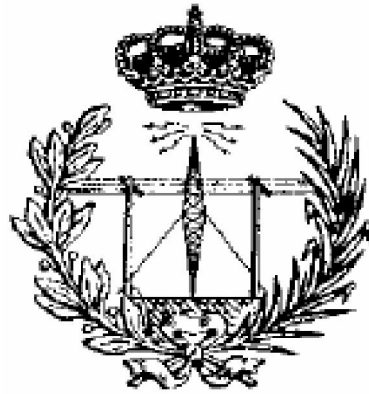


UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

**ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA**



PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MEDIDOR LCR

TITULACIÓN: Sistemas Electrónicos.

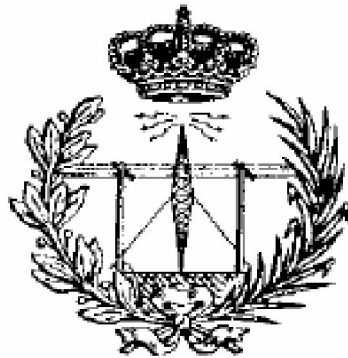
TUTOR: D. Salvador Perdomo González.

AUTOR: D. Marcos Hernández Alemán.

FECHA: Mayo 2014.

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA

**ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA**



PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MEDIDOR LCR

Presidente:

Secretario:

Vocal:

Tutores:

Autor:

NOTA:

TITULACIÓN: Sistemas Electrónicos.

TUTOR: D. Salvador Perdomo González.

AUTOR: D. Marcos Hernández Alemán.

FECHA: Mayo 2014.

ÍNDICE GENERAL

1	MEMORIA DESCRIPTIVA	1
1.1	OBJETIVOS DEL PROYECTO	1
1.2	PETICIONARIO	1
1.3	ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO.....	1
1.4	PARÁMETROS DE LOS COMPONENTES PASIVOS	2
1.4.1	Impedancia y admitancia	2
1.4.2	Factores de calidad y de disipación	4
1.4.3	Modelos equivalentes serie y paralelo	6
1.4.4	Modelos reales de componentes	8
1.4.4.1	<i>Resistencias</i>	9
1.4.4.2	<i>Condensadores</i>	10
1.4.4.3	<i>Inductancias</i>	11
1.5	SOLUCIÓN ADOPTADA.....	12
1.5.1	Lenguaje de programación.....	12
1.5.2	Interfaz PC-medidor	12
1.5.3	Microcontrolador	13
1.5.4	Memoria	13
1.5.5	Pantalla de visualización	13
1.5.6	Teclado.....	14
1.5.7	Circuito de medida.....	14
1.5.8	Batería	14
1.6	DESCRIPCIÓN GENERAL	14
1.6.1	Alimentación	15
1.6.1.1	<i>Cargador de baterías Li-Po</i>	15
1.6.1.2	<i>Batería Li-Po</i>	16
1.6.1.3	<i>Convertidor DC-DC</i>	17
1.6.2	Control	19
1.6.2.1	<i>Microcontrolador PIC</i>	19
1.6.2.2	<i>Memoria EEPROM</i>	24
1.6.2.3	<i>Display gráfico LCD</i>	28
1.6.2.4	<i>Tensión de referencia para el conversor A/D del PIC</i>	29
1.6.2.5	<i>Teclado</i>	30
1.6.3	Medida	32

1.6.3.1	AD5933.....	32
1.6.3.2	Reloj programable.....	44
1.6.3.3	Etapa amplificadora.....	47
1.6.3.4	Corrección del nivel DC de offset.....	48
1.6.3.5	Selector de rango.....	50
2	MEMORIA DE CÁLCULO	53
2.1	INTRODUCCIÓN	53
2.2	ALIMENTACIÓN	53
2.2.1	Cálculo de los componentes del cargador de baterías Li-Po	53
2.2.2	Cálculo de los componentes del convertidor DC-DC	55
2.3	CONTROL	58
2.3.1	Cálculo de los componentes del microcontrolador PIC	58
2.3.2	Cálculo de la tensión de referencia para el ADC del PIC	64
2.4	MEDIDA	68
2.4.1	Cálculo de la etapa amplificadora.....	68
2.4.2	Cálculo de la etapa para la corrección del nivel DC de offset.....	69
2.4.3	Cálculo de la red de calibración y realimentación	71
2.4.4	Cálculo del oscilador programable.....	73
2.5	CÁLCULO DEL CONSUMO DE CORRIENTE.....	74
2.5.1	Consumo de los diferentes elementos del medidor.....	74
2.5.2	Duración de la batería.....	75
3	PLANOS	77
3.1	ESQUEMA DEL CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN Y CONTROL.....	77
3.2	FOTOLITO DEL CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN Y CONTROL.....	78
3.2.1	Capa superior	78
3.2.2	Capa inferior	78
3.2.3	Serigrafía de los componentes situados en la capa superior.....	78
3.3	ESQUEMA DEL CIRCUITO DE MEDIDA	79
3.4	FOTOLITO DEL CIRCUITO DE MEDIDA	80
3.4.1	Capa superior	80
3.4.2	Capa inferior	80
3.4.3	Serigrafía de los componentes situados en la capa superior.....	80

