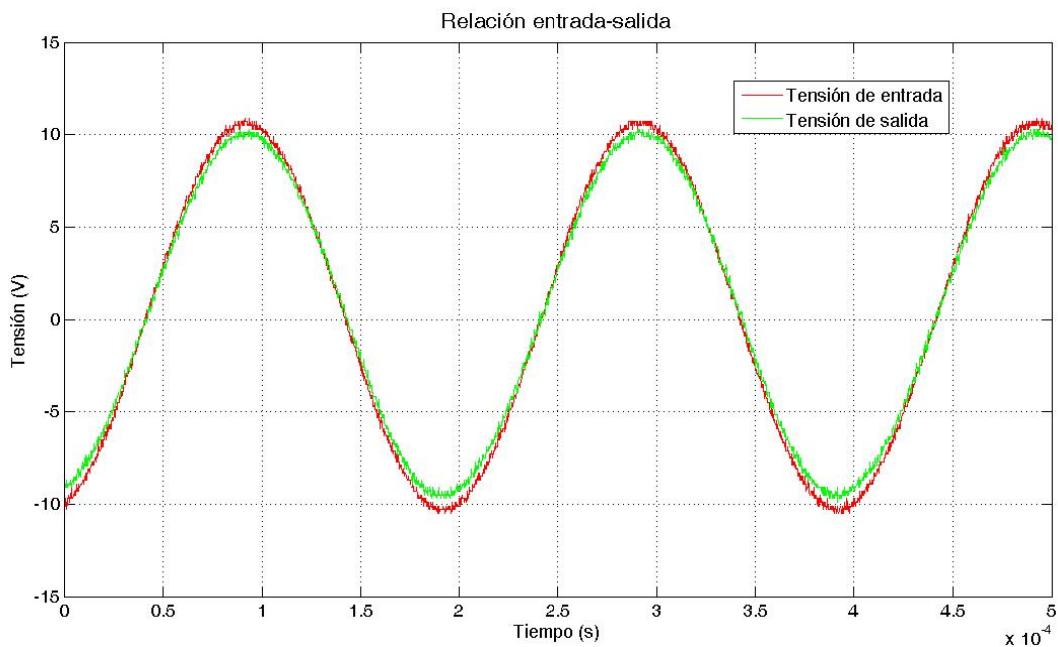


Figura 76. Representación de la señal de 5KHZ entrada-salida en el ISO124.

El comportamiento a bajas frecuencias es totalmente satisfactorio, existe una caída de tensión pequeña, la ganancia puede considerarse unitaria y el error cometido se puede despreciar.



La figura 77 muestra la relación entrada - la salida correspondiente a una frecuencia de 20KHz:

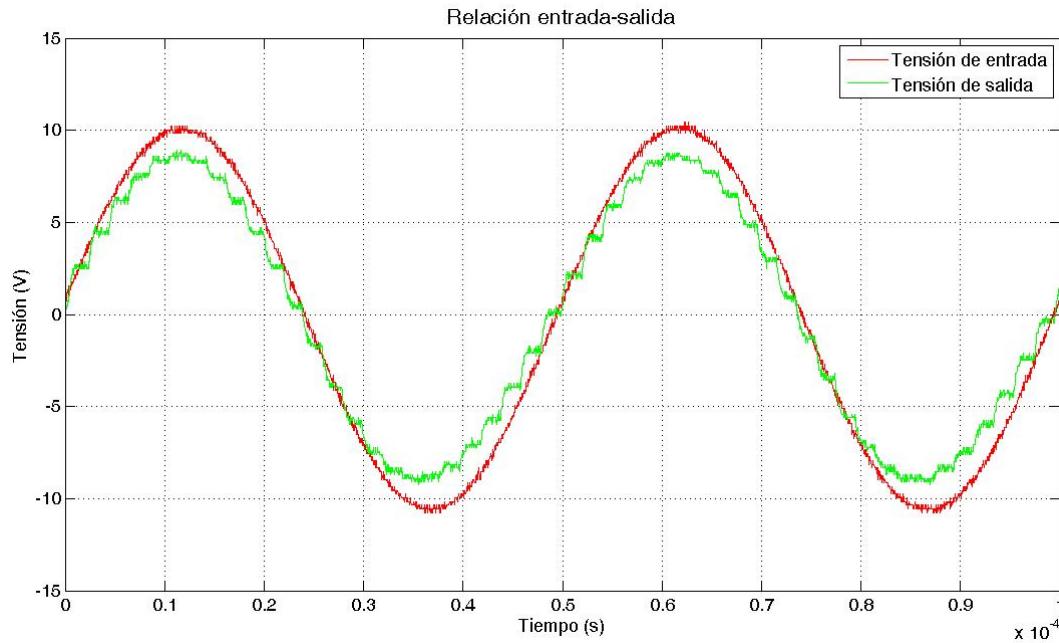


Figura 77. Representación de la señal de 20KHZ entrada-salida en el ISO124.

A frecuencias más altas se aprecia cierto escalonado en la tensión de salida, este efecto se verá incrementado con forme aumente la frecuencia. A continuación se muestra la figura 78, en la que se representa la relación entrada – salida correspondiente a 50KHz, frecuencia de corte del AO:

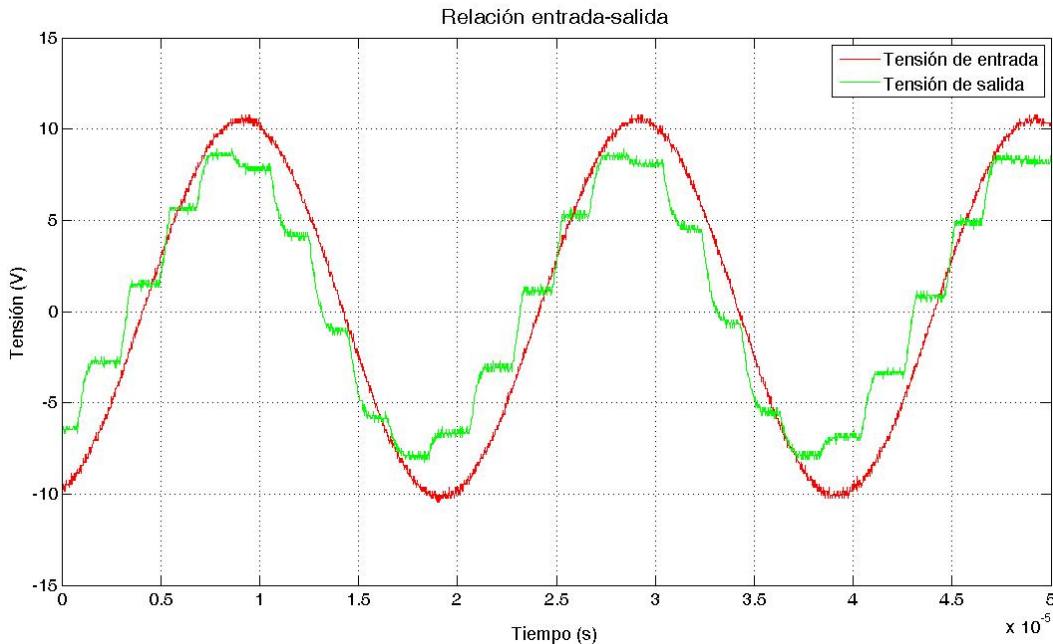
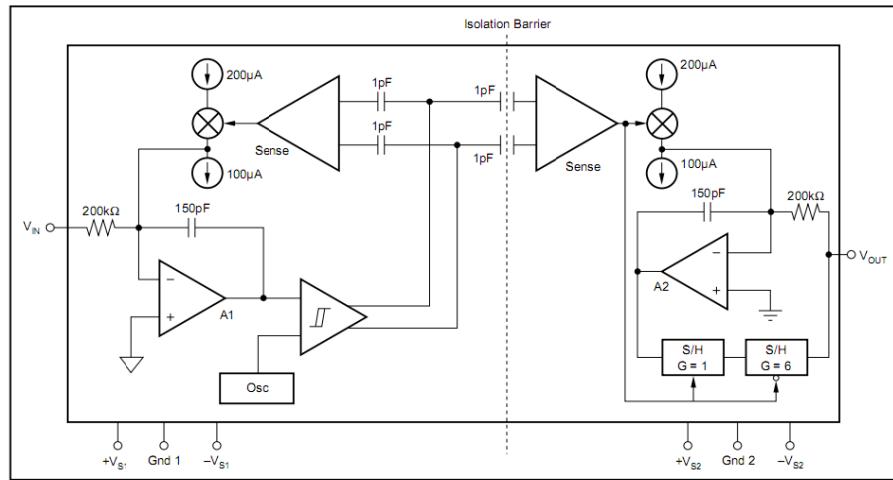


Figura 78. Representación de la señal de 50KHZ entrada-salida en el ISO124.



En esta última gráfica se ve un incremento en el efecto de escalonamiento de la señal, además de cierto desfase entre la onda de entrada y la de salida, y de un aumento en la caída de tensión en la salida. Estos efectos son debidos a la estructura con la que está construido el amplificador de aislamiento. En la figura 79, se muestra el diagrama de los bloques internos que constituyen el amplificador.



Block Diagram.

Figura 79. Diagrama de bloques del ISO124 (Imagen obtenida del Datasheet).

Como se observa este AO es de aislamiento capacitivo, y como su funcionamiento consiste en la carga y descarga de los condensadores de aislamiento durante los períodos en que lo permite el oscilador interno, a medida que aumenta la frecuencia de la señal de entrada es lógico que el efecto de escalonamiento visto en la señal de salida se incremente, puesto que, la onda sinusoidal de salida está formada por trozos de exponenciales de carga y descarga.

Por otra parte, es necesario comprobar que realmente no se rompe al introducir tensiones mayores que su nivel de alimentación. Para ello se introduce en la entrada del AO una señal de 30V obtenida de la fuente de tensión continua. Del diagrama de bloques de la figura 79 se extrae la conclusión de que el ISO124 va a aguantar sin deteriorarse puesto que aparentemente trabaja en corriente, y la corriente de entrada está limitada por una resistencia interna de 200kΩ. A continuación se muestra el circuito montado y las señales de entrada y salida para la tensión de entrada de 30V (figuras 80 y 81, respectivamente):

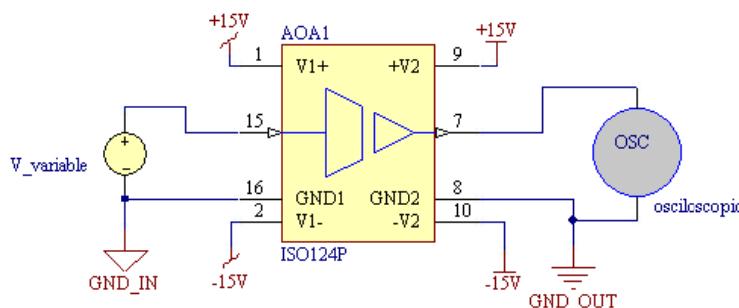


Figura 80. Circuito para la comprobación del límite de tensión de entrada superior a la alimentación.

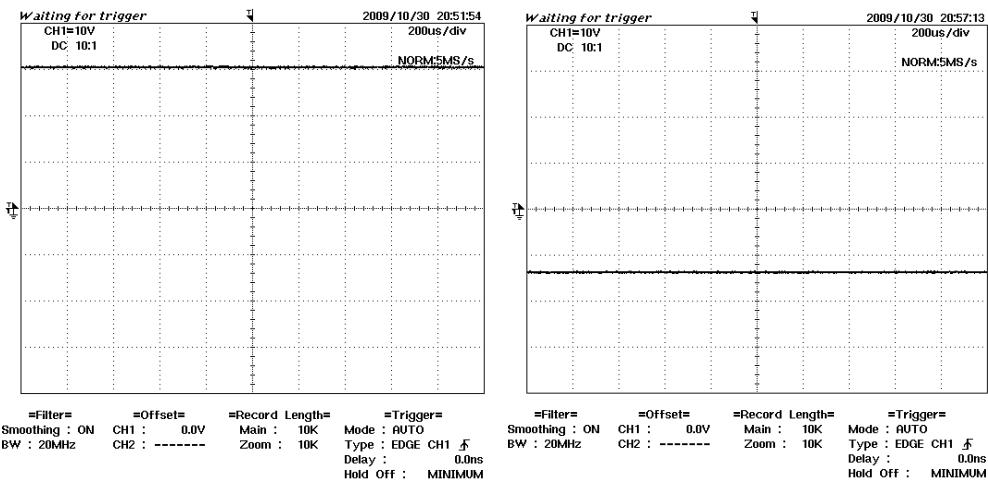


Figura 81. Comprobación del funcionamiento con entrada superior a la alimentación.

Efectivamente el AO funciona sin romperse, aunque en la salida se produce una inversión en la polaridad y una atenuación de la misma, esto es debido a la estructura interna del amplificador.

Se procede a la acomodación de la señal de entrada y al cálculo de los componentes necesarios.

Para no destruir el amplificador lo que se hace es disminuir siempre la tensión por debajo del valor máximo que evite el deterioro del AO de aislamiento, $\pm 100V$. Para que la conversión resulte sencilla a la hora de visualizarla en el osciloscopio se va a dividir la onda siempre por un factor $\frac{1}{10}$, así aunque la entrada tenga el valor máximo, en el ISO124 será de 52V y no se destruirá.

A pesar de que ya no se rompe, aun no podemos ver la señal de entrada en la salida, puesto que para un rango de operación lineal dicha tensión debe encontrarse entre $\pm 10V$. Para conseguirlo, es necesario volver a atenuar. Manteniendo el criterio de un fácil cálculo con la amplitud visualizada en el osciloscopio se vuelve a atenuar por el mismo factor, de forma que la atenuación total es $\frac{1}{100}$.

De la misma manera que en la sonda anterior, en ésta también se hace una división de escalas para que la señal pueda verse bien en el osciloscopio y para que la relación señal ruido sea adecuada, así se podrá realizar un buen filtrado.

La tabla de los rangos de entrada, atenuaciones y rango de salida es la siguiente:

| TENSIÓN DE ENTRADA (V) | FACTOR DE ATENUACIÓN | TENSIÓN DE SALIDA (V) |
|------------------------|----------------------|-----------------------|
| 0 – 520V | 1/100 | 0 – 5,2V |
| 0 – 52V | 1/10 | 0 – 5,2V |
| 0 – 10V | 1 | 0 – 10V |

Tabla 14. Relación de escalas con la atenuación y la tensión de la salida en el ISO124.



Para la atenuación se va a utilizar un divisor resistivo, cuyo esquema es el siguiente:

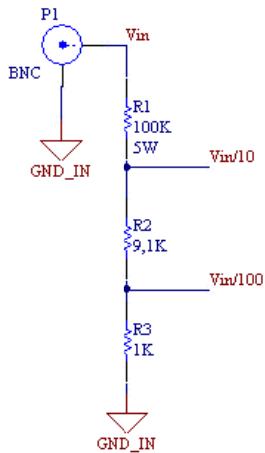


Figura 82. Circuito de atenuación de entrada para la sonda.

Cálculo de los valores de las resistencias:

$$RA = R2 + R3$$

$$\frac{1}{10} = \frac{RA}{R1 + RA}$$

Haciendo $RA = 10K$;

$$\frac{1}{10} = \frac{RA}{R1+RA} = \frac{10K}{R1+10K}; \text{ despejando } R1: R1 = 90K$$

Cálculo la potencia en R1:

$$\text{La corriente máxima por la rama va a ser: } I_{MAX} = \frac{520V}{100K} = 5'2mA$$

$$(P_{R1})_{MAX} = I_{MAX}^2 \cdot R1 = 5'2^2 \cdot 90K = 2'4336W$$

Además, la tensión que debe ser capaz de soportar entre sus extremos es de 500V aproximadamente.

Se ha buscado una resistencia de estas características aproximadamente y la única que tenía un precio razonable es el modelo WMO5S-100KJA05v de WELWYN.

Siendo su valor de 100K y su potencia de 5W, soportando 500V entre sus extremos. El factor de atenuación no es exactamente $\frac{1}{10}$, pero el error del 10% cometido es permisible teniendo en cuenta las prestaciones, características y costes del circuito.

$$R1 = 100K, 5W 5\%$$

Se procede al cálculo de R2 y R3:

Como el factor de atenuación en estas dos resistencias también debe de ser de $\frac{1}{10}$ respecto a la tensión $V_{in}/10$ y $RA = R2 + R3 = 10K$:

$$\frac{1}{10} = \frac{R3}{R2+R3} = \frac{R3}{RA} = \frac{R3}{10K}; \text{ de aquí se deduce } R3 = 1K \text{ y } R2 = 9K.$$

Se escogen valores comerciales: $R3 = 1K$ y $R2 = 9'1K$



Cálculo de la potencia en las resistencias (teniendo en cuenta el valor real de R1):

$$I_{MAX} = \frac{520V}{110K} = 4'73mA$$

$$(P_{R2})_{MAX} = I_{MAX}^2 \cdot R2 = 4'73^2 \cdot 9'1K = 0'204W$$

$$(P_{R3})_{MAX} = I_{MAX}^2 \cdot R3 = 4'73^2 \cdot 1K = 0'022W$$

R2 = 9'1K, 333mW 1%

R3 = 1K, 150mW 1%

Los valores de estas resistencias se han tomado lo más próximos a los valores teóricos posible y de mayor precisión para que la medida de tensiones más pequeñas sea más precisa, es decir, que la acumulación de errores por aproximaciones y por la tolerancia de las resistencias infiera lo menos posible en la señal.