3.5	COMPONENTES DEL PANEL DELANTERO Y TRASERO	81
3.6	FOTOLITO DEL TECLADO SITUADO EN EL PANEL DELANTERO .82	
3.6.1	Capa inferior.....	82
3.6.2	Serigrafía de los componentes situados en la capa superior	82
3.6.3	Serigrafía de los componentes situados en la capa inferior	82
3.7	LISTADO DE COMPONENTES	83
3.7.1	Componentes del circuito de alimentación y control	83
3.7.2	Componentes del teclado situado en el panel delantero	83
3.7.3	Componentes del circuito de medida.....	84
3.8	CARÁTULAS DE LOS PANELES	84
3.8.1	Carátula del panel delantero.....	84
3.8.2	Carátula del panel trasero.....	85
4	PLIEGO DE CONDICIONES.....	87
4.1	OBJETIVO DEL PLIEGO	87
4.2	PLIEGO DE CONDICIONES GENERALES	87
4.2.1	Marco normativo	87
4.2.2	Legislación a aplicar	87
4.3	PLIEGO DE PRESCRIPCIONES TÉCNICAS.....	88
4.3.1	Especificaciones de los materiales	88
4.3.1.1	<i>Resistencias</i>	88
4.3.1.2	<i>Condensadores</i>	89
4.3.1.3	<i>Circuitos integrados</i>	89
4.3.1.4	<i>Conductores eléctricos</i>	89
4.3.1.5	<i>Placa de circuito impreso</i>	89
4.3.1.6	<i>Caja de emplazamiento del circuito</i>	89
4.3.2	Especificaciones de ejecución.....	90
4.3.2.1	<i>Preparación de los componentes</i>	90
4.3.2.2	<i>Obtención del circuito impreso</i>	90
4.3.2.3	<i>Colocación y soldadura de los componentes</i>	91
4.3.2.4	<i>Montaje en caja del circuito</i>	91
4.4	PLIEGO DE CLAUSULAS ADMINISTRATIVAS	92
5	PRESUPUESTO	93

5.1	INTRODUCCIÓN	93
5.2	PRESUPUESTO DE COMPONENTES	93
5.2.1	Partida de componentes para la tarjeta de medida	93
5.2.2	Partida de componentes para la tarjeta de control.....	94
5.2.3	Partida de componentes para los paneles y montaje en caja	95
5.3	PRESUPUESTO DE SOFTWARE Y HARDWARE	95
5.3.1	Recursos software	95
5.3.2	Recursos hardware	96
5.4	PRESUPUESTO DE REALIZACIÓN DEL PROYECTO	96
5.4.1	Diseño electrónico.....	96
5.4.2	Fabricación y montaje	96
5.4.3	Programación	96
5.4.4	Documentación	96
5.5	PRESUPUESTO TOTAL	97
5.5.1	Presupuesto de ejecución material	97
5.5.2	Presupuesto de ejecución por contrata	97
5.5.3	Honorarios	97
5.5.4	Coste total del proyecto	97
6	AJUSTE, RESULTADOS OBTENIDOS Y CONCLUSIONES	99
6.1	AJUSTE Y VERIFICACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO	99
6.2	RESULTADOS OBTENIDOS.....	109
6.2.1	Medida de resistencia	110
6.2.2	Medida de inductancia.....	111
6.2.3	Medida de capacidad.....	111
6.3	CONCLUSIONES.....	111
7	BIBLIOGRAFÍA	113
7.1	LIBROS	113
7.2	PÁGINAS WEB	114
8	ANEXOS	115
8.1	ANEXO A: MANUAL DE INSTRUCCIONES.....	115
8.1.1	Teoría de Referencia	115

8.1.2	Especificaciones	116
8.1.3	Descripción de las pantallas	117
8.1.4	Funciones del teclado.....	119
8.1.5	Descripción del funcionamiento.....	120
8.2	ANEXO B: DATASHEETS.	125

MEMORIA DESCRIPTIVA

1 MEMORIA DESCRIPTIVA

1.1 OBJETIVOS DEL PROYECTO

El presente Proyecto Fin de Carrera tiene como objetivo el diseño y construcción de un dispositivo que sea capaz de medir la componente real e imaginaria de los componentes pasivos, y deducir a partir de ellos otros parámetros como: la inductancia, la capacidad y la resistencia. El valor de la magnitud será medido por un circuito, el cual irá conectado a un microcontrolador que gestionará la información recibida y mostrará el resultado de la medida en un display LCD.

El mismo tendrá dos modos de funcionamiento, uno que permitirá la medida de los parámetros anteriormente mencionados a una frecuencia fija, y otro que permitirá la medida de la impedancia de un componente a distintas frecuencias.

Otra de las características del dispositivo es que será portátil, dispondrá de una batería Li-Po la cual podrá cargarse mediante el puerto USB del PC.

1.2 PETICIONARIO

El peticionario de este Proyecto Fin de Carrera es la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, para poder optar al título de Ingeniero Técnico de Telecomunicaciones, especialidad Sistemas Electrónicos.

1.3 ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

A continuación se exponen cada una de las partes de las que consta este proyecto:

➤ **Memoria Descriptiva**

Se exponen los objetivos del proyecto, así como una visión global de las diferentes partes del mismo.

➤ **Memoria de Cálculo**

Se muestran los cálculos previos necesarios para realizar el montaje.

➤ **Planos**

Se presentan los planos del prototipo.

➤ **Pliego de Condiciones**

Se recogen las condiciones de montaje y puesta en marcha.

➤ **Presupuesto**

Se detalla el coste de la realización del proyecto.

➤ **Resultados Obtenidos y Conclusiones**

Se muestran y analizan los resultados obtenidos en las pruebas del diseño, y se extraen conclusiones sobre el proyecto realizado.

➤ **Anexos**

Se expone la bibliografía utilizada, el manual de instrucciones y los datasheets.

1.4 PARÁMETROS DE LOS COMPONENTES PASIVOS

1.4.1 Impedancia y admitancia

La impedancia es la oposición que experimenta un dispositivo o circuito eléctrico o electrónico a la circulación de la corriente eléctrica periódica. Todos los materiales de la naturaleza presentan impedancia, por consiguiente, nos valemos de la variación de la impedancia para estudiar la evolución o los cambios de las propiedades de los materiales.

Al medir la impedancia deben considerarse dos cuestiones de relevancia. En primer lugar que el test se realiza en corriente alterna, en consecuencia, la amplitud y frecuencia del test deben de considerarse, en segundo lugar, que se pueden considerar dos modelos, el modelo serie y el modelo paralelo. En el

primer caso se habla de impedancia y en el segundo de admitancia. Los modelos se muestran en la siguiente figura:

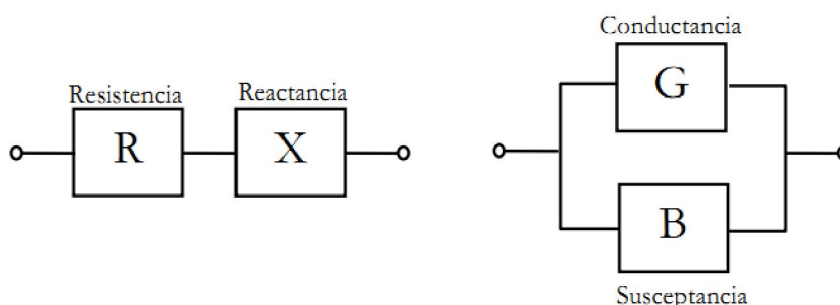


Figura 1.1 Modelo de la impedancia (modelo serie) y de la admitancia (modelo paralelo).

Y responden a las siguientes expresiones:

$$Z(j\omega) = R + jX(\omega); Y(j\omega) = G + jB(\omega); Y = \frac{1}{Z}$$

Los planos de medida de la impedancia y de la admitancia se muestran a continuación:

$$\theta = \arctan\left(\frac{X}{R}\right), \quad \varphi = \arctan\left(\frac{B}{G}\right).$$

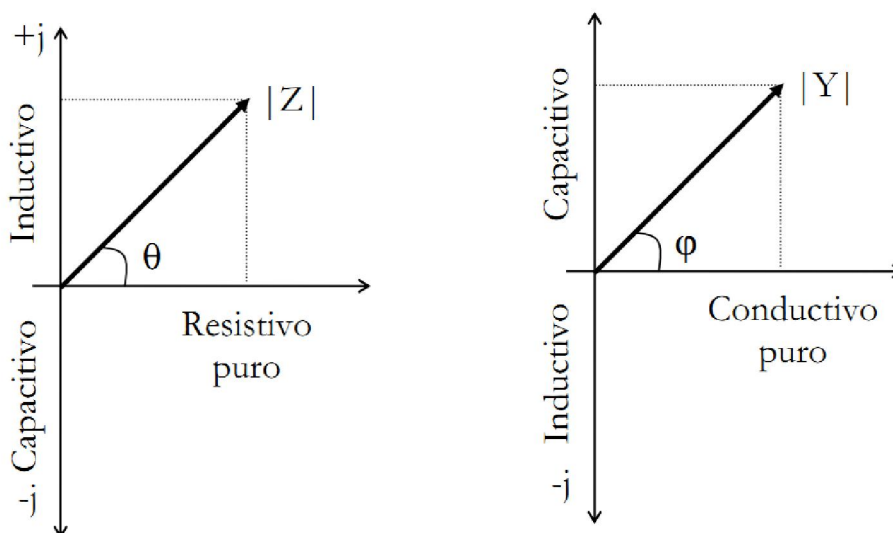


Figura 1.2 Plano de medida de la impedancia y la admitancia.

En ellos se aprecian los distintos modelos y los ángulos que determinan la desviación del componente respecto del modelo resistivo y conductivo puro.

Por ejemplo, si consideramos el plano de la impedancia, la parte real de la impedancia es la resistencia y la imaginaria la reactancia. Los condensadores se encuentran en el cuadrante inferior, mientras que las bobinas en el cuadrante superior. Los condensadores ideales se encuentran en el semi-eje imaginario negativo y las bobinas ideales en el semi-eje imaginario positivo. Cuanto más ideal es un condensador o una bobina, menos resistivo es y por consiguiente el ángulo estará próximo a -90° y a 90° respectivamente.

1.4.2 Factores de calidad y de disipación

Al realizar mediciones sobre componentes los errores que se cometen dependen en buena parte de factores asociados al propio componente, que son:

- Frecuencia de la señal de test.
- Nivel (amplitud) de la señal de test.
- DC bias o punto de operación (tensiones y corrientes).
- Entorno o medio ambiente (temperatura, humedad, etc.).

Estos factores representan las condiciones de test de un componente y afectan a su comportamiento, ya que los componentes no son ideales, poseen imperfecciones determinadas por la calidad del proceso de fabricación y de los materiales empleados. No hay componentes ideales en la práctica, todos poseen elementos parásitos que determinan su comportamiento.