5.1.2.2. ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO.

En este caso, dado que la sonda está diseñada para tensiones de entrada elevadas, para tensiones bajas raramente será necesario el aislamiento, no se realiza una acomodación de la señal de salida del amplificador, aunque si un filtrado de la misma.

5.1.2.3. FUENTE DE ALIMENTACIÓN.

En este amplificador tanto la tensión de alimentación en la entrada del aislamiento como la de salida van a ser tensiones continuas de $\pm 15V$. Se han seguido los mismos criterios para el diseño de la fuente de alimentación de entrada que para la de salida de la sonda de tensión, figura 83.

La configuración de ambas fuentes de alimentación es la siguiente:

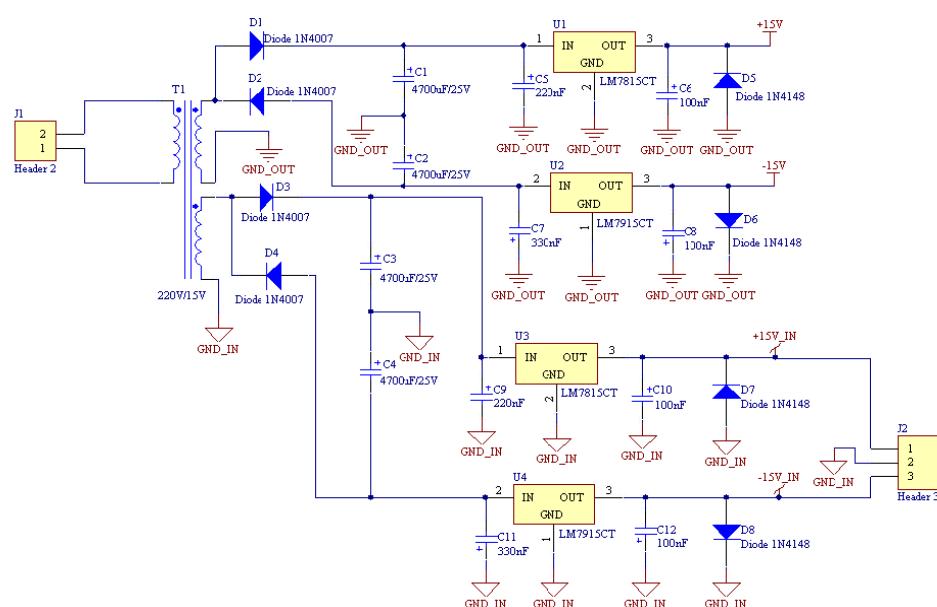


Figura 83. Fuente de alimentación para la sonda de tensión.



CÁLCULOS DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN:

- Transformador:

La tensión máxima de alimentación es de $\pm 15V$, la tensión drop-out de los reguladores LM7815 y LM7915 es de 2V; por lo tanto, a la entrada necesitamos una tensión mínima de 17V en valor absoluto, además en el diodo rectificador cae 1V más. La tensión media en el condensador debe ser de al menos de 18V.

$V_{TRAFO} = \frac{18}{\sqrt{2}} = 12'7V$. Como el valor más cercano de transformación son 15 V. El transformador será de **230V/0-15,0-15**.

- Condensadores C1, C2, C3 y C4:

Con un transformador de 15V su tensión de pico es 21,21V.

Permitiendo un rizado (ΔV_o) de 2V y habiendo seleccionado previamente un transformador de 12VA, lo que implica una corriente de salida máxima de 0'4A, se obtiene:

$$C = \frac{I}{f \cdot \Delta V_o} = \frac{0'4}{50 \cdot 2} = 4000\mu F$$

$$\mathbf{C1 = C2 = C3 = C4 = 4700\mu F/25V}$$

- Diodos rectificadores:

El tipo de diodo seleccionado es el 1N4007 capaz de soportar los 21V de pico en inversa y la corriente máxima que es capaz de suministrar el transformador (0,4A).

- Alimentación del circuito de entrada y salida:

Reguladores de tensión U1, U2, U3 y U4:

C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11 y C12 tienen los valores recomendados; D5, D6, D7 y D8, también recomendados por el fabricante.

Como la potencia se calcula para las peores condiciones, el cálculo será el mismo tanto para el regulador U1 y U3 (LM7815):

Dados los siguientes valores por el fabricante:

- Temperatura de la unión: $(T_J)_{MAX}=125^\circ C$
- Resistencia térmica unión-ambiente: $\theta_{JA}=54^\circ C/W$
- Temperatura ambiente: $T_A=25^\circ C$

$$(T_J)_{MAX} - T_A = P_{MAX} \cdot \theta_{JA};$$

$$P_{MAX} = \frac{(T_J)_{MAX} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{125^\circ - 25^\circ}{54^\circ C/W} = 1,85W$$

Para el peor caso, $I=0'4A$:

$$V_{C1} = V_{PICO_TRAFO} - V_{DIODO} - \frac{\Delta V_0}{2} = 21 - 1 - 1 = 19V$$

$$P_{U1,CTO} = (19V - 15V) \cdot 0,4A = 1,6W. \text{ No es necesario el uso de disipador.}$$



Ocurre lo mismo para U2 y U4 (LM7915), potencia en U2 y U4:

Dados los siguientes valores por el fabricante:

- Temperatura de la unión: $(T_J)_{MAX}=125^\circ C$
- Resistencia térmica unión-ambiente: $\theta_{JA}=50^\circ C/W$
- Temperatura ambiente: $T_A=25^\circ C$

$$(T_J)_{MAX} - T_A = P_{MAX} \cdot \theta_{JA};$$

$$P_{MAX} = \frac{(T_J)_{MAX} - T_A}{\theta_{JA}} = \frac{125^\circ - 25^\circ}{50^\circ C/W} = 2W$$

Para el peor caso, $I=0'4A$:

$$V_{C2} = V_{PICO_TRAFO} - V_{DIODO} - \frac{\Delta V_0}{2} = 21 - 1 - 1 = 19V$$

$P_{U2,CTO} = (19V - 15V) \cdot 0,4A = 1,6W$. **No es necesario el uso de disipador.**

5.1.2.4. FILTRADO.

Siguiendo la misma filosofía que en la sonda diseñada anteriormente, se va a utilizar un filtro pasa-baja de topología Sallen-Key. En las hojas características del ISO124 el fabricante recomienda la utilización de un filtro de esta topología en la salida, capítulo 6 de los anexos. También se sigue con la filosofía de mantener el desfase igual al que introduce el filtro correspondiente en la sonda de corriente.

Como la frecuencia de corte del AO de aislamiento es de 50KHz y a dicha frecuencia la onda de salida se ve muy deteriorada, figura 78, la frecuencia del filtro va a ser de 50Khz.



Ver simulación del comportamiento frecuencial del filtro, figura 84:

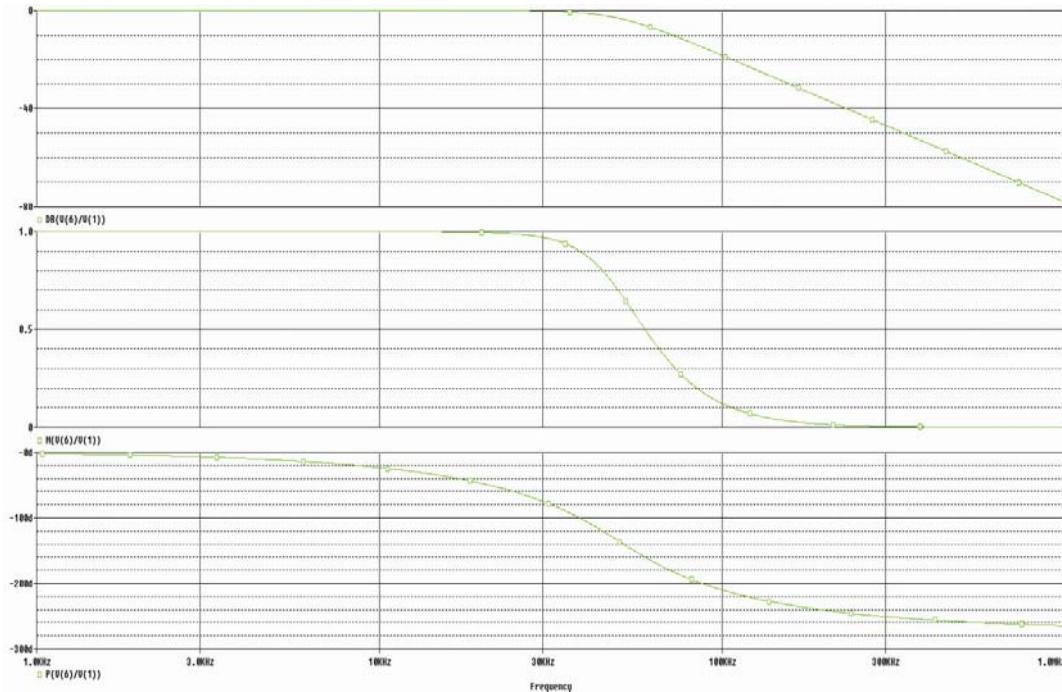


Figura 84. Simulación SPICE del filtro de 50KHz

El filtro es exactamente el mismo, tanto en topología como en valores de los componentes, que el de la figura 53, en la página 58 de este mismo documento.

Se muestra a continuación la señal de entrada al AO de aislamiento y la salida del filtro con una frecuencia de 20Khz (figura 85):

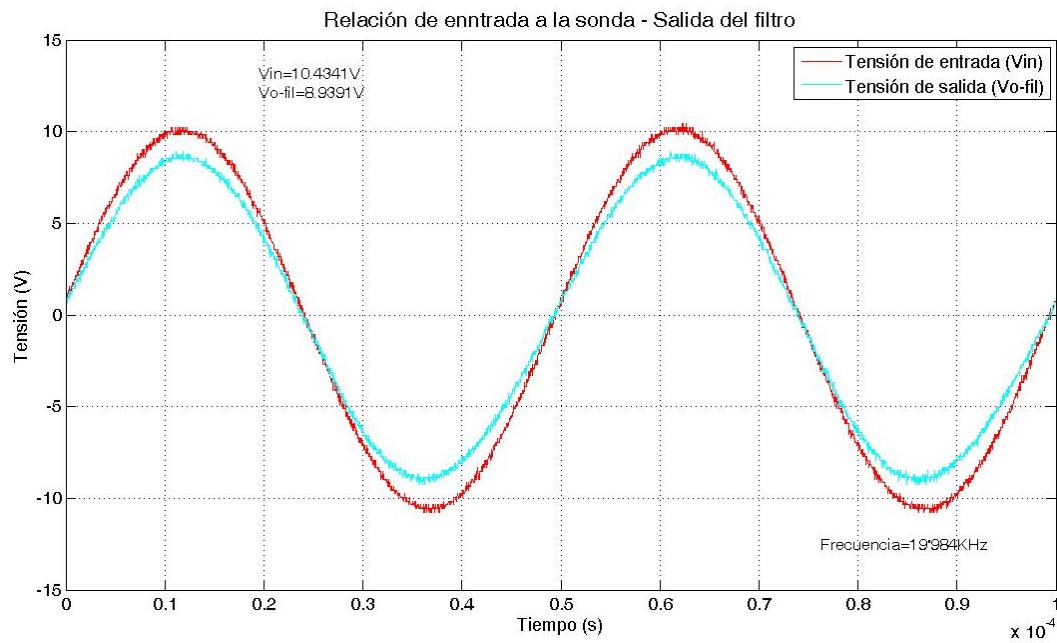


Figura 85. Señal de entrada en la sonda (ROJO) respecto de la señal de salida en el filtro (CYAN).



Ha desaparecido la forma escalonada en la tensión de salida, aunque la perdida en la ganancia se mantiene, por eso está sonda sólo sirve como sistema de medida en señales de frecuencia relativamente baja. Sin embargo, para comparar las fases y ver las formas de onda sigue siendo útil.

5.1.2.5. ACOMODACIÓN FINAL DE LA SEÑAL DE SALIDA PARA CONEXIÓN AL OSCILOSCOPIO.

En este caso, como la ganancia del AO de aislamiento es uno, no es necesario tratar la señal. La distorsión en la onda y la atenuación es debida principalmente a la estructura interna del AO de aislamiento, más que a cualquier otro elemento del circuito.

5.1.2.6. ACOMODACIÓN FINAL DE LA SEÑAL DE SALIDA PARA CONEXIÓN AL μ C.

En lo referente a la acomodación de entrada al microcontrolador, la etapa de entrada es exactamente la misma que la diseñada para la sonda de corriente, ver página 65.

5.1.2.7. PROTECCIONES.

Protecciones de entrada:

En la entrada de la sonda se pueden presentar tres situaciones distintas, dependiendo del rango de la amplitud en la onda. Los rangos de entrada son los siguientes:

| TENSIÓN DE ENTRADA (V) |
|------------------------|
| 0 – 520V |
| 0 – 52V |
| 0 – 10V |

Tabla 15. Rangos de entrada a la sonda aislada.

Dependiendo de la configuración en la entrada, seleccionada con los interruptores, pueden aparecer situaciones anómalas que lleven a la destrucción del amplificador de aislamiento, ISO124. Es necesario recordar que la tensión de entrada máxima que soporta dicho dispositivo sin deteriorarse es de $\pm 100V$, por lo tanto, las situaciones no deseadas se presentaran cuando se conecten tensiones en la entrada con una amplitud de 520V (peor caso) y la selección de los interruptores tenga seleccionada un rango de entrada inferior. A continuación se estudian los dos casos posibles:

- 520V en la entrada con la selección del rango 0 - 52V:

En estas circunstancias, con la tensión máxima posible en el ISO124 el dispositivo no se va a deteriorar puesto que soporta hasta 100V. Lo que ocurrirá es que el citado elemento dejara de trabajar en modo lineal y su salida se saturará al llegar a unos 10V. Ocurrirá algo similar a lo que se mostraba en la figura 81.



- 520V en la entrada con la selección del rango 0 – 10V:

Con estas condiciones de trabajo, en el la entrada del AO de aislamiento se encuentra una tensión muy superior a los $\pm 100V$ que es capaz de soportar en la entrada. Por este motivo es necesario implementar una protección que ante esta operación no deseada de la sonda, evite la destrucción del componente.

Para cumplir este último requisito se ha diseñado la siguiente protección:

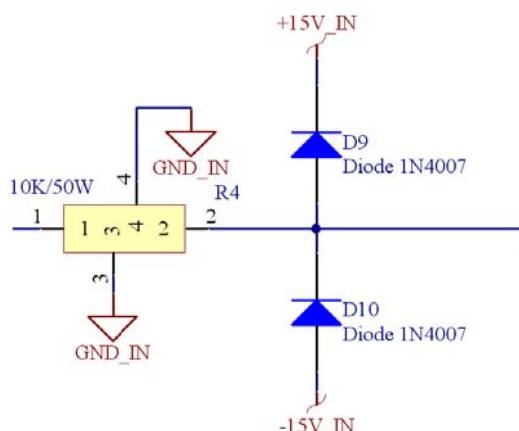


Figura 86. Circuito de protección frente a tensiones excesivas en el ISO124.