Por ejemplo, las limitaciones en frecuencia de un componente se cuantifican a partir de su modelo equivalente. En la siguiente figura se muestra un modelo real de un condensador:

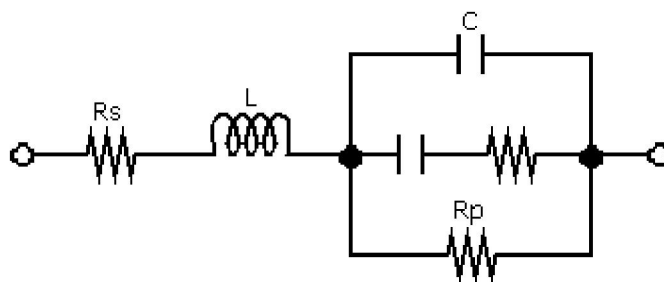


Figura 1.3 Modelo equivalente de un condensador.

El diseño y la calidad de su material determinan la existencia de parásitos. Además de su resistencia serie, existe una inductancia no deseada debida a los terminales o hilos de conexión, el resto de los parámetros, salvo C, modelan el dieléctrico del condensador.

Ahora se cuantifica la no idealidad de los componentes mediante sus parámetros y sus modelos. El factor de calidad Q, representa las características no ideales del componente, cuanto mayor es Q, mejor o más ideal es el componente. Q es en general para bobinas y D (factor de disipación) para condensadores.

El factor de calidad se define como la relación o cociente entre el promedio de la energía que almacena un componente y el promedio de la energía que disipa durante ese mismo tiempo de medida.

$$Q = \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Energía disipada}} = \frac{|X|}{R} = \frac{|B|}{G} = \tan \theta$$

Cuanto mejor es el componente menor es su parte resistiva y menos energía disipa. Por ejemplo, cuanto más pura es una bobina, menor es la resistencia serie del modelo y en consecuencia, mayor será su factor de calidad.

Para los condensadores se suele utilizar la definición de factor de disipación, definido como el inverso del factor de calidad.

$$D = \frac{1}{Q} = \frac{R}{|X|} = \frac{G}{|B|} = \cot \theta$$

Este valor tiene en general un valor tanto más pequeño cuantas menos pérdidas tenga el componente.

Como alternativa al factor de disipación se emplea a menudo el factor de potencia, que se define como:

$$FP = \cos \theta = \frac{R}{|Z|} = \frac{D}{\sqrt{1 + D^2}}$$

1.4.3 Modelos equivalentes serie y paralelo

A una frecuencia dada, cualquier impedancia puede ser descrita mediante dos cantidades, una real y otra imaginaria, que se pueden simular mediante elementos de circuitos ideales, la resistencia equivalente y la reactancia equivalente (inductiva o capacitiva). Si la impedancia se representa como suma de estos términos, se dice que está representada o modelada mediante su circuito equivalente serie. Pero la misma impedancia, medida a la frecuencia considerada, también se puede representar mediante una admitancia con componentes G y B conectadas en paralelo. En este caso se habla de un modelo basado en el circuito equivalente paralelo.

La conversión entre modelos es inmediata si se consideran las definiciones de impedancia y de admitancia:

$$Z(j\omega) = R + jX(\omega); \quad Y(j\omega) = G + jB(\omega); \quad Y = \frac{1}{Z}$$

Al desarrollar la primera expresión para la impedancia serie:

$$\begin{aligned} Z(j\omega) &= \frac{1}{Y(j\omega)} = \frac{1}{G + jB(\omega)} = \frac{G - jB}{[G + jB] \cdot [G - jB]} = \frac{G - jB}{(G^2 + B^2)} \\ &= \frac{G}{(G^2 + B^2)} - j \frac{B}{(G^2 + B^2)} \end{aligned}$$

Comparando la expresión obtenida con la del modelo serie, $Z(j\omega) = R + jX(\omega)$, se concluye la relación entre los parámetros de los modelos serie y paralelo:

$$R = \frac{G}{(G^2 + B^2)}; \quad X = -\frac{B}{(G^2 + B^2)}$$

Análogamente, al desarrollar la segunda expresión para el modelo paralelo de la admitancia se tiene:

$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= \frac{1}{Z(j\omega)} = \frac{1}{R + jX(\omega)} = \frac{R - jX}{[R + jX] \cdot [R - jX]} = \frac{R - jX}{(R^2 + X^2)} \\ &= \frac{R}{(R^2 + X^2)} - j \frac{X}{(R^2 + X^2)} \end{aligned}$$

Comparando ahora con el modelo paralelo $Y(j\omega) = G + jB(\omega)$:

$$G = \frac{R}{(R^2 + X^2)}; \quad B = -\frac{X}{(R^2 + X^2)}$$

La relación entre los parámetros de los modelos serie y paralelo se establece a partir del factor de disipación D , y del factor de calidad Q , todo ello depende de si el modelo involucrado es un condensador o una bobina.

En caso de considerar la comparación entre los modelos serie y paralelo de un componente constituido por un condensador y una resistencia, la relación entre parámetros viene dada por el factor de disipación. En efecto tenemos para los modelos serie y paralelo, su impedancia y su admitancia respectivamente:

$$Z(j\omega) = R + jX = R_s - j \frac{1}{\omega C_s}; \quad Y(j\omega) = G + jB = \frac{1}{R_p} + j\omega C_p$$

Los factores de disipación de ambos modelos coinciden, pues este factor es una característica del componente con independencia del modelo seleccionado.