Con este circuito en la entrada del AO para la selección del rango 0 – 10V, se consigue limitar el valor de entrada a unos 15V, tensión de alimentación, de manera que el amplificador de aislamiento queda protegido frente a sobretensiones. El cálculo para la selección de la resistencia es el siguiente:

- Primero, para limitar la corriente que circula por esta parte del circuito y despreciando la caída de tensión en los diodos, se obtiene: $I = \frac{V}{R} = \frac{520V}{10K\Omega} = 52mA$
- El segundo paso, es el cálculo de la potencia en la misma: $P = I^2 \cdot R = 52mA \cdot 10K\Omega = 27,04W$

De este modo, ya está protegida la sonda frente a cualquier circunstancia de mal uso que se pueda dar al trabajar con la sonda aislada de tensión. Las siguientes dos gráficas representan el comportamiento protección anteriormente citada con una entrada de 30V y la salida de la protección (figura 87):

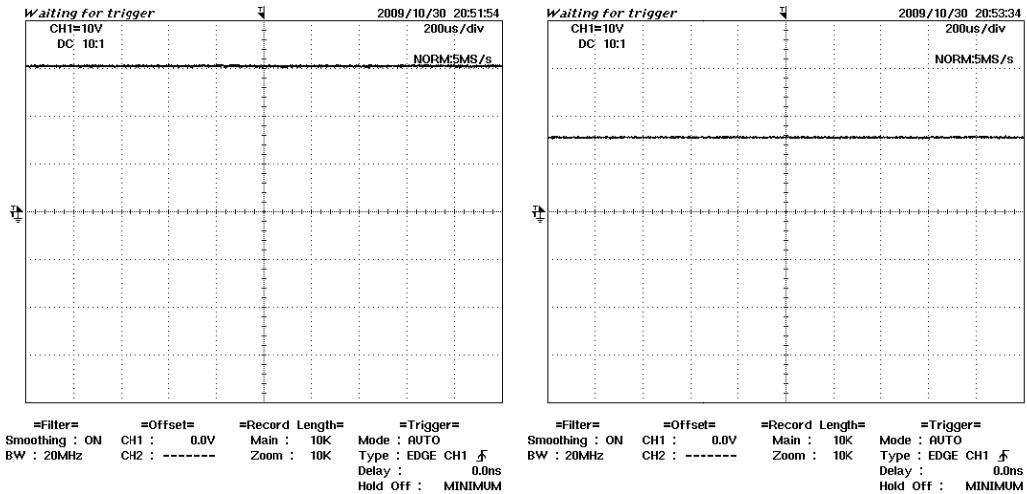


Figura 87. Comportamiento de la protección frente a sobretensiones.

Protección para la conexión de entrada al μ C:

Debido a que las restricciones de entrada al microcontrolador son las mismas, pues este no ha cambiado, la protección para la conexión al microcontrolador es idéntica a la que se proponía para la sonda de corriente, ver página 71, figura 72.

5.2. PRÁCTICAS.

Para poder realizar las prácticas de la asignatura Electrónica de Potencia, correspondiente a la carrera de Ingeniería Técnica Industrial (Especialidad Electrónica Industrial), se han realizado una serie de modificaciones en la placa de prácticas existente, de manera que las sondas diseñadas en este proyecto, así como los programas, puedan ser utilizados para el desarrollo de las mismas. El esquema circuital de la nueva placa queda como se muestra en la imagen siguiente:

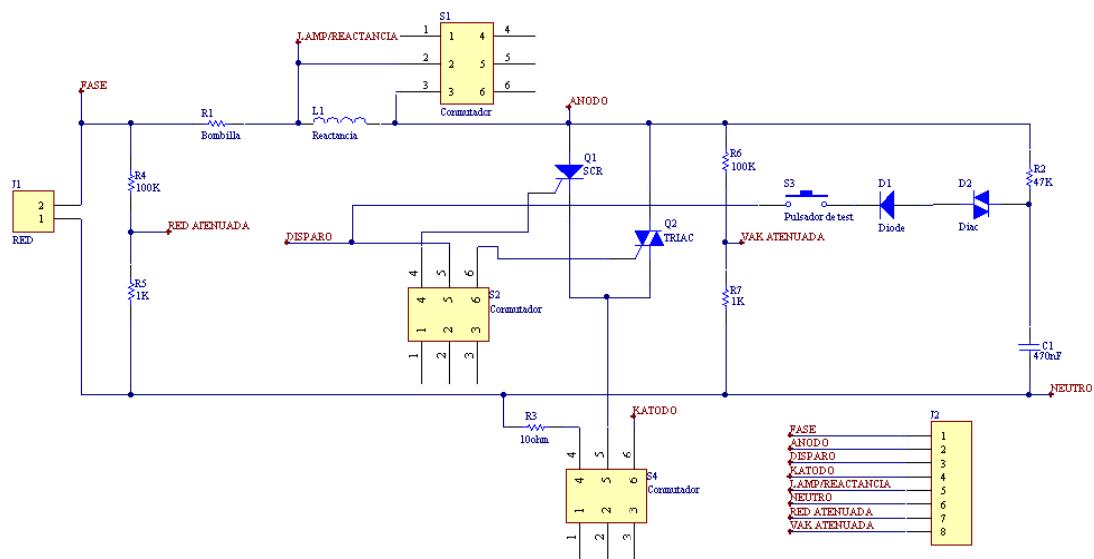


Figura 88. Circuito correspondiente a la nueva versión de la placa de prácticas.



A parte de las adaptaciones necesarias para la inclusión de las sondas en el circuito, éste presenta como mejora un circuito de test (ver figura 89). En la PCB actual el circuito de test sólo permite comprobar el correcto funcionamiento de la carga (R-L). Sin embargo, el nuevo diseño implementa un circuito de disparo para tiristor y triac, permitiendo conocer si alguno de estos dispositivos se ha deteriorado. El circuito de test es idéntico a uno de los montajes que se realizan en la práctica 1 de la asignatura, éste no resulta el más apropiado para el disparo del triac, pues sólo lo dispara en los semicírculos positivos de la red. Se ha implementado de esta manera que permita evitar las sucesivas entradas en ruptura inversa de la unión puerta – cátodo de tiristor.

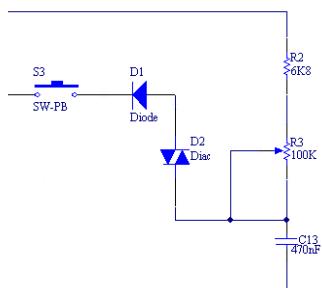


Figura 89. Circuito de test.

5.2.1. PRÁCTICA 1.

En esta práctica los circuitos de disparo están basados en circuitos R-C los cuales se montarán sobre las placas de prototipado situadas en los entrenadores, como se ha hecho hasta ahora. La diferencia esencial consiste en la posibilidad de poder tomar las medidas con el osciloscopio o utilizando la aplicación PC- μ C a través de las sondas aisladas diseñadas para este propósito. Además, también es posible la utilización del programa Osciloscopio.

5.2.2. PRÁCTICA 2.

Para la realización de esta práctica por parte de los alumnos, se presenta nuevamente dos opciones: la ejecución de la manera actual, aunque utilizando las sondas aisladas diseñadas en este proyecto o mediante la aplicación informática.

En el caso de que el desarrollo de que la actividad docente sea el convencional, los circuitos de disparo que se montarán en los entrenadores serán los mismos que se venían montando hasta el momento. Sólo será necesario situar las sondas en el lugar adecuado.

Sin embargo, para poder realizar la práctica mediante la herramienta desarrollada al uso, puesto que el pulso de disparo se define a partir de los pasos por cero de la tensión monofásica de suministro eléctrico, resulta necesario introducir dicha señal en el microprocesador a través de un circuito que presente aislamiento galvánico y a su vez adapte la señal. Esto se lleva a cabo mediante el circuito mostrado en la figura 90.

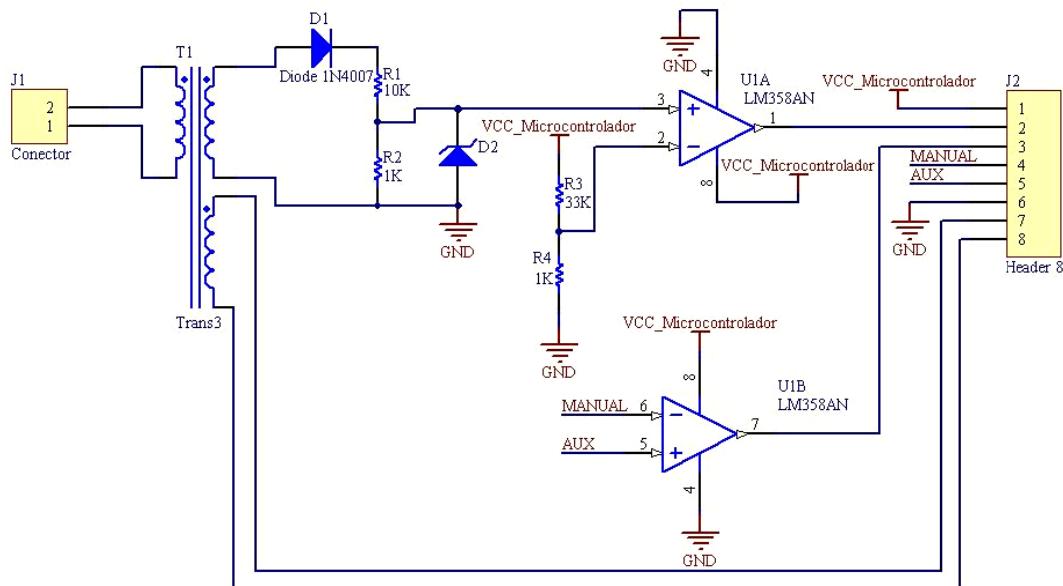


Figura 90. Circuito para la sincronización de disparo con la RED. Detector de cruce por cero.

Aunque en el circuito de la figura se utiliza un transformador con dos salidas esto no es necesario, el motivo de utilizarlo es que ya se disponía de él.

La configuración que presenta el circuito permite tanto sincronizar el disparo con la red, como hacerlo por medio de otra señal y realizar un control, una comparación, manual respecto de la misma.

El divisor resistivo R1 y R2 sirve para atenuar la entrada al LM358, puesto que la tensión de entrada máxima al microcontrolador es de 3,3V. El otro divisor, formado por R3 y R4, sólo sirve para polarizar la entrada del AO. Los transistores utilizados son el modelo BC547.

Los circuitos de disparo mostrados en las figuras 91 y 92 se seguirán montando en las placas de prototipado con las modificaciones que presentan en las figuras.

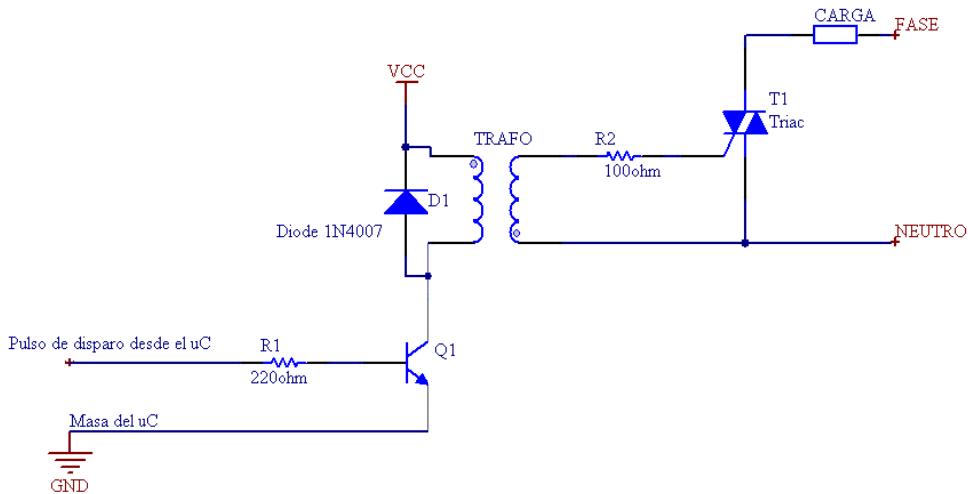


Figura 91. Circuito de disparo para el transformador de impulsos.

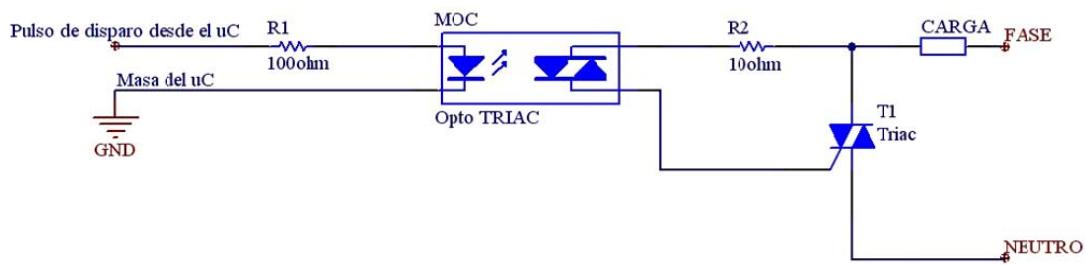


Figura 92. Circuito de disparo para el triac optoacoplado.



6. DISEÑO DEL SOFTWARE PARA EL µC.

No se puede realizar el diseño del software para el microcontrolador sin tener en cuenta como se ha implementado tanto la aplicación PC como todo el hardware. Es por tanto esencial realizar el diseño de forma simultánea.

Los osciloscopios digitales comerciales suelen utilizar dos técnicas a la hora de realizar el muestreo de las señales [10]:

- Muestreo en tiempo real: Con este tipo de métodos de muestreo el disparo se produce cuando la señal de entrada alcanza un determinado umbral. A partir de este instante se produce una conversión analógico – digital de la onda entrante. La tasa de muestreo viene normalmente determinada por un reloj interno (ver figura 93).

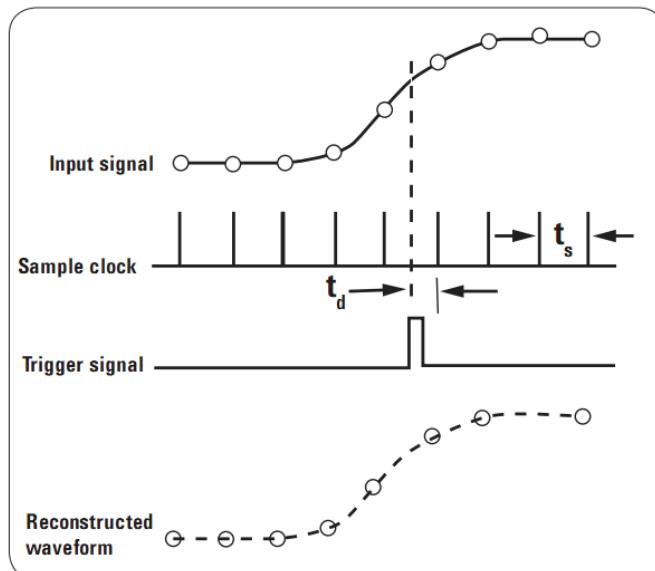


Figura 93. Forma de onda de la señal utilizando un osciloscopio en tiempo real. Imagen obtenida de: What is the different between an equivalent time sampling oscilloscope and a real-time oscilloscope?, Application Note 1608, Agilent Technologies.

- Muestreo en tiempo equivalente: Estas técnicas se suelen utilizar para ondas periódicas puras, siendo este un requisito indispensable, además es necesaria una señal de trigger que indique el instante en que comienza la señal repetitiva.

Lo que hacen es tomar muestras a partir de un instante de la señal, el cual es indicado por el trigger, a partir de ahí, en cada período se muestrea con retardos diferentes respecto del trigger, este método de retardo es muy preciso. De esta manera se obtienen más puntos de la señal, con una separación mínima permitiendo la reconstrucción de la onda con una resolución proporcionar al retardo.

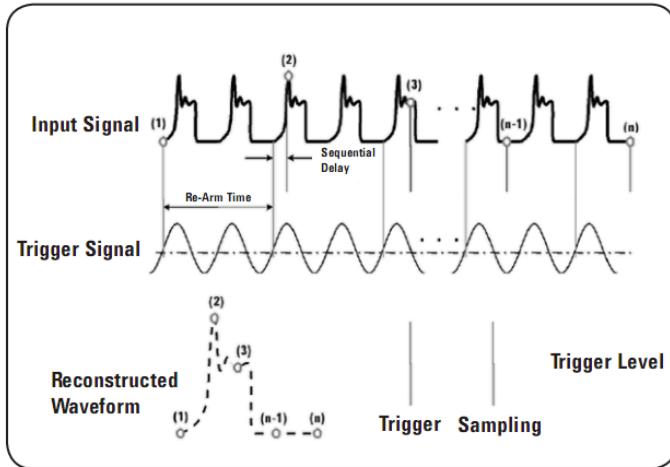


Figura 94. Forma de onda de la señal utilizando un osciloscopio en tiempo real. Imagen obtenida de: What is the different between an equivalent time sampling oscilloscope and a real-time oscilloscope?, Application Note 1608, Agilent Technologies.

Atendiendo al número de posibles canales de entrada (4 canales), y la limitada capacidad de la memoria RAM del microcontrolador (512 Bytes), el número de muestras que es posible almacenar por canal es relativamente bajo.

El problema de la RAM se ha solventado limitando el número total de datos que se van a tomar en cuatro canales, se limita a 400 muestras, 100 para cada canal, almacenando cada canal en un vector dedicado al mismo. Éstos vectores se declaran como variables globales en el programa para proteger la integridad de los datos. El problema podría resolverse también utilizando punteros y realizando una asignación dinámica de memoria. El motivo de utilizar vectores es que resulta más sencillo.