El factor de disipación del modelo serie resulta ser por definición:

$$D = \frac{1}{Q} = \frac{R_s}{|X|} = \frac{R_s}{1/\omega C_s} = \omega R_s C_s$$

Y el factor de disipación del modelo paralelo es:

$$D = \frac{1}{Q} = \frac{G}{|B|} = \frac{1/R_p}{\omega C_p} = \frac{1}{\omega R_p C_p}$$

Considerando las conversiones entre modelos se tiene:

$$R = \frac{G}{(G^2 + B^2)}; \quad X = -\frac{B}{(G^2 + B^2)}$$

$$R = R_s = \frac{1/R_p}{\left(1/R_p\right)^2 + (\omega C_p)^2} = \frac{R_p}{1 + (\omega R_p C_p)^2} = \frac{R_p}{1 + (1/D)^2} = R_p \cdot \frac{D^2}{1 + D^2}$$

Para obtener la relación entre capacidades se procede de forma similar, obteniéndose la relación entre las capacidades de ambos modelos.

$$C_s = (1 + D^2) \cdot C_p$$

En los condensadores de alta calidad, D es muy pequeña y se verifica que las capacidades de ambos modelos son muy parecidas, $C_s \approx C_p$. En otros casos, si al aumentar la frecuencia de medida aumenta D, el mejor modelo es el modelo serie, pero si D disminuye al aumentar la frecuencia, es mejor el modelo paralelo.

En las bobinas de calidad, Q es muy alta y se cumple que $L_s \approx L_p$. En otros casos, si al aumentar la frecuencia aumenta Q, el modelo más adecuado es el modelo serie, en cambio, si al aumentar la frecuencia Q disminuye, el modelo más adecuado es el modelo paralelo.

1.4.4 Modelos reales de componentes

En la práctica no hay componentes que sean puramente resistivos ni puramente reactivos. Así, las resistencias, además de resistencia tienen inductancia y capacidad; las inductancias, tienen capacidad y resistencia además de inductancia; y los condensadores, tienen también resistencia e inductancia además de capacidad.

1.4.4.1 Resistencias

El circuito equivalente más adecuado para describir la impedancia de una resistencia depende del material y del tipo de resistencia (hilo bobinado, película de carbón, etc.). Para una resistencia de composición de carbón, el modelo más adecuado es el siguiente:

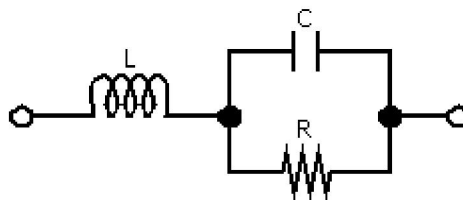


Figura 1.4 Modelo equivalente para una resistencia de composición de carbón.

Donde el parámetro C es la capacidad entre los granos de carbón, R es la resistencia que se desea y L la inductancia de los terminales.

La impedancia de esta asociación resulta:

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} + j \left(\omega L - \frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 C^2 R^2} \right) = ESR + jX$$

De aquí se deducen la resistencia equivalente serie y la reactancia equivalente serie:

$$ESR = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2}; \quad X = \omega L - \frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 C^2 R^2}$$

Se observa que la ESR decrece al aumentar la frecuencia y que está afectada por C pero no por L. En cualquier caso, el módulo de la impedancia solo es constante a frecuencias bajas.

Para las resistencias de hilo bobinado son importantes, además de la resistencia del hilo, la inductancia del bobinado y la capacidad entre vueltas.

El modelo tiene los mismos elementos que hay en la figura 1.4, pero el condensador está en paralelo con la resistencia y la inductancia conectada en serie:

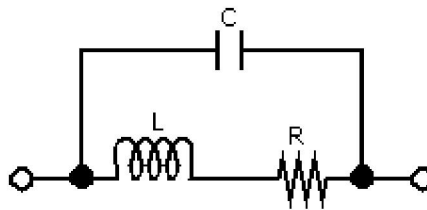


Figura 1.5 Modelo equivalente para una resistencia de hilo bobinado.

1.4.4.2 Condensadores

Las propiedades de un condensador dependen del dieléctrico (aluminio, tantalio, papel, etc.) y de la geometría del componente. Un modelo aceptado es el siguiente:

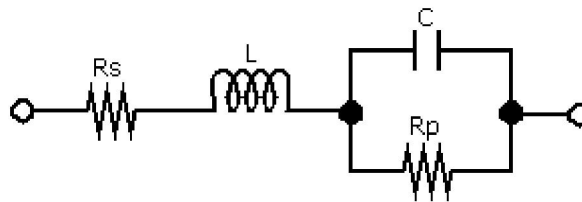


Figura 1.6 Modelo equivalente para un condensador.

Donde R_s representa la resistencia de los terminales, placas y contactos, L representa la inductancia de los terminales y placas, y R_p representa la resistencia de fugas del dieléctrico y de la cápsula que protege al conjunto de placas y dieléctrico del ambiente.

En este caso el valor de la impedancia resulta:

$$Z(j\omega) = \left(\frac{R_p}{1 + \omega^2 C^2 R_p^2} + R_s \right) + j \left(\omega L - \frac{\omega R_p^2 C}{1 + \omega^2 C^2 R_p^2} \right) = ESR + \frac{1}{j\omega C_{eq}}$$

De aquí se deduce:

$$ESR = \frac{R_p}{1 + \omega^2 C^2 R_p^2} + R_s; \quad C_{eq} = \frac{C + \frac{1}{\omega^2 R_p^2 C}}{1 - \omega^2 LC - \frac{L}{R_p^2 C}}$$

Siendo el factor de disipación aproximado a:

$$D = ESR \times (2\pi f C_{eq})$$

1.4.4.3 Inductancias

La inductancia de una bobina depende de sus dimensiones, del número de vueltas del hilo y de la permeabilidad del núcleo, μ . Para una bobina con núcleo de aire el modelo aceptado es el siguiente:

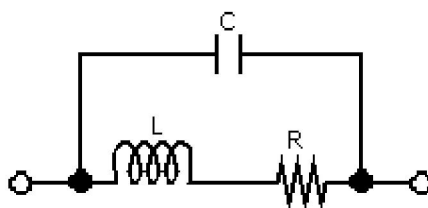


Figura 1.7 Modelo equivalente para una bobina con núcleo de aire.

Donde el valor de la impedancia es:

$$Z = ESR + j\omega L_{eq}; \quad ESR \approx \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2}; \quad L_{eq} \approx \frac{L}{1 - \omega^2 LC}$$

Esta aproximación es válida siempre y cuando $\omega RC \ll 1$.

El factor de calidad es aproximado a:

$$Q = \frac{\omega L_{eq}}{ESR} = \frac{\omega L}{R} (1 - \omega^2 LC)$$

Los valores de Q que se obtienen son en general bajos, aunque más estables que con inductancias de núcleo ferromagnético.

Para bobinas con núcleo de hierro se incluyen las pérdidas por histéresis y por corrientes de Foucault mediante resistencias en paralelo con la inductancia.

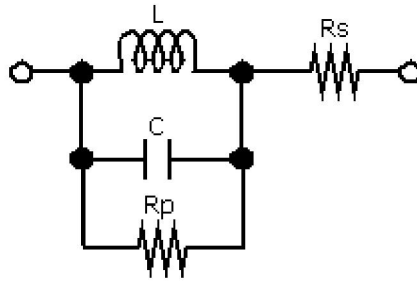


Figura 1.8 Modelo equivalente para una bobina con núcleo de hierro.

El factor de calidad es mayor que en bobinas con núcleo de aire. Según el valor de μ y el material, la inductancia equivalente puede aumentar o disminuir al aumentar la temperatura, pero siempre se reduce al aumentar la frecuencia.

1.5 SOLUCIÓN ADOPTADA

1.5.1 Lenguaje de programación

Para la realización de este proyecto se ha optado por una programación de alto nivel, en lenguaje C, ya que es un lenguaje que domino y además los compiladores suelen traer librerías con funciones implementadas, lo que permite ganar tiempo en la programación.

1.5.2 Interfaz PC-medidor

Se podría haber usado como interfaz entre el PC y el medidor LCR el puerto serie, ya que es un puerto muy extendido en las comunicaciones y de fácil

programación, pero éste poco a poco ha ido cediendo terreno al puerto USB, por lo que se ha optado por utilizar éste último.

1.5.3 Microcontrolador

En el mercado hay muchos fabricantes de microcontroladores, pero de todos ellos he considerado a Microchip como la opción más adecuada por las siguientes razones:

- La cantidad de documentación existente.
- Coste de sus productos (permite adquirir un máximo de cuatro a modo de SAMPLE, es decir, gratis).
- A que durante la carrera se han visto algunos miembros de su familia.
- Tengo más acceso a las herramientas de programación y grabación de Microchip que de otros fabricantes.
- Permite la programación en un lenguaje de alto nivel como el C.
- Han sacado una gama de microcontroladores capaces de trabajar directamente con la comunicación USB, permitiendo adquirir de forma gratuita los drivers desde su página web.

1.5.4 Memoria

Dado que el medidor LCR va a permitir la medida de una impedancia a distintas frecuencias (un máximo de 511), se hace necesario el uso de una memoria externa para almacenar el resultado de cada medida para su posterior visualización, así como para guardar otros parámetros de configuración, por lo que se ha utilizado una memoria EEPROM con interfaz I2C.

1.5.5 Pantalla de visualización

Para la visualización de las medidas, así como para la configuración del medidor LCR se ha optado por utilizar una pantalla gráfica LCD de 128x64 píxeles, lo que permite presentar más información que un LCD normal, podemos escalar el tamaño del texto mostrado, dando así más importancia a los resultados de la

medida (mayor tamaño) frente a otros como los de configuración (menor tamaño) y graficar los valores medidos.

1.5.6 Teclado

Para el manejo del medidor LCR se ha utilizado un teclado compuesto por seis botones. Uno de ellos permite cambiar entre los dos modos de funcionamiento, mientras que los cinco restantes tendrán diferentes funciones asignadas dependiendo de cuál sea el modo en el que nos encontramos.

1.5.7 Circuito de medida

El circuito de medida estará formado principalmente por un circuito analizador de impedancias de la empresa Analog Devices, el AD5933, el cual combina en un solo integrado todo lo necesario para realizar la medida.

1.5.8 Batería

La batería utilizada para este proyecto ha sido una batería de Litio-Polímero (Li-Po) de un solo elemento (3,7V). Esta tensión es aplicada a un convertidor DC-DC que la aumenta a 5V, siendo esta tensión la que alimenta a todo el circuito.

Dado que varios fabricantes tienen circuitos integrados específicos para cargar este tipo de baterías, se ha incluido en el diseño un circuito que permite la carga a través del puerto USB o mediante un adaptador de corriente externo.

1.6 DESCRIPCIÓN GENERAL

Para la descripción del sistema se ha decidido dividirlo en las siguientes partes:

- Alimentación
- Control
- Medida

1.6.1 Alimentación

1.6.1.1 Cargador de baterías Li-Po

El circuito de carga se ha hecho en torno a un circuito integrado de la empresa Maxim, el MAX1555.