Por otra parte, la cantidad de memoria disponible, siendo 100 la cantidad de datos para la representación de cada canal obligan a utilizar una conversión en 8bits, aunque los convertidores analógico digitales integrados en el microcontrolador permiten una resolución hasta de 10 bits. Utilizando la conversión en 10 bits, a la hora de almacenar los datos en el μ C sería necesario utilizar 2bytes para cada dato y eso reduce la cantidad de muestras que se pueden tomar a la mitad. Resulta más importante el número de datos tomados que la precisión de los mismos, por eso los convertidores trabajan con una resolución de 8bits.

Otro factor determinante es el hecho de que los canales A/D se encuentren multiplexados, por ello se va a trabajar con el modo de conversión única, disparándose los canales de forma consecutiva, una vez acabadas las conversiones de los canales se esperara un tiempo para lanzar la siguiente conversión. Dicho tiempo será tal, que a la frecuencia de la señal, permita al menos la representación de un ciclo o dos de la onda de forma suficientemente fiel tomando 100 valores.



6.1. SOLUCIÓN A.

6.1.1. PROGRAMA PRINCIPAL.

Como se ha citado anteriormente el programa debe ser coherente con la aplicación diseñada para el PC. El diseño del software se ha realizado teniendo en cuenta la premisa de ser único para todas las aplicaciones PC explicadas en apartados anteriores.

El programa principal configura inicialmente los puertos y los periféricos entradas salidas para realizar, tanto la comunicación $\mu\text{C} \rightarrow \text{PC}$, $\text{PC} \rightarrow \mu\text{C}$; como las operaciones de conversión llevadas a cabo por los ADCs y Timers.

Posteriormente el programa entra en el bucle principal, donde el μC espera a recibir los parámetros enviados por el PC. Estos son dos códigos ASCII (dos caracteres), los cuales contienen la información necesaria para que el microcontrolador discrimine la función que tiene que realizar y el retardo de temporal necesario para separar dos muestras consecutivas.

Una vez se han recibido los datos desde el PC, el microcontrolador realiza las conversiones y actuaciones necesarias. Posteriormente, envía los datos al PC a través de su UART. Cuanto termina vuelve a aponerse a la espera de que el PC le envíe la siguiente función a realizar. A la derecha se muestra el diagrama de flujo del programa principal:

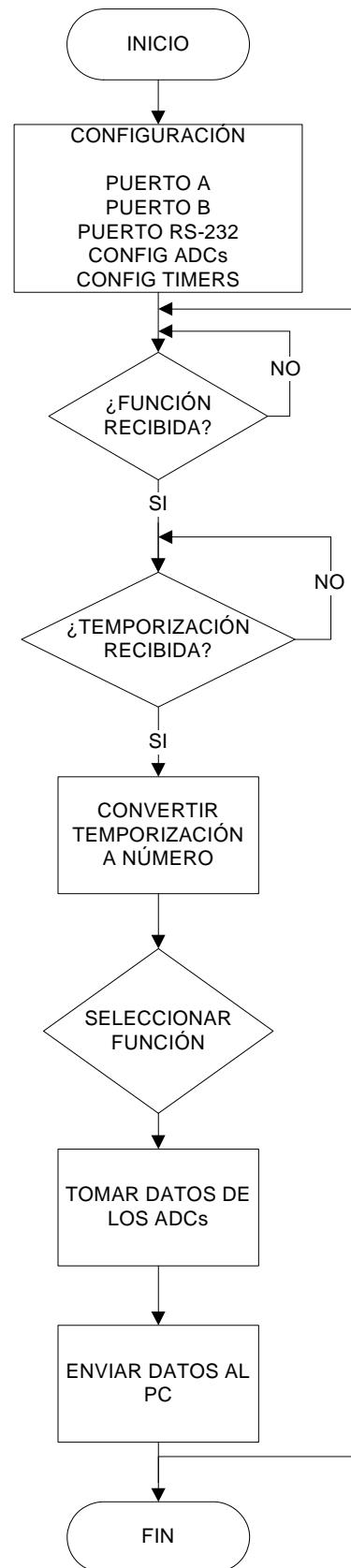


Figura 95. Diagrama de flujo del programa principal.



6.1.2. CONVERSIÓN A/D.

Primero hay que seleccionar que patillas del µC se van a utilizar para la conversión. La asignación realizada es la siguiente:

| | CANAL 1V | CANAL 2V | CANAL 1I | CANAL 2I |
|--------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| PIN 10 | PTB2/ADP6 | | | |
| PIN 9 | | PTB3/ADP7 | | |
| PIN 15 | | | PTA1/ADP1 | |
| PIN 14 | | | | PTA2/ADP2 |

Tabla 16. Correspondencia de puertos y pines con los canales.

De esta manera, los puertos que se utilizan tanto para la comunicación serie, como para la generación de señales temporales necesarias para el disparo de los tiristores quedan libres.

Antes de proceder al desarrollo del programa es necesario establecer el número de combinaciones posibles entre los lanzamientos de conversión de los cuatro canales. Haciendo unos pequeños cálculos, la estimación es que pueden aparecer más de 60 combinaciones. La implementación de tal cantidad de alternativas es tediosa y, además, dado el carácter de este proyecto excesiva. Para reducir el número de posibilidades, sin que el proyecto pierda consistencia, se da preferencia siempre a los canales 1, tanto de tensión como de corriente, en el disparo; es decir, serán siempre el CANAL1 de tensión o de corriente los que servirán de referencia, y nunca se disparará un CANAL2 sin que se haya disparado anteriormente su correspondiente CANAL1; de la misma manera la secuencia utilizará primero todo los canales de un tipo que sean necesarios, tensión o corriente y después los del otro tipo. Con estas restricciones, el número de posibles combinaciones se reduce a 12; ahora, sólo es necesario indicarlo adecuadamente en el manual de instrucciones incluido en la aplicación PC. A continuación se muestra una tabla con las posibles secuencias de disparo de los canales:

| Código ASCII | CANAL 1V | CANAL 2V | CANAL 1I | CANAL 2I |
|--------------|----------|----------|----------|----------|
| A | 1º | ND | ND | ND |
| B | ND | ND | 1º | ND |
| C | 1º | 2º | ND | ND |
| D | ND | ND | 1º | 2º |
| E | 1º | ND | 2º | ND |
| F | 2º | ND | 1º | ND |
| G | 1º | ND | 2º | 3º |
| H | 1º | 2º | 3º | ND |
| I | 2º | 3º | 1º | ND |
| J | 3º | ND | 1º | 2º |
| K | 1º | 2º | 3º | 4º |
| L | 3º | 4º | 1º | 2º |

ND: No dispara.

Tabla 17. Secuencia de disparo y carácter ASCII asociado a la función.



Antes de poder utilizar los puertos del µC deben ser configurarlos con los parámetros necesarios para esta aplicación. Esto se hace en la rutina de inicio del programa principal, donde se configuran los registros correspondientes a los ADCs, habilitando los correspondientes pines como entradas analógicas y en modo de conversión única.

Se procede al cálculo de los tiempos de conversión. La siguiente formula se extrae del datasheet del microcontrolador:

$$\text{Tiempo de conversion} = \frac{20ADCK\ cycles}{4MHz} + \frac{5bus\ cycles}{4MHz} = 6,25\mu s$$

Como el proyecto está pensado para las prácticas de electrónica de potencia y la máxima frecuencia de las señales de dicha asignatura es de 300Hz, poniendo 500Hz por dar un mayor rango frecuencial a la aplicación; se obtiene que el periodo mínimo de la señal es de 2ms. Si se toman 100 muestras en 2ms, la distancia temporal entre muestras es de 20µs, muy superior a los 6,25µs del tiempo de conversión. Lo que permite despreciar el tiempo de conversión sin que el error sea demasiado grande.

Esto es así mientras se trabaja con canal único. En el momento en el que se introducen más canales, atendiendo a la restricción de estar los ADCs del µC multiplexados, las muestras tomadas por cada convertidor deben realizarse de forma sucesiva, de manera que el tiempo total de conversión se multiplica por el número de canales. Llevando el límite de operación con 4 canales en torno a 300Hz. Con canal único podría llegarse a frecuencias cuatro veces mayores.

Para una separación temporal se ha utilizado un bucle de retardo implementado en ensamblado y calculado para 5µs. Experimentalmente se ha comprobado que con el citado bucle el retardo que se consigue es de 20µs, por ello en la siguiente solución se controla el tiempo de separación entre muestras mediante el módulo MTIM, habiéndose probado previamente en la función para el control del ángulo de disparo.



A continuación, se va a mostrar el diagrama de flujo de una conversión utilizando los 4 canales, siendo este el caso más desfavorable:

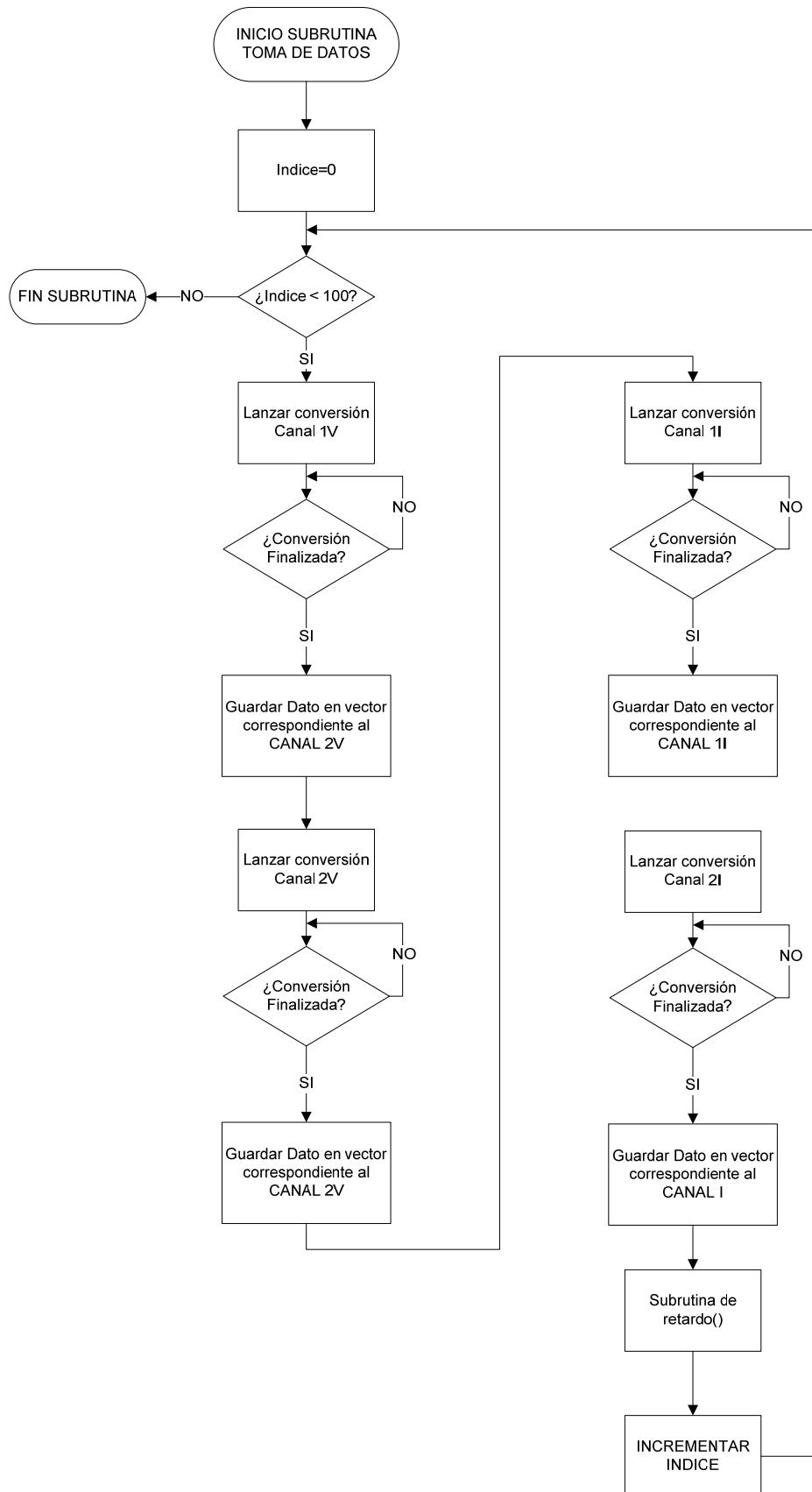


Figura 96. Diagrama de flujo de una conversión utilizando los 4 canales.



6.1.3. COMUNICACIÓN CON EL PC.

Es indispensable que exista una sincronización entre el envío y la recepción de datos entre $\mu\text{C} \leftrightarrow \text{PC}$, por otro lado, es necesario asegurar que los datos se envían y se reciben de forma correcta.

Como protocolo de comunicación se ha establecido un procedimiento en el que se envía una cabecera, que se utiliza como parámetro que permite asegurar la correcta recepción de la información. Después se procede a la transmisión del dato. Una vez se ha recibido el par de bytes cabecera-dato, se comprueba que la primera es correcta, si lo es, se envía un byte de confirmación y sino uno de fallo, para que el par de datos vuelva a ser enviado de nuevo.

6.1.3.1. RECEPCIÓN DE PARÁMETROS.

El siguiente diagrama de flujo describe el funcionamiento tanto del procedimiento que recibe la función que debe realizar el μC como del procedimiento que permite recibir otros parámetros, tiempo de retardo entre conversiones y ángulo de disparo del tiristor o el triac.

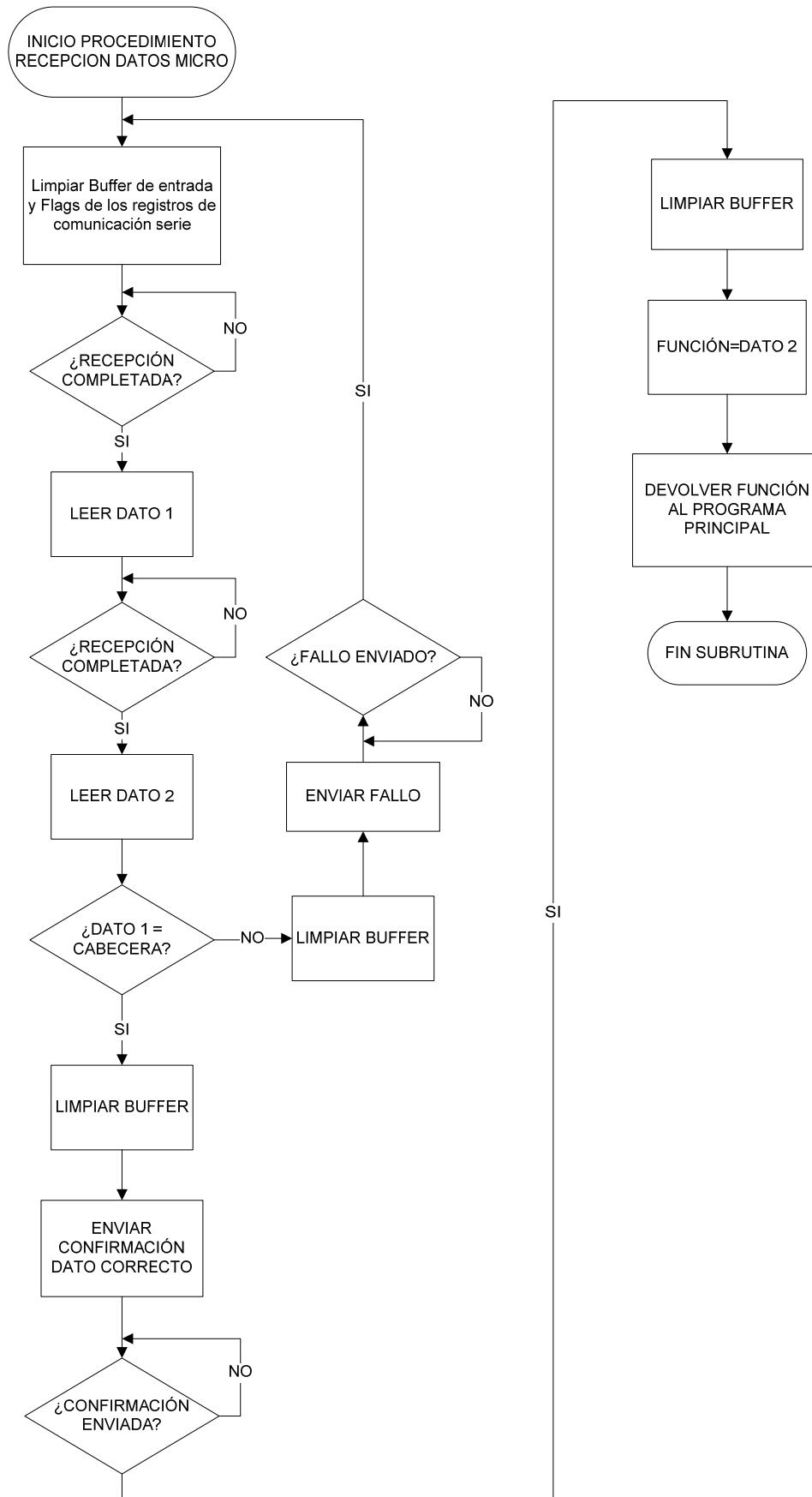


Figura 97. Diagrama de flujo para la recepción de parámetros.



6.1.3.2. ENVÍO DE RESULTADOS.

Como el protocolo de comunicación se ha establecido un procedimiento en el que se envía una cabecera y después el dato, si la cabecera se recibe de forma correcta, se envía una confirmación de dato correcto, en caso contrario se envía un valor indicando el fallo y se vuelve a intentar el envío.

A continuación se muestra el diagrama de flujo al envío de uno de los vectores que contiene los datos correspondientes a la señal de entrada:

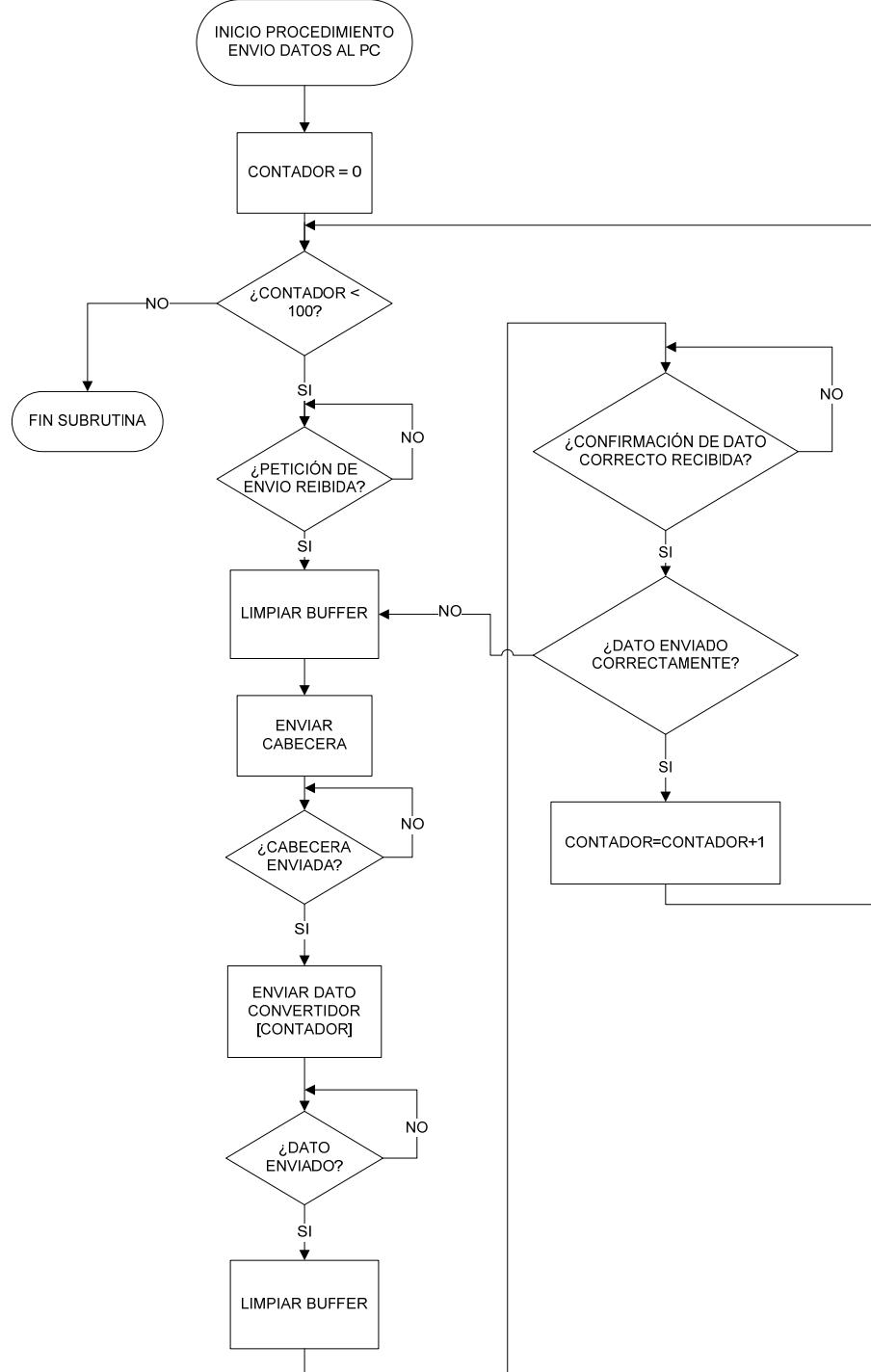


Figura 98. Diagrama de flujo del envío de datos.



6.1.4. ÁNGULO DE DISPARO Y TIEMPO DE DURACIÓN DEL PULSO.

Esta función utiliza interrupciones para trabajar, permitiendo el control del ángulo de disparo y del tiempo de duración del pulso mediante el módulo TPM, mientras que para el retardo entre muestras utiliza el módulo MTIM. Véase el siguiente diagrama de flujo:

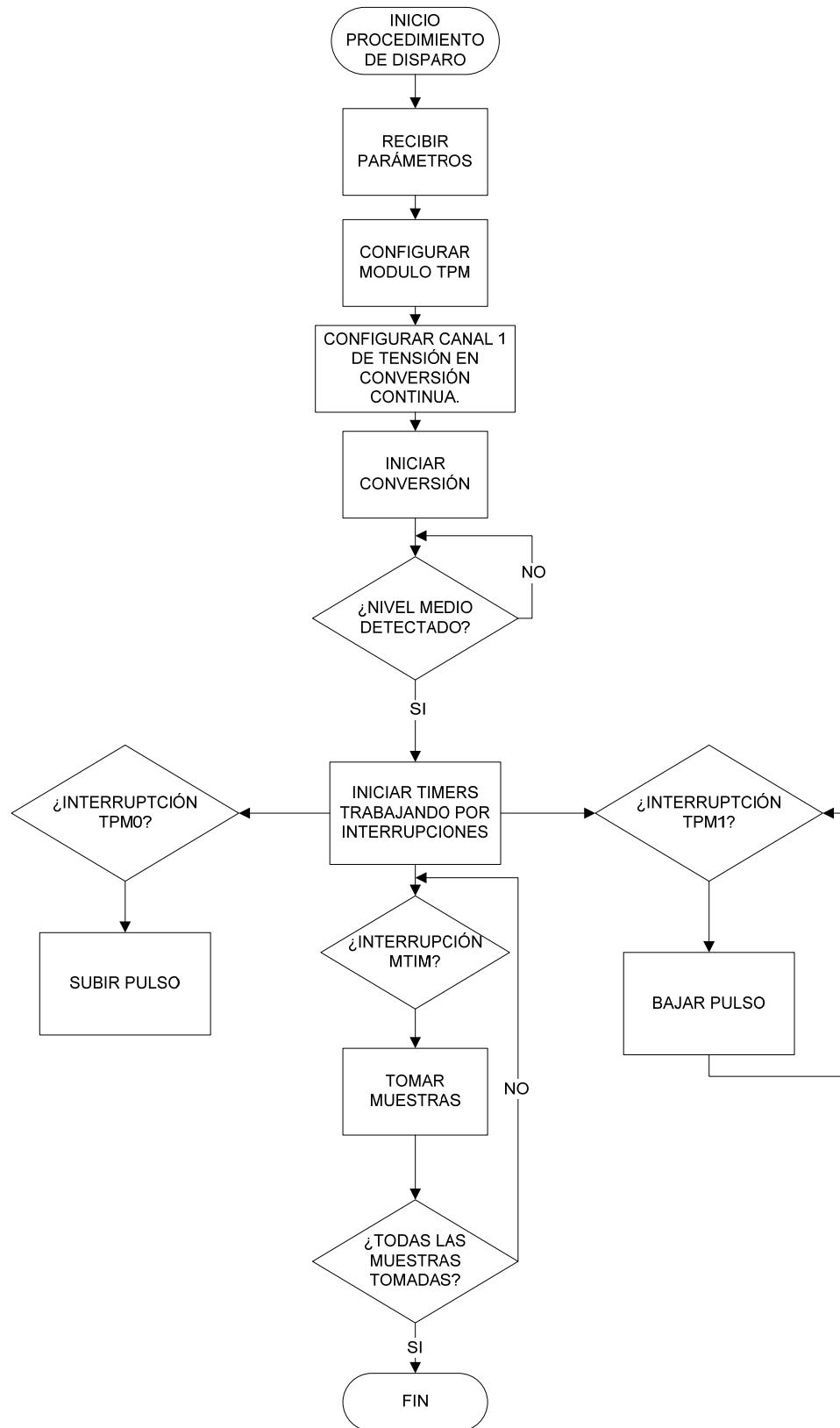


Figura 99. Diagrama de flujo de control de disparo.



En el caso de que se especifique en la aplicación PC que el control del ángulo de disparo debe realizarse en tiempo real, se habilita la comunicación serie mediante interrupciones y se inhiben la toma y el envío de datos.

Esta solución no resulta lo eficiente que debería, el envío de datos redundante hace que el tiempo de envío sea realmente alto, llegando a superar los 10 minutos. Además, en ocasiones produce que no se reciban los datos correctamente, haciendo que el microcontrolador se quede en un estado del que no es capaz de salir. Por ello se presenta la solución B, que será la adoptada como solución final.

6.2. SOLUCIÓN B.

6.2.1. PROGRAMA PRINCIPAL.

En esta solución del problema se va a trabajar con interrupciones, por lo que el programa principal únicamente constará de las funciones de configuración de los periféricos del µC.

Otra variación respecto a la solución anterior es que en lugar de esperar la recepción de datos de forma secuencial, se va a trabajar con una máquina de estados, que lleva a una mayor estabilidad en la operación del microcontrolador, evitando que quede anclado en algún punto del programa del que no pueda salir. Para evitar que esto ocurra, también deberá implementarse el uso del Watchdog.

Como se han presentado tantos problemas con el envío de datos del µC al PC, se va a obviar y dejar de lado la comprobación de que la información se recibe correctamente en el ordenador. Ha sido necesario simplificar el problema para lograr una solución óptima.

A continuación se muestra el diagrama de flujo del programa principal:

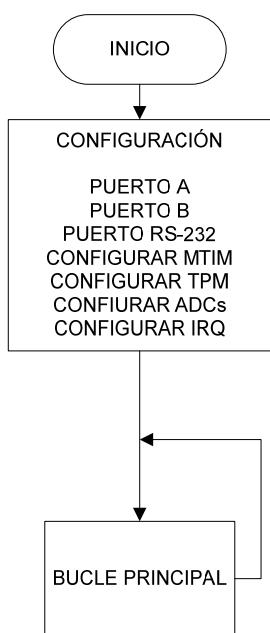


Figura 100. Diagrama de flujo del programa principal.



6.2.2. CONVERSIÓN A/D.

La configuración de canales y los pines correspondientes al µC son los mismos que en la solución anterior, vuelven a mostrarse en la siguiente tabla:

| | CANAL 1V | CANAL 2V | CANAL 1I | CANAL 2I |
|--------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| PIN 10 | PTB2/ADP6 | | | |
| PIN 9 | | PTB3/ADP7 | | |
| PIN 15 | | | PTA1/ADP1 | |
| PIN 14 | | | | PTA2/ADP2 |

Tabla 18. Correspondencia de puertos y pines con los canales.

La codificación ASCII también es la misma, se muestra aquí completa incluyendo la función necesaria para el disparo de los tiristores correspondiente a la práctica 2, su codificación alfabética corresponde a la letra M.

| Código ASCII | CANAL 1V | CANAL 2V | CANAL 1I | CANAL 2I |
|--------------|----------|----------|----------|----------|
| A | 1º | ND | ND | ND |
| B | ND | ND | 1º | ND |
| C | 1º | 2º | ND | ND |
| D | ND | ND | 1º | 2º |
| E | 1º | ND | 2º | ND |
| F | 2º | ND | 1º | ND |
| G | 1º | ND | 2º | 3º |
| H | 1º | 2º | 3º | ND |
| I | 2º | 3º | 1º | ND |
| J | 3º | ND | 1º | 2º |
| K | 1º | 2º | 3º | 4º |
| L | 3º | 4º | 1º | 2º |
| M | 1º | 2º | 3º | 4º |

ND: No dispara.

Tabla 19. Secuencia de disparo y carácter ASCII asociado a la función.

La problemática respecto a la velocidad de muestreo y al límite de la frecuencia de las señales que se pueden capturar la misma que la mostrada en la solución A, aunque ahora se ha tenido en cuenta el tiempo de conversión necesario para el diferente número de canales, lo que permite una mayor precisión de la separación temporal entre muestras. Se ha aproximado el tiempo de cada canal a 6µs.

El diagrama de flujo de conversión coincide con el de la figura 96 página 94.



6.2.3. COMUNICACIÓN CON EL PC.

6.2.3.1. RECEPCIÓN DE PARÁMETROS.

Como la solución anterior no cumplía los requisitos de sincronización y estabilidad se ha procedido al diseño de la siguiente máquina de estados:

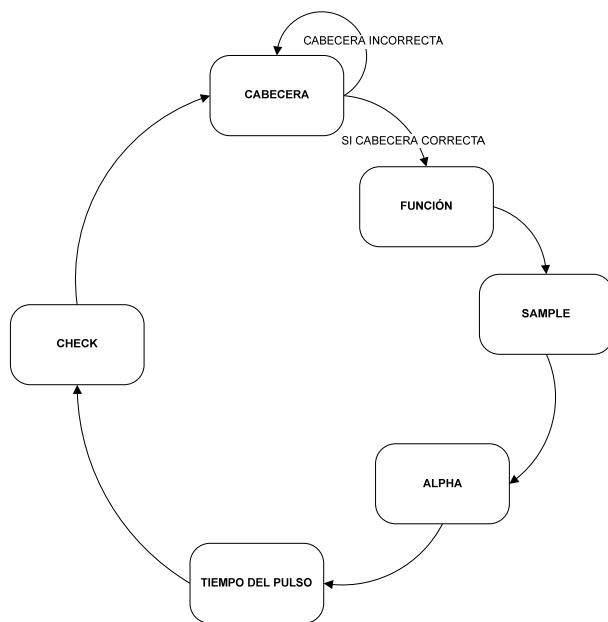


Figura 101. Diagrama de estados de recepción.

Del hecho de que la recepción del valor de chequeo sea o no correcto dependerá que se realicen las funciones de captura o se vuelva al estado CABECERA sin realizar tarea alguna. El cálculo de este valor se muestra en la página 26.

Diagrama de flujo de recepción:



Figura 102. Diagrama de flujo de recepción de datos.



6.2.3.2. ENVÍO DE RESULTADOS.

Como se ha citado en el apartado correspondiente a la solución de las aplicaciones PC, para la recepción de datos es necesario enviar un byte de inicio y otro de paro, con el fin de indicar el inicio y final de los mismo (esto es así por la solución adoptada en Java). Los datos se envían ahora, con una única función, pasando un puntero al vector de datos correspondiente. Ya no tenemos cuatro funciones, una para cada vector, sino que en su lugar tenemos una que será llamada el número de veces que sea necesario. En la figura 103 se muestra el diagrama de flujo correspondiente al envío de n canales.

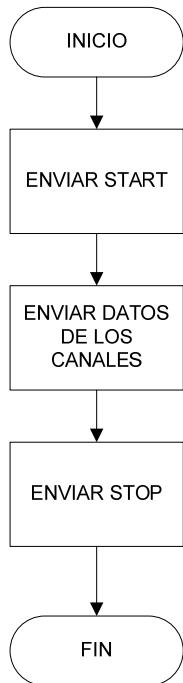


Figura 103. Diagrama de flujo del envío de datos.

6.2.4. ÁNGULO DE DISPARO Y TIEMPO DE DURACIÓN DEL PULSO.

En la solución anterior se utilizaba una detección del nivel medio por software para sincronizar el disparo, lo cual imposibilitaba que se mantuviera el sincronismo; la detección del nivel medio sólo se podía realizar la primera vez y además se estaba desaprovechando un canal. Una manera mucho más eficiente de solventar esto es realizar un circuito que nos proporcione una señal en sincronismo con la RED. Esta señal deberá adecuarse a las especificaciones del μ C. El citado circuito corresponde al que se encuentra en la página 87 , figura 90.

Dado que la interrupción externa sólo se activa con flanco de bajada es necesario configurar el módulo TPM para 20 ms de forma general y los canales del módulo primero en 10ms para luego sumarles otros 10ms, de esta manera el disparo también se producirá en el segundo semiciclo.