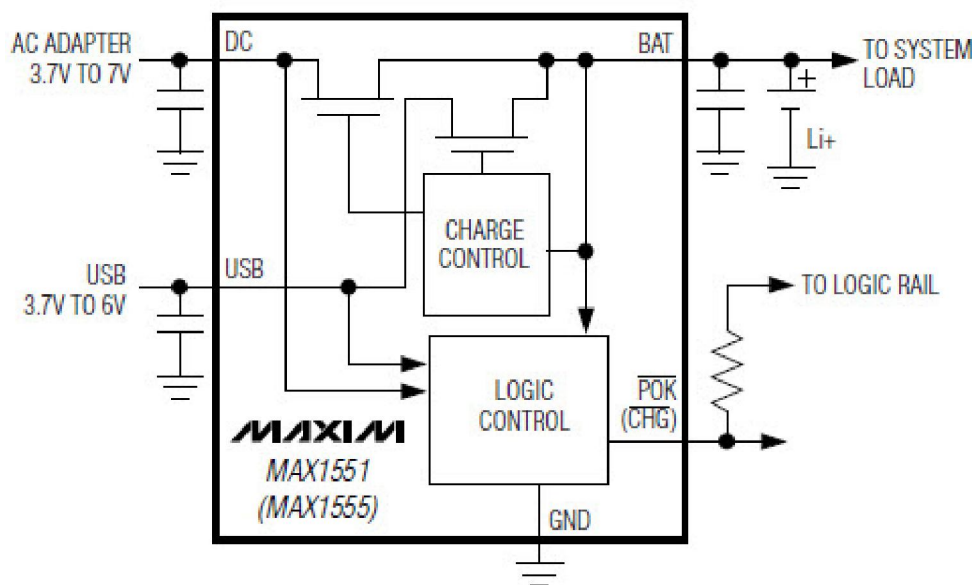


Figura 1.9 Circuito MAX1555.

Éste permite la carga de baterías Li-Po de una sola célula (3,7V) a partir de dos fuentes, el puerto USB o mediante un adaptador de corriente externo. Para el primero, la intensidad máxima de carga se ve limitada a 100mA, mientras que para el segundo ésta es de 280mA.

En el caso de conectar las dos fuentes al mismo tiempo, la selección entre una u otra se hace de forma automática de acuerdo a la siguiente tabla:

$V_{DC} > 7V$ o $V_{USB} > 6V$	$3,95V < V_{USB} < 6V$ $3,95 < V_{DC} < 7V$	$3,95V < V_{USB} < 6V$ $V_{DC} < 3,52V$	V_{DC} y V_{USB} $< 3,52V$
No permitido	Carga desde el adaptador DC a 280mA	Carga desde el USB a 100mA	Carga bloqueada

Tabla 1.1 Selección de la fuente de carga.

Se presenta en un encapsulado SOT23 de 5 pines, cuya descripción es la siguiente:

- *CHG*: salida a drenador abierto. Se pone a nivel bajo cuando la batería se está cargando y una vez completada la carga, se pone en alta impedancia.
- *DC*: entrada para la carga mediante un adaptador de corriente. La tensión ha de estar comprendida entre 3,7V y 7V.
- *USB*: entrada para la carga a través del USB. La tensión ha de estar comprendida entre 3,7V y 6V.
- *BAT*: conexión de la batería.
- *GND*: 0 voltios.

1.6.1.2 Batería Li-Po

El suministro eléctrico provendrá de una batería Li-Po de una célula.



Figura 1.10 Batería Li-Po.

Las ventajas de utilizar este tipo de baterías son:

- Alta densidad de energía. La densidad de energía de las baterías Li-Po es aproximadamente el doble que en las baterías de Ni-MH.
- Poco peso. Las baterías de Li-Po son considerablemente más ligeras.

- Baja auto-descarga. Durante su almacenamiento tienen una auto-descarga muy baja.
- Alta eficacia de carga. La mayoría de la intensidad entregada a la batería durante la carga es almacenada.
- Alto voltaje por célula y baja resistencia interna.

Aunque también presentan algunos inconvenientes:

- Necesitan de un circuito de protección. Por su extremadamente baja tolerancia a sobre-voltaje y descarga profunda, requieren un circuito de protección que garantice no pasar del voltaje máximo, no bajar del voltaje mínimo y que la intensidad de carga y descarga esté dentro de los parámetros establecidos por el fabricante.
- Degradación por el tiempo. Un prolongado tiempo de almacenamiento produce un deterioro, las baterías se hinchan y pierden parte de sus características. Hay que almacenarlas con un 40% de carga en lugar fresco y cada seis meses es necesario hacer una recarga para compensar la auto-descarga.
- Intensidad de descarga moderada. En comparación con las baterías de Ni-Cd, las de Li-Po tienen una capacidad de descarga más baja.
- Precio más elevado. Son algo más caras que las de Ni-Cd y Ni-MH.

1.6.1.3 Convertidor DC-DC

Debido a que en el sistema se encuentran componentes cuya tensión de funcionamiento es de cinco voltios, se hace necesario elevar la tensión procedente de la batería hasta este valor. Para ello utilizamos el MAX1797 de la empresa Maxim, un convertidor DC-DC para dispositivos portátiles con una eficiencia mayor al 95%.

Éste es capaz de suministrar una corriente de hasta 500mA y tensiones de salida comprendidas entre los 2V y 5,5V. También permite desactivar la tensión de salida cuando el nivel de la batería cae por debajo de un valor fijado mediante dos resistencias.