Cuando se produzca una interrupción externa se devuelven los relojes a su configuración inicial. Puede verse más claramente en el siguiente diagrama de flujo:

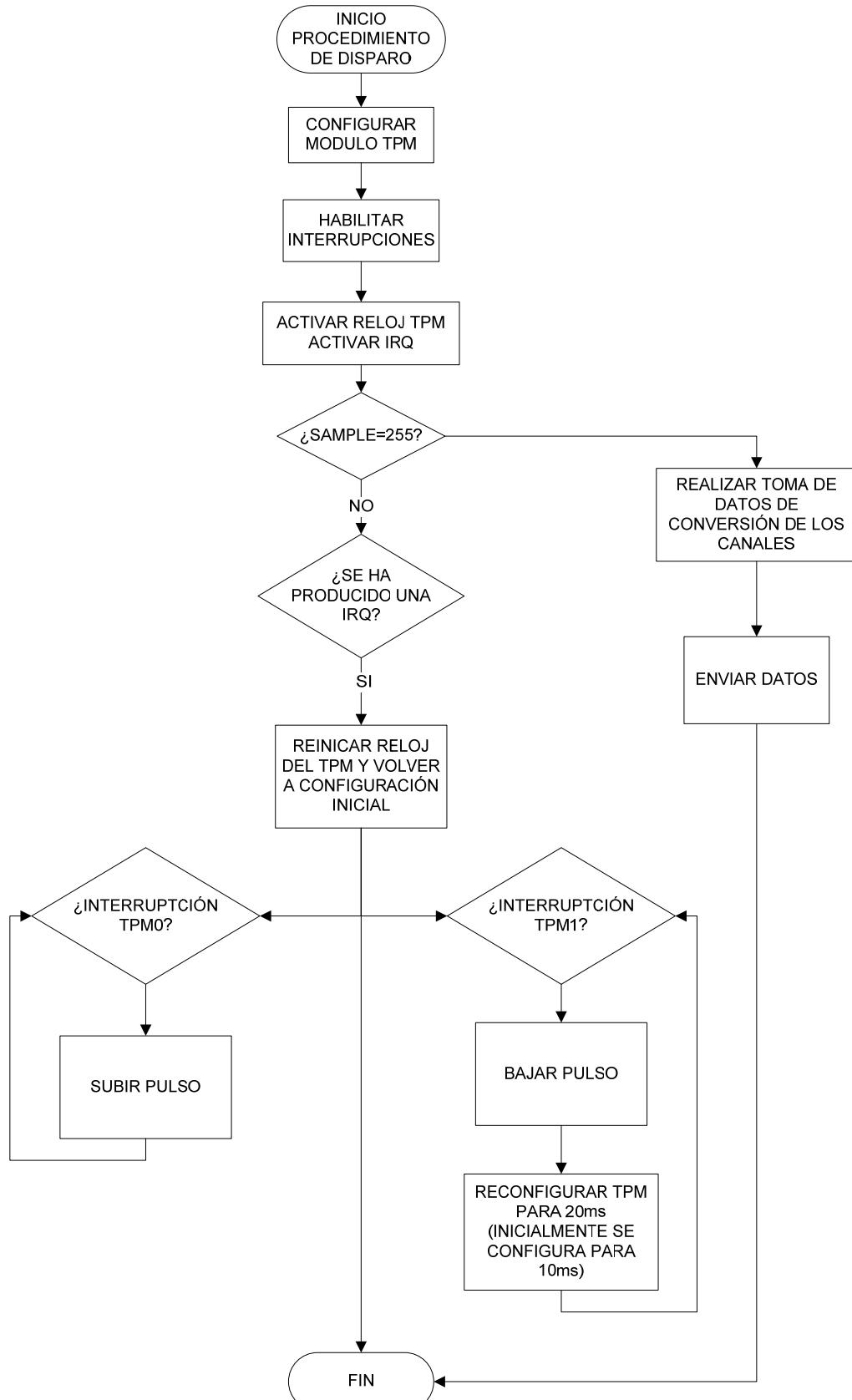


Figura 104. Diagrama de flujo de control de disparo.



7. CONCLUSIONES FUTURAS LINEAS DE TRABAJO.

7.1. CONCLUSIONES.

7.1.1. APLICACIONES PARA PC.

Tanto la aplicación realizada Visual Basic .NET como la implementada en Java resultan estables y realizan una buena representación gráfica de los datos que reciben. Si existen deficiencias en la representación es debido a la baja tasa de datos tomada y condicionada por la elección del microcontrolador.

Cada una de los lenguajes utilizados otorga ventajas diferentes a las representaciones gráficas de las señales. Son las siguientes:

- VB .NET: La principal ventaja que presenta esta aplicación es la posibilidad de activar y desactivar el filtro digital implementado, permitiendo tanto suavizar las fluctuaciones entre las muestras, como la posibilidad de mostrar la señal conformada por los datos reales. Como contrapartida, al realizar los dibujos sin el uso de ningún tipo de librería, éstas son de pago, no existen unos ejes con referencias de valores. Únicamente es posible conocer el valor máximo y el medio de las señales. Esta aplicación resulta mejor para aplicaciones con mucho ruido. (Figuras 105 y 106).

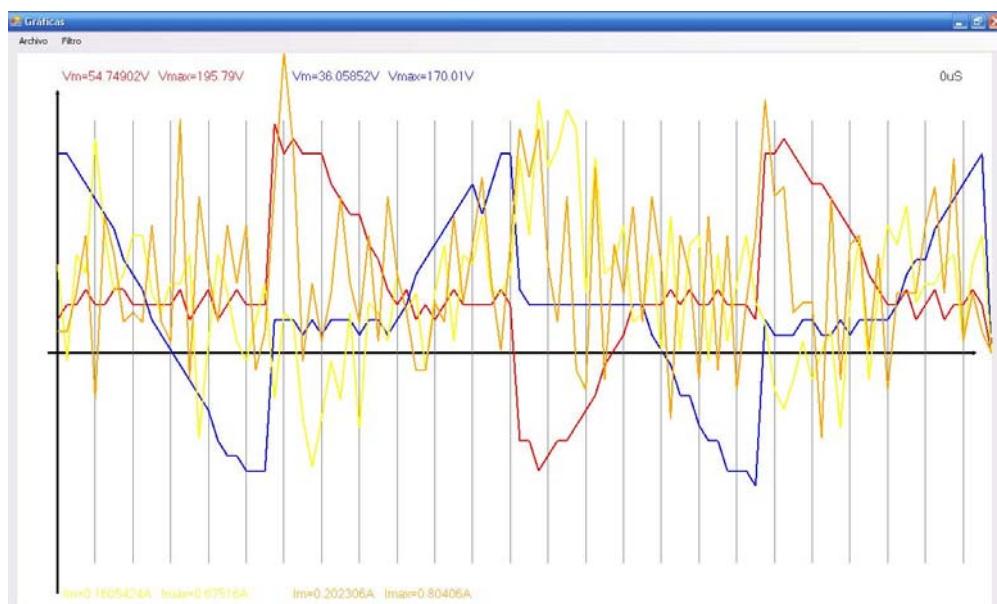


Figura 105. Imagen de la captura realizada con la aplicación desarrollada en VB.NET sin filtrado digital.

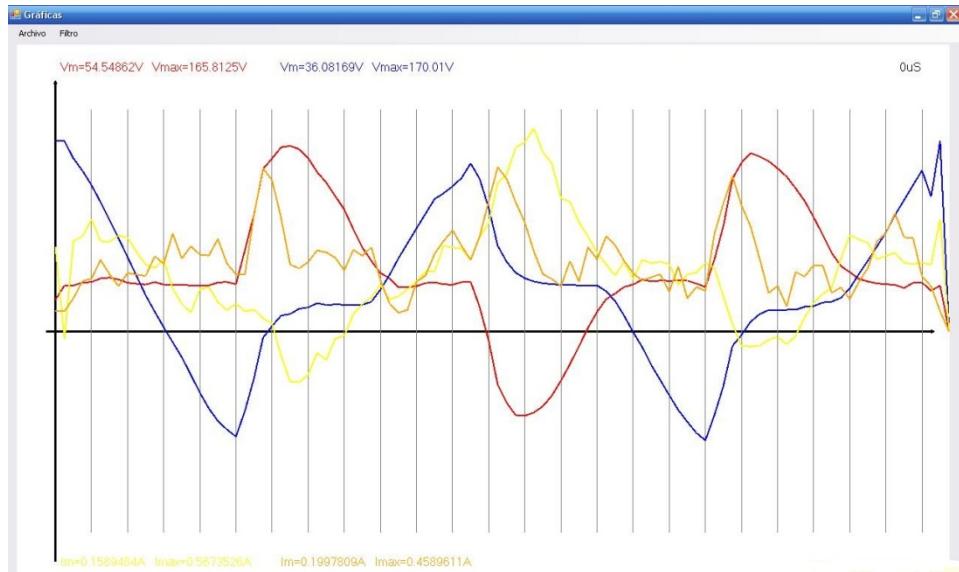


Figura 106. Imagen de la captura realizada con la aplicación desarrollada en VB.NET con filtrado digital.

- JAVA: Al utilizar las librerías gratuitas JFreeChart para la representación gráfica permite tener unos ejes, además de poder realizar un zoom sobre la zona deseada. Por otra parte, al realizar una interpolación con splines y utilizar por defecto, sin posibilidad de desactivación, el filtro digital; enmascara los datos reales que se reciben del µC. La representación gráfica es mucho más uniforme.(Figura 107).

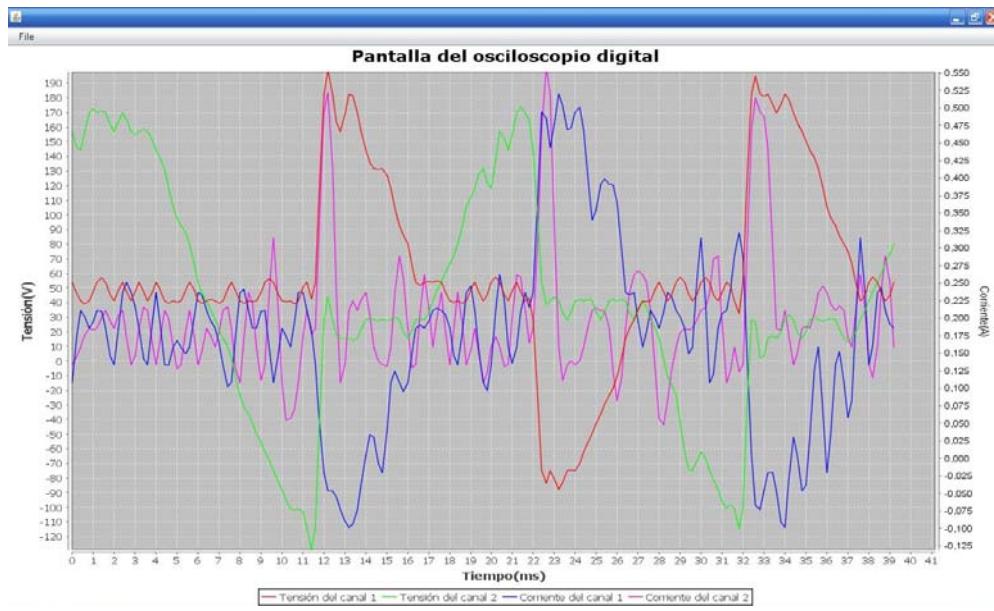


Figura 107. Imagen de la captura realizada con la aplicación desarrollada en Java.

- Matlab: La potencialidad de la aplicación implementada en este lenguaje reside en que te permite realizar un tratamiento de los datos una vez recibidos, sin necesidad de exportarlos a un archivo intermedio. Además de la facilidad que presenta su programación, debido a que integra una gran cantidad de funciones tanto para el control de instrumentos, puertos y periféricos como para el tratamiento de datos. (Figura 108).

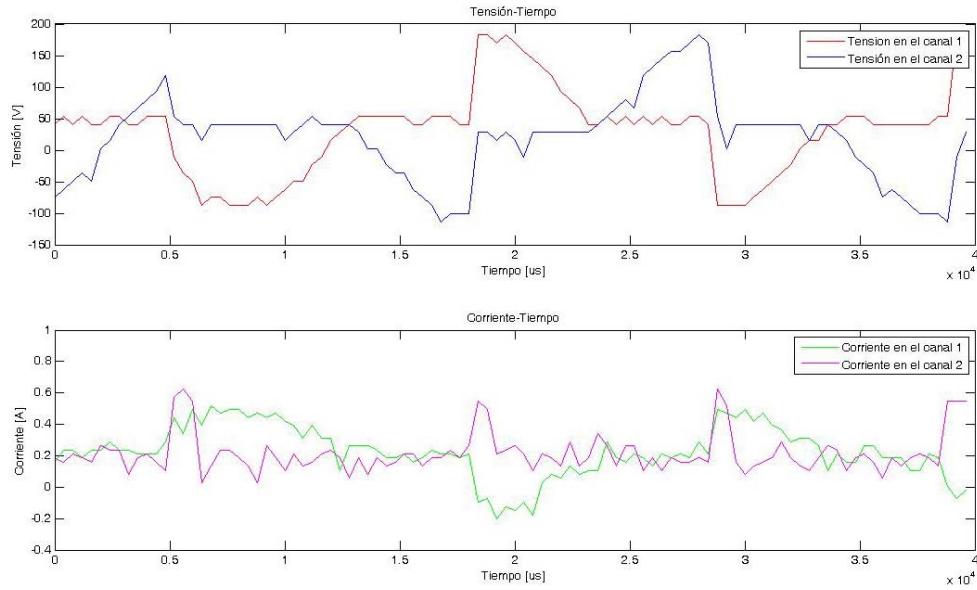


Figura 108. Imagen de la captura realizada con la aplicación desarrollada en Matlab.

La aplicación Java presenta una ventaja más, es multiplataforma, puede utilizarse bajo cualquier sistema operativo sin más que tener instalada la máquina virtual sobre la que corren las aplicaciones desarrolladas en este lenguaje.

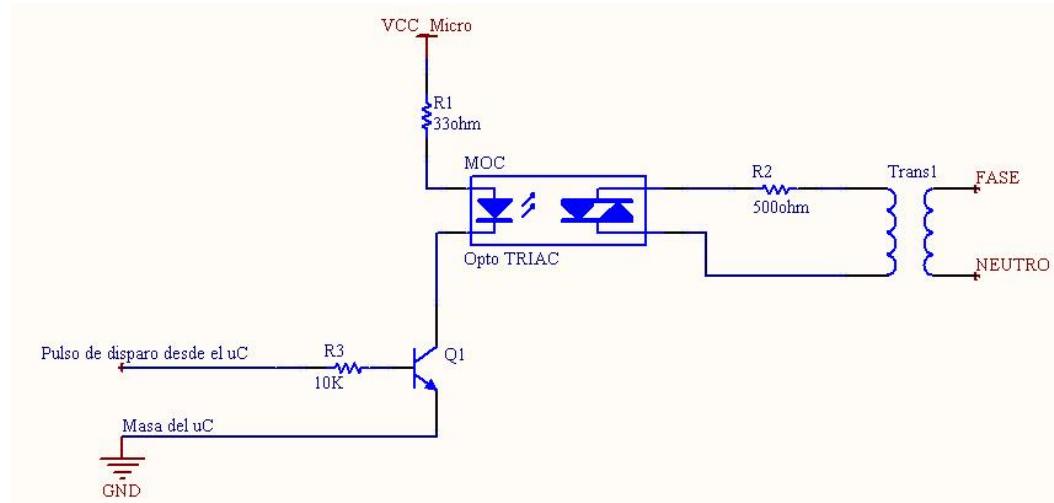


Figura 109. Circuito montado para el control del disparo del MOC y la toma de las gráficas siguiente.

En las imágenes mostradas puede parecer que la captura de datos no es buena, pero necesario hacer notar que las señales en la entrada del microcontrolador presentaban mucho ruido, por eso salen las gráficas de este modo. En cualquier caso no es un problema ni de la aplicación en el PC ni en el μ C, es un problema tanto de ruido en la señal como en la tasa de muestreo.



7.1.2. SONDAS.

El diseño inicial de las PCB's (Ver fotografías de la figura 115 y 119) ha resultado ser algo más grande de lo esperado, haciendo su uso un tanto incomodo. Esto se debe a que han sido diseñadas para su conexión tanto al osciloscopio como al microcontrolador; además, se presenta como ejemplo y muestra de diseño para los alumnos, dado que al haberse colocado todos los componentes en una capa se puede observar el *placement* de los mismos: los componentes interconectados juntos, separación de los elementos con temperaturas elevadas, separación de entradas y salidas, etc.

Posteriormente, se procederá a un rediseño de las mismas, buscando hacerlas lo más compactas posible, de manera que puedan ser manejadas de forma más cómoda y se utilicen en las prácticas de la asignatura, para ello se podrá eliminar la salida que se conecta al microcontrolador. También se buscará una caja que permita empaquetarlas, aislándolas y protegiéndolas.

A continuación se va a presentar una comparativa entre la sonda comercial utilizada en las prácticas actualmente con el diseño aquí presentado. Este proceso se ha realizado en igualdad de condiciones, utilizando como elemento de medida un osciloscopio TDS 210 de Tektronix controlado por GPIB. Las medidas se han realizado sobre la placa de prácticas, ver circuito en la siguiente figura:

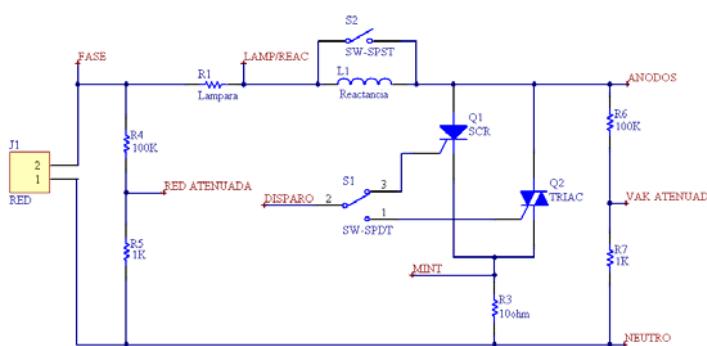


Figura 110. Circuito correspondiente a la placa de prácticas convencional (se ha obviado la parte del test).

La sonda que actualmente se utiliza para la realización de las prácticas y sobre la que se realiza la comparativa es la mostrada en la figura 111:



Figura 111. Fotografía de la sonda aislada comercial utilizada en las prácticas de electrónica de potencia.



7.1.2.1. SONDA DE TENSIÓN.

La medida que se ha tomado para la comparativa es la tensión ánodo cátodo atenuada, es decir, entre los terminales VAK ATENUADA y NEUTRO (Ver figura 110). Se han introducido de forma simultánea ambas sondas entre los citados terminales, en primera instancia se ha realizado sin el uso de ningún tipo de filtro, ni el incluido en la sonda cuyo diseño aquí se muestra, ni de forma digital en el osciloscopio. Las gráficas obtenidas se muestran a continuación:

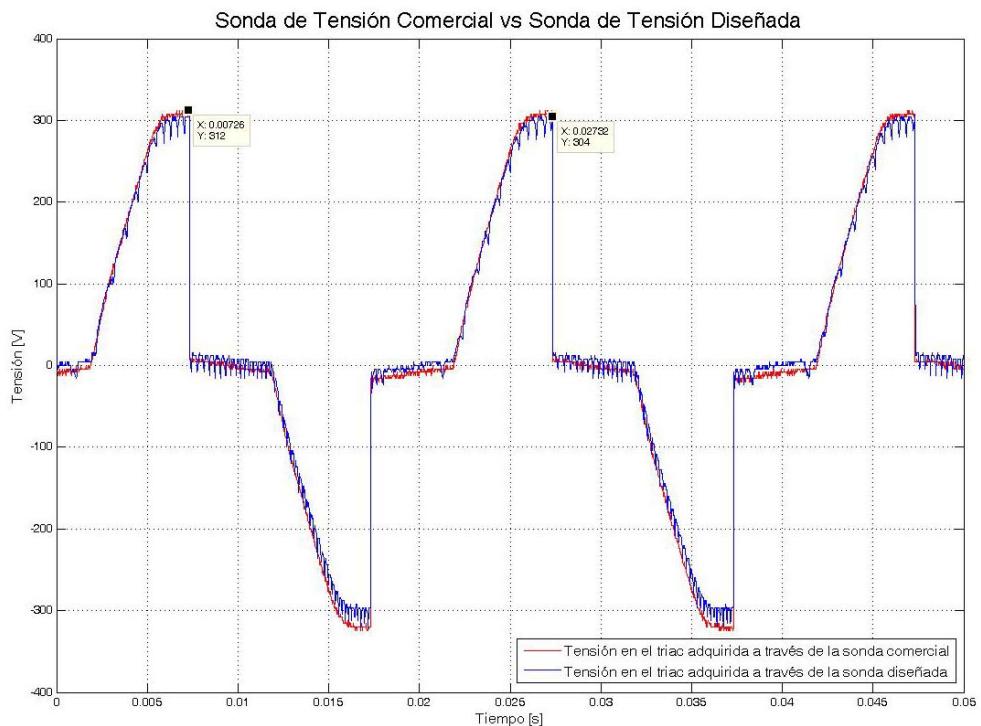


Figura 112. Graficas correspondientes a la tensión ánodo – cátodo adquiridas a través de la sonda comercial (color rojo) y a través de la sonda aquí diseñada (color azul) sin ningún elemento de filtrado.

Se observa en la gráfica que la sonda comercial funciona mejor, presentando un menor ruido en la señal y una mejor precisión en la medida de la amplitud. El punto indicado en la izquierda de la imagen indica un valor de 312V, el cual se encuentra sobre la curva de color rojo, correspondiente a la señal tomada a través de la sonda comercial. El punto señalado más a la derecha, parte central de la gráfica y situado en la otra señal, presenta un valor de 304V, esto quiere decir que existe una pequeña perdida de ganancia en la sonda de la sonda. Además, el nuevo diseño presenta un pequeño offset. Veamos ahora que ocurre al realizar un filtrado digital a través del osciloscopio (Figura 113):

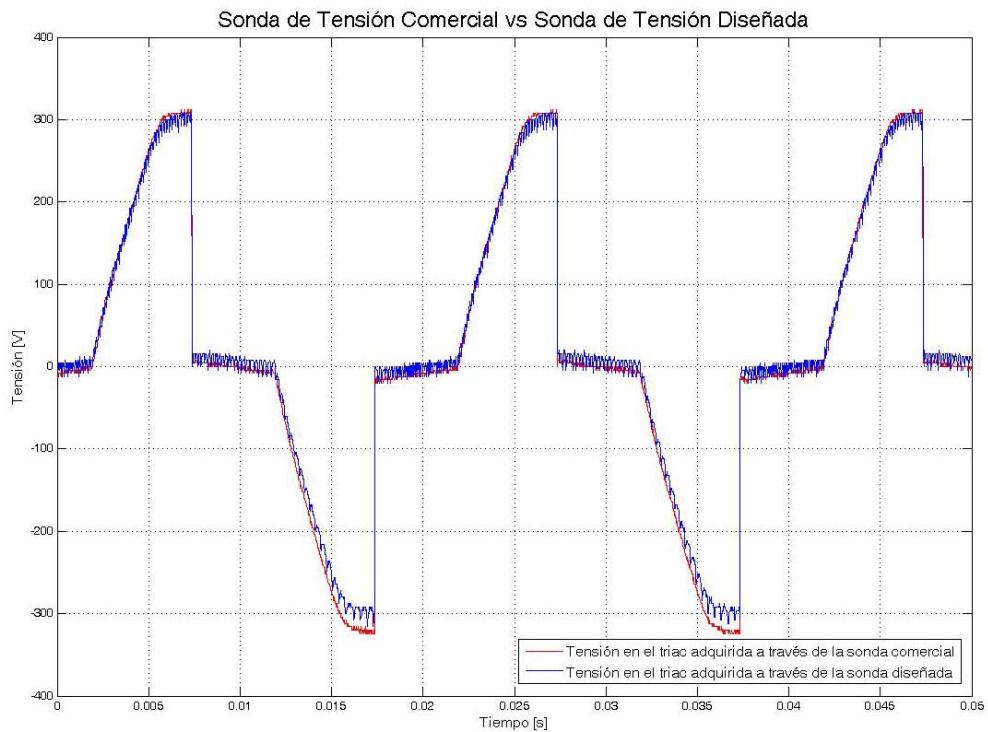


Figura 113. Graficas correspondientes a la tensión ánodo – cátodo adquiridas a través de la sonda comercial (color rojo) y a través de la sonda aquí diseñada (color azul) con un filtrado realizado por el osciloscopio.

En la gráfica no se aprecia una mejora excesiva de las señales. Se procede ahora a una adquisición de los datos con el filtro implementado en el nuevo diseño activado, se ha quitado la opción de filtrado en el osciloscopio, figura 114:

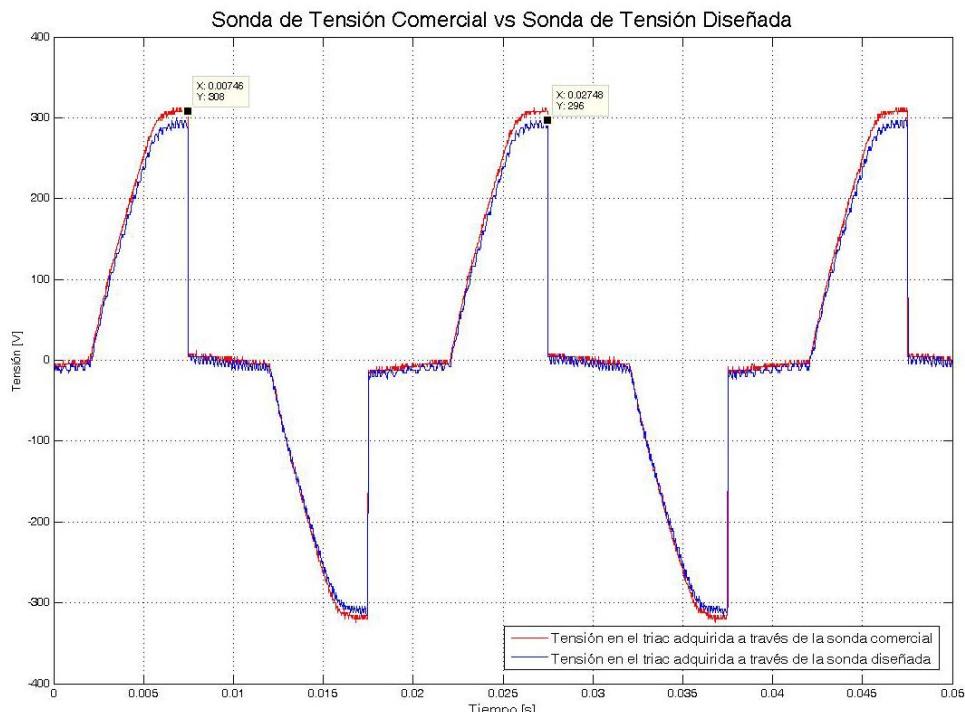


Figura 114. Graficas correspondientes a la tensión ánodo – cátodo adquiridas a través de la sonda comercial (color rojo) y a través de la sonda aquí diseñada (color azul) con el filtro de 50KHz implementado en esta última sonda.



En la gráfica se aprecia la mejora en la representación de la señal adquirida a través de la nueva sonda, el ruido se ha visto reducido de forma significativa, a costa de una perdida en ganancia: la sonda comercial está midiendo un valor máximo de 308V, mientras que la nueva lo hace de 296V. Esto implica que el error relativo de medida de una sonda respecto de la otra es de un 3'896%.

Siendo el porcentaje de error relativo entre el diseño propuesto y la sonda comercial tan pequeño y considerando que el coste de las sondas comerciales se encuentra en torno a los 300€ y las nuevas tienen un coste de 60€, cinco veces menos. Considerando que sobre estas últimas puede realizarse un mantenimiento y reparación más sencillos dado que se dispone de los planos y que han sido diseñadas expresamente para su uso por los alumnos en prácticas, teniendo en cuenta lo que sufren a veces los aparatos en las prácticas.

La nueva sonda mostrada en la fotografía de la figura 115 es mejor, dada la relación precisión – costes, un error relativo respecto de la otra sonda inferior al 4% y un ahorro del 500%.

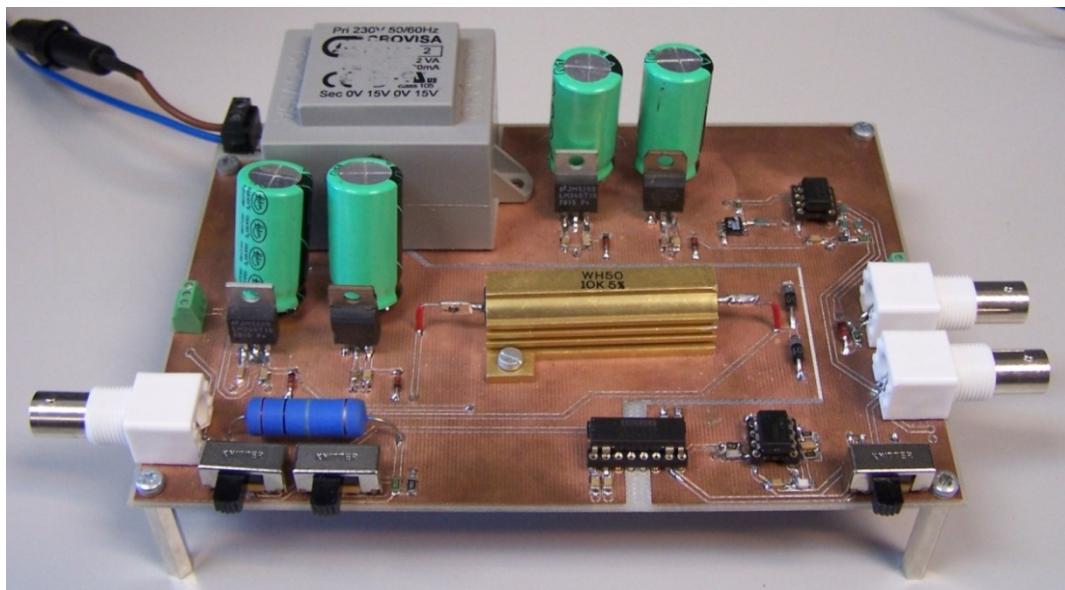


Figura 115. Fotografía que corresponde a la sonda de tensión desarrollada.

7.1.2.2. SONDA DE CORRIENTE.

La medida de la corriente se ha realizado midiendo entre los puntos de conexión MINT y NEUTRO (Ver figura 110), conectando nuevamente las sondas en paralelo. De esta manera la resistencia de 10 ohmios queda en paralelo con la resistencia de entrada a la sonda de 0'1 ohmios, pudiendo aproximarse el valor del conjunto al de esta última. Puede considerarse entonces que ambas sondas están operando bajo las mismas condiciones. Realmente es así, ambas sondas se encuentran conectadas a dicho conjunto paralelo.



En la figura 116 aparece la representación de una señal tomada mediante el método convencional. La onda se muestra bastante limpia, apenas se ve ruido. Aunque debe tenerse en cuenta que la intrusión que se está realizando es 100 veces mayor de la que implica la inserción en el circuito del nuevo diseño.

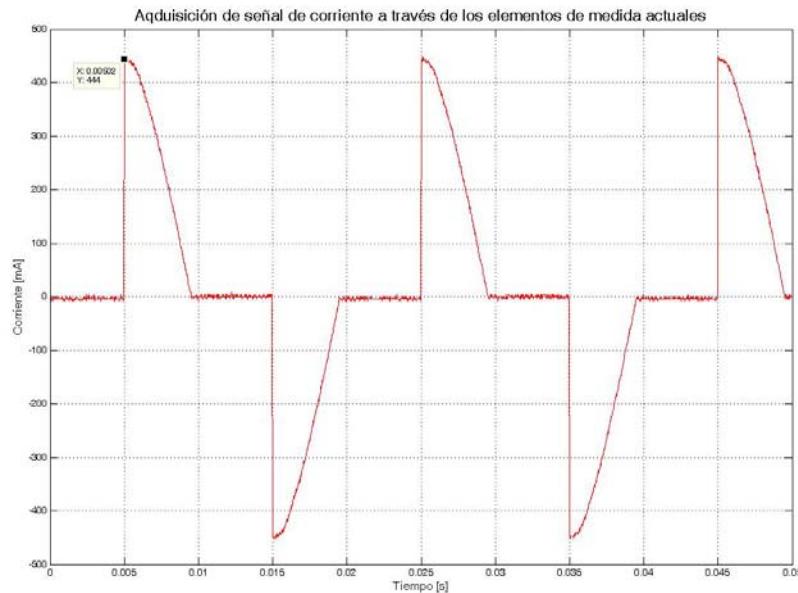


Figura 116. Graficas correspondientes a la corriente por el triac adquiridas a través de la sonda comercial con el método convencional.

A continuación se muestra la gráfica (figura 117) comparativa de las sondas trabajando en las mismas condiciones y sin el uso de ningún tipo de filtrado, tanto digital como analógico.

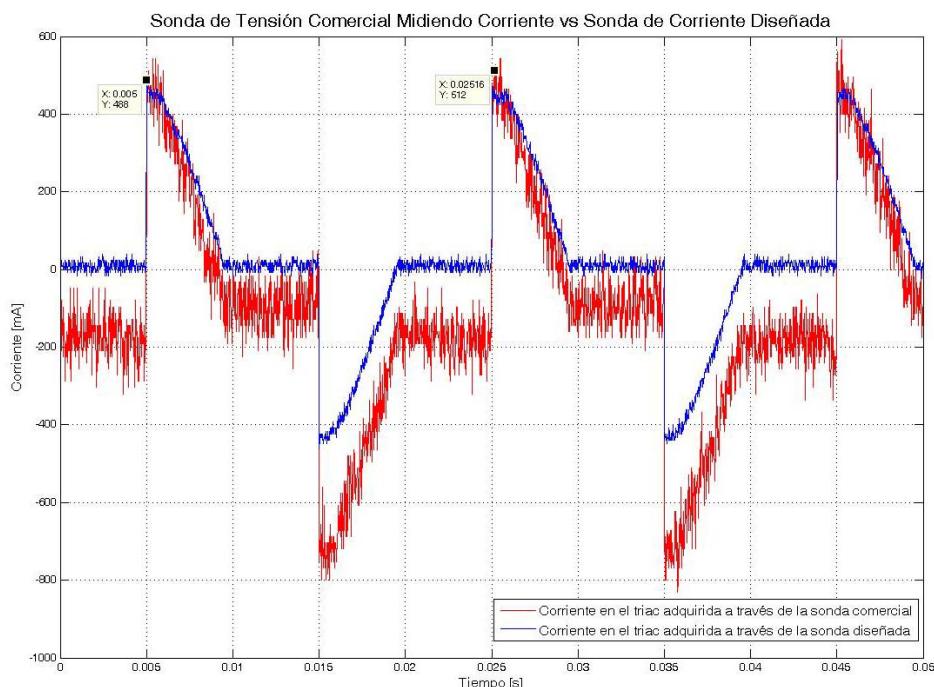


Figura 117. Graficas correspondientes a la tensión corriente por el triac adquiridas a través de la sonda comercial (color rojo) y a través de la sonda aquí diseñada (color azul) sin ningún elemento de filtrado.



La mejora es manifiesta, el nuevo diseño (señal de color azul) presenta un nivel de ruido muy inferior al de la sonda comercial. No es necesario citar que la medida de una onda con poco ruido resulta más precisa que la de una señal ruidosa. La nueva sonda, igual que la anterior, presenta cierto nivel de continua, pero a diferencia de la sonda de tensión ésta si lleva implementado un potenciómetro para compensar el nivel de continua.

A continuación se muestra la figura correspondiente al filtrado digital realizado por el osciloscopio:

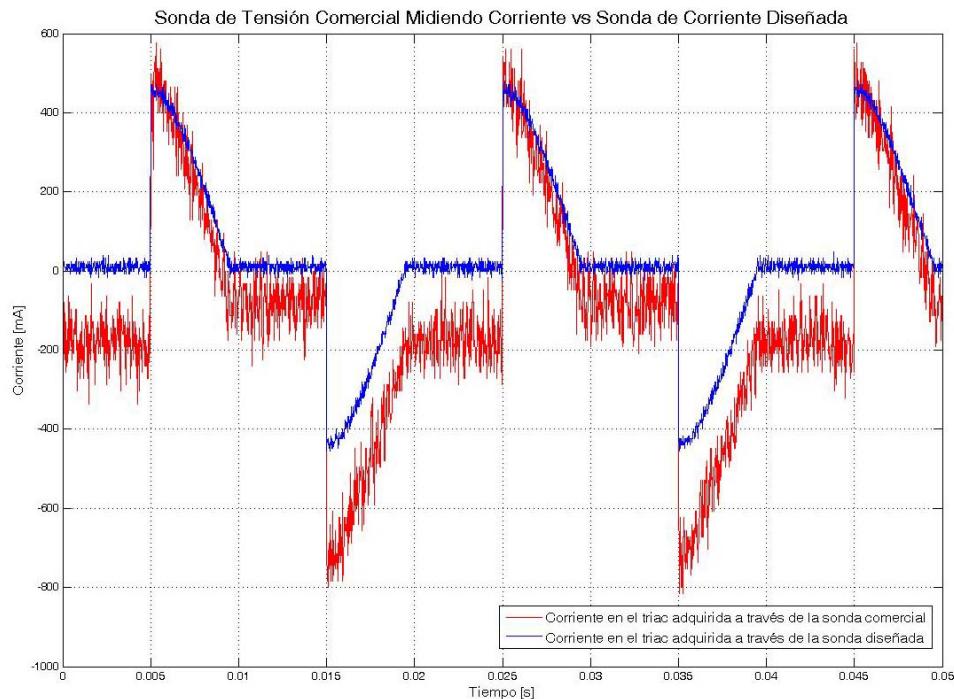


Figura 118. Graficas correspondientes a la tensión corriente por el triac adquiridas a través de la sonda comercial (color rojo) y a través de la sonda aquí diseñada (color azul) con un filtrado realizado por el osciloscopio.



No se aprecia una mejora sustancial en las representaciones gráficas. Se procede a continuación a mostrar las gráficas adquiridas utilizando el filtrado más fuerte que permite la sonda de corriente, figura 119:

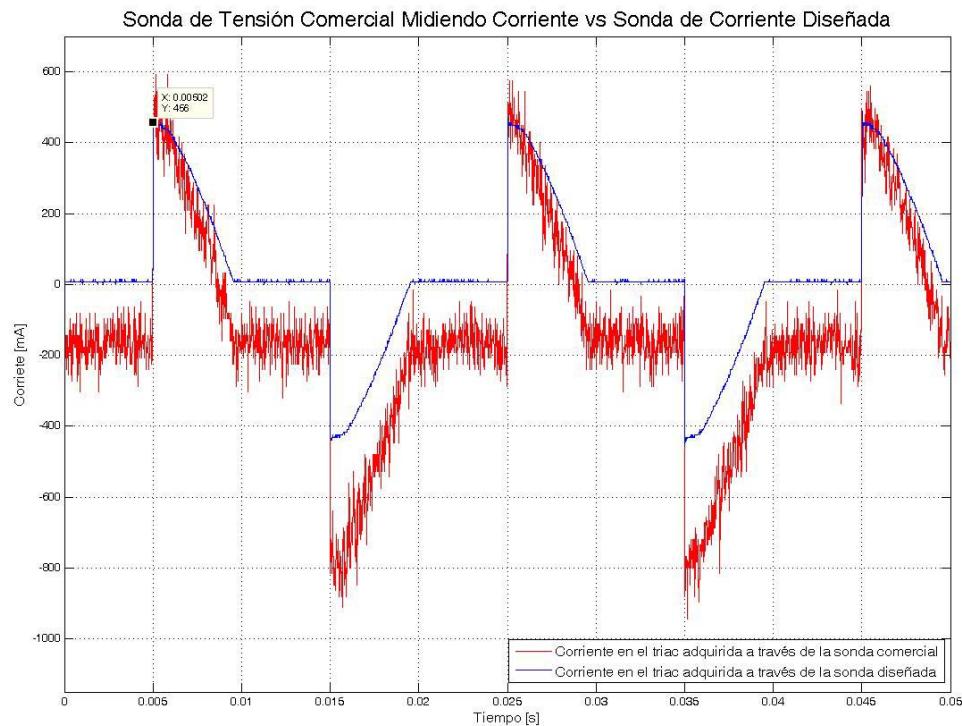


Figura 119. Graficas correspondientes a la tensión corriente por el triac adquiridas a través de la sonda comercial (color rojo) y a través de la sonda aquí diseñada (color azul) con el filtro de 50KHz implementado en esta última sonda.

Ahora la gráfica queda tan limpia como la presentada en la figura 116, con una intrusión en el circuito 100 veces menor, de esta manera se pueden realizar medidas simultaneas sobre el circuito sin que la sonda de corriente afecte a la medida de la otra señal.

Además, la precisión en la medida es buena, con el sistema de medida a través de la resistencia de 10 ohmios y la sonda comercial el valor máximo de la corriente era de 444mA (Ver figura 116) mientras que el nuevo diseño tiene un valor de 456mA (Ver figura 119).

Por otro lado, y de igual manera que sucedía con la sonda de tensión existe un ahorro importante. El coste de esta sonda vuelve a estar en torno a los 60€ mientras que el de sonda comercial es de 300€, y nuevamente el diseño aquí presentado resulta más fácil de mantener y reparar.

De nuevo, la sonda diseñada en este proyecto y mostrada en la fotografía de la figura 120 es mejor, dado que la precisión es equiparable al sistema que se utilizaba de manera convencional, y a que presenta también un ahorro del 500%.

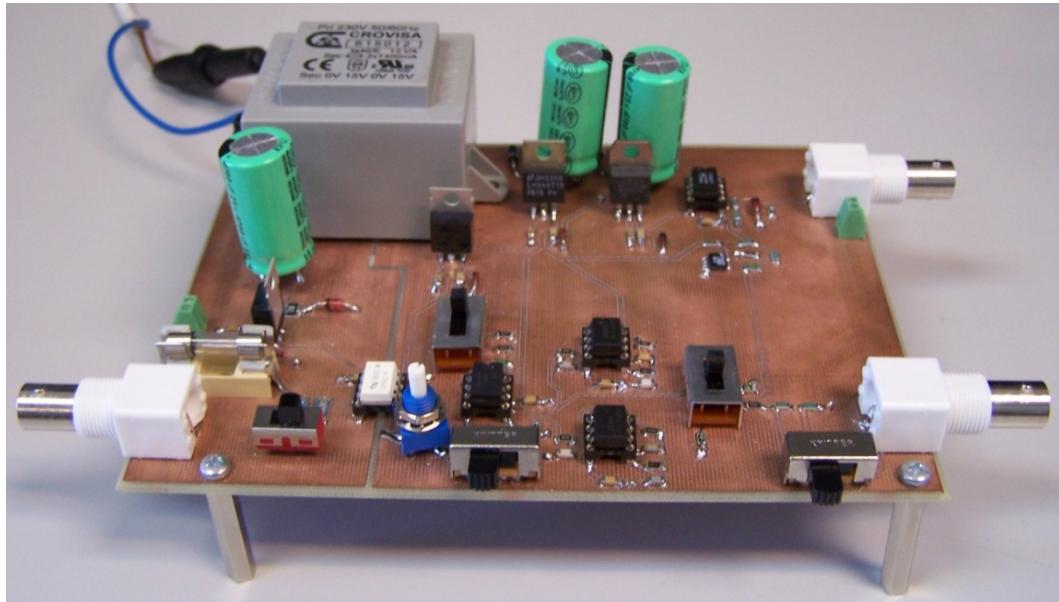


Figura 120. Fotografía que corresponde a la sonda de corriente desarrollada.

7.1.3. SOFTWARE DEL μ C.

El software diseñado para el microcontrolador resulta muy estable y realiza las operaciones de forma óptima. Si bien es cierto que presenta cierta deficiencia en la adquisición de datos, pero es debido a las limitaciones tanto de velocidad como de memoria que presenta el hardware. Además, el hecho de que VB.NET no tenga librerías gratuitas de dibujo no ayuda a la representación de una captura en tiempo real. Sin embargo, con la librería JFreeChart, empleada en Java para el dibujo, ayudaría enormemente a este tipo de representación.

La siguiente fotografía corresponde a la placa demo donde se encuentra el μ C:

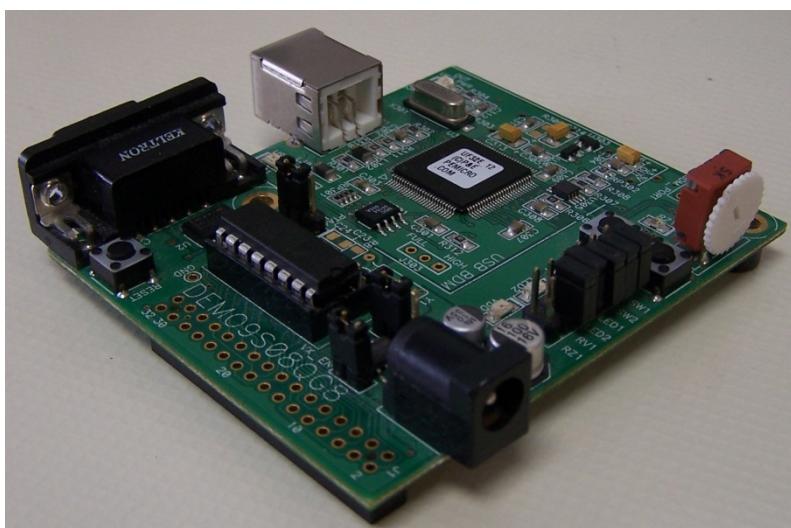


Figura 121. Placa DEMO9S08QG8E.



7.2. FUTURAS LÍNEAS DE TRABAJO.

7.2.1. MEJORA EN LA INTERACCIÓN CONJUNTA $\mu\text{C} \leftrightarrow \text{PC}$.

En primer lugar, se propone la solución de los fallos que puedan surgir con el uso de la aplicación, así como la implementación de nuevas funcionalidades que mejoren y den más consistencia a los programas.

7.2.1.1. MEJORA EN LA COMUNICACIÓN $\mu\text{C} \leftrightarrow \text{PC}$.

La mejora en la comunicación consistiría en la implementación de un sistema que permitiera la detección de errores en el envío desde de datos el microcontrolador al PC. Este sistema debería realizar peticiones de reenvío en caso de fallo y limitar el número de reintentos. Además, los fallos que se produzcan deberán ser mostrados en la pantalla del ordenador.

7.2.1.2. MEJORA EN LA REPRESENTACIÓN GRÁFICA DE LA SEÑAL.

Se propone realizar un osciloscopio en tiempo real, es decir, que exista un refresco de la señal en pantalla. Para ello se propone el uso de un lenguaje de programación PC adecuado, así como el uso de otro dispositivo de adquisición de datos que permita un muestreo más rápido y preciso de la señal: un DSP, una FPGA,...

7.2.1.3. IMPLEMENTACIÓN UN SISTEMA DE TRIGGER PARA LA REPRESENTACIÓN.

Esto consistiría en el desarrollo de un sistema que permitiera la adquisición de datos correspondientes a la señal que se desea obtener a partir de un nivel de tensión marcado por el usuario.

7.2.2. MEJORA DE LAS SONDAS.

Las mejoras a realizar sobre estos elementos son las siguientes:

- La compensación del nivel de continua que aparece en ellas.
- La reducción de su tamaño y el rediseño para la conexión se realice únicamente al osciloscopio.
- La mejora en la etapa de acomodación para la conexión al μC o al nuevo dispositivo que se utilice para la adquisición de datos.

7.2.3. OBTENCIÓN PRECISA DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL.

La forma de obtener la frecuencia de la señal representada en la pantalla es gráfica, es decir, la frecuencia se calcula contando las divisiones temporales que aparecen en el monitor. Se propone mejorar dicho sistema y que el método de cálculo sea automático, este informatizado. Por ejemplo, se podrían utilizar técnicas que trabajen con la transformada de Fourier, lo cual es fácil de implementar en Matlab.



7.2.4. IMPLEMENTACIÓN DE LAS PRÁCTICAS DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA RESTANTES.

En este proyecto se han desarrollado programas para dos prácticas de esta asignatura, sería interesante incluir programas que permitan realizar las restantes.

7.2.5. FUENTE DE ALIMENTACIÓN CONTROLABLE POR PC.

Se propone la realización de una fuente controlable por PC mediante un entorno gráfico similar al utilizado a lo largo del proyecto. De manera que la realización de la Práctica 1, en la que se utiliza una fuente de tensión variable, pueda llevarse a cabo sin la necesidad de actuar sobre un mando giratorio, siendo la variación de tensión controlada por el ordenador, consigiéndose una tensión en la salida de la fuente más precisa.

7.2.6. INTERFACE GRÁFICA EN MATLAB.

También se propone la realización de un entorno gráfico para la aplicación desarrollada en Matlab.



8. REFERENCIAS.

- [1] – “MC9S0QG8/4 Data Sheet HCS08 Microcontrollers”, Freescale™ Semiconductor, 2005.
- [2] – Byron Gottfried, “Shaum: Programación en C”, McGraw - Hill, 2005.
- [3] – Evangelos Pretoutsos, “La Biblia de Microsoft® Visual Basic 2008”, Anaya, 2008.
- [4] – Luis Miguel Blanco, “Programación en Visual Basic .NET”, Grupo Eidos, 2002.
- [5] – Guillermo Som, Unai Zorrilla, Jorge Serrano, “Microsoft Visual Studio Express Edition”.
- [6] – Richard Mansfield, “Visual Basic® Express Edition2005 Express Edition for DUMMIES®”, Wiley, 2006.
- [7] – P. Stevens, R. Pooley, “Utilización de UML en Ingeniería del Software con Objetos y Componentes”, Addison Wesley, 2002.
- [8] - Rober C. Martin, “UML para Programadores Java”, Prentice Hall, 2004.
- [9] – Sergio Franco, “Desing with operational amplifiers and analog integrated circuits”, McGraw – Hill, 2002.
- [10] - What is the different between an equivalent time sampling oscilloscope and a real-time oscilloscope?, Application Note 1608, Agilent Technologies.