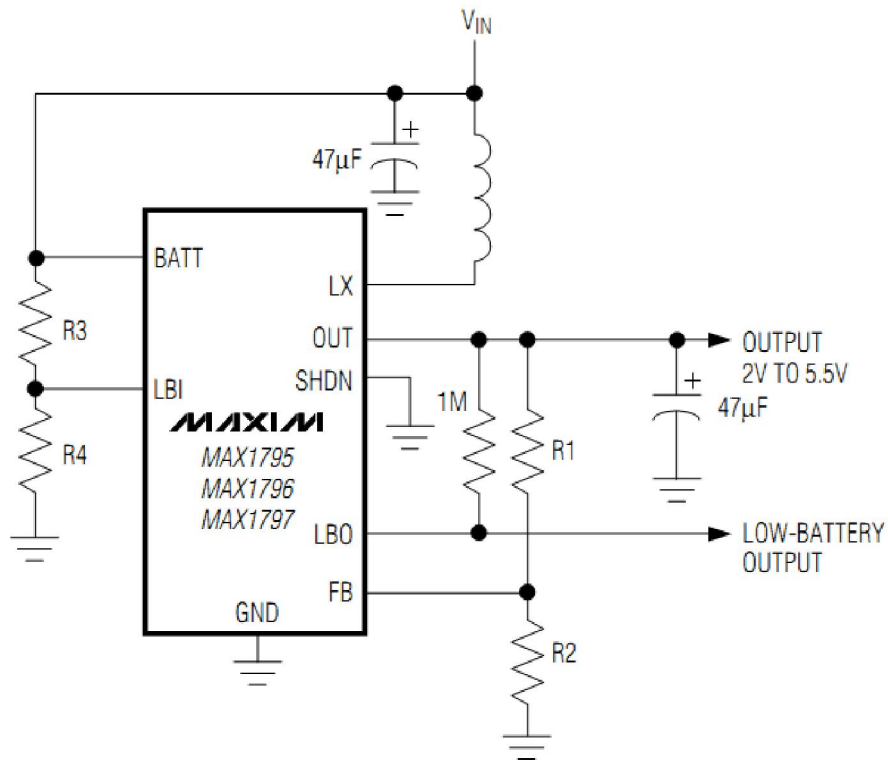


Figura 1.11 Circuito MAX1797.

Se presenta en un encapsulado μ MAX de 8 pines, cuya descripción es la siguiente:

- *SHDN*: entrada utilizada para poner al circuito en modo apagado (bajo consumo). Colocando un nivel lógico bajo en este pin conseguimos el funcionamiento normal, mientras que si colocamos un nivel lógico alto, la salida se pone en alta impedancia.
- *FB*: conectando este pin a GND obtenemos una tensión de salida de 5V, mientras que conectándolo al pin de salida (OUT) obtenemos 3,3V. Para conseguir tensiones comprendidas entre los 2V y los 5,5V hay que añadir un divisor de tensión (R1 y R2).
- *LBI*: entrada que permite monitorear la tensión de la batería. Añadiendo un divisor de tensión (R3 y R4) conseguimos que la salida se desconecte cuando la entrada caiga por debajo de un valor programado (2.9V en nuestro caso) mediante estas dos resistencias, evitando así la descarga de la batería.

- *LBO*: salida a drenador abierto. Cuando la entrada LBI cae por debajo del valor programado por las resistencias R3 y R4, se pone en alta impedancia, en caso contrario permanece a nivel bajo.
- *BATT*: conexión de la batería.
- *LX*: conexión de la bobina.
- *OUT*: tensión de salida.
- *GND*: 0 voltios.

1.6.2 Control

1.6.2.1 Microcontrolador PIC

El microcontrolador escogido ha sido un PIC18F4550, ya que éste se adapta a las necesidades de nuestro sistema.

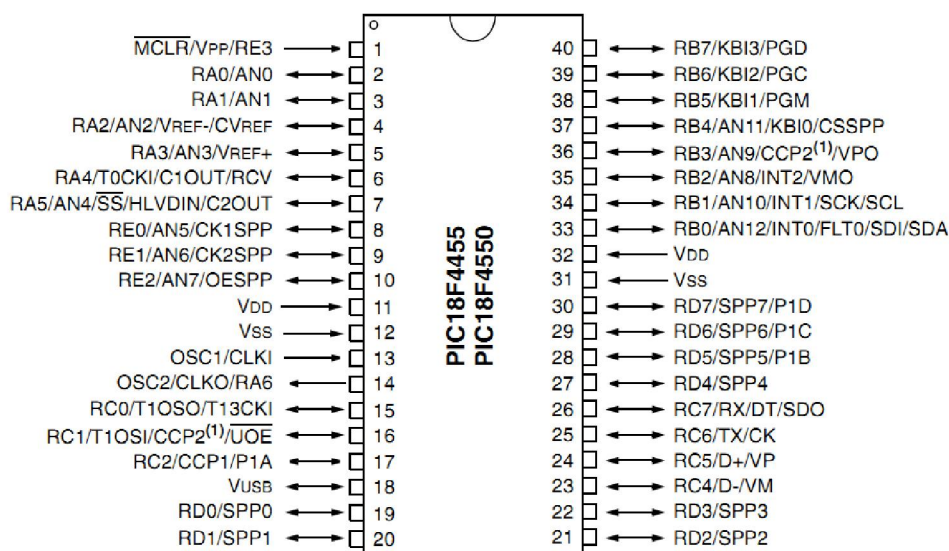


Figura 1.12 Microcontrolador PIC18F4550.

Se trata de un microcontrolador de la familia PIC de la serie 18 de la empresa Microchip, un dispositivo de bajo consumo y de altas prestaciones que cuenta con la posibilidad de comunicarse vía USB.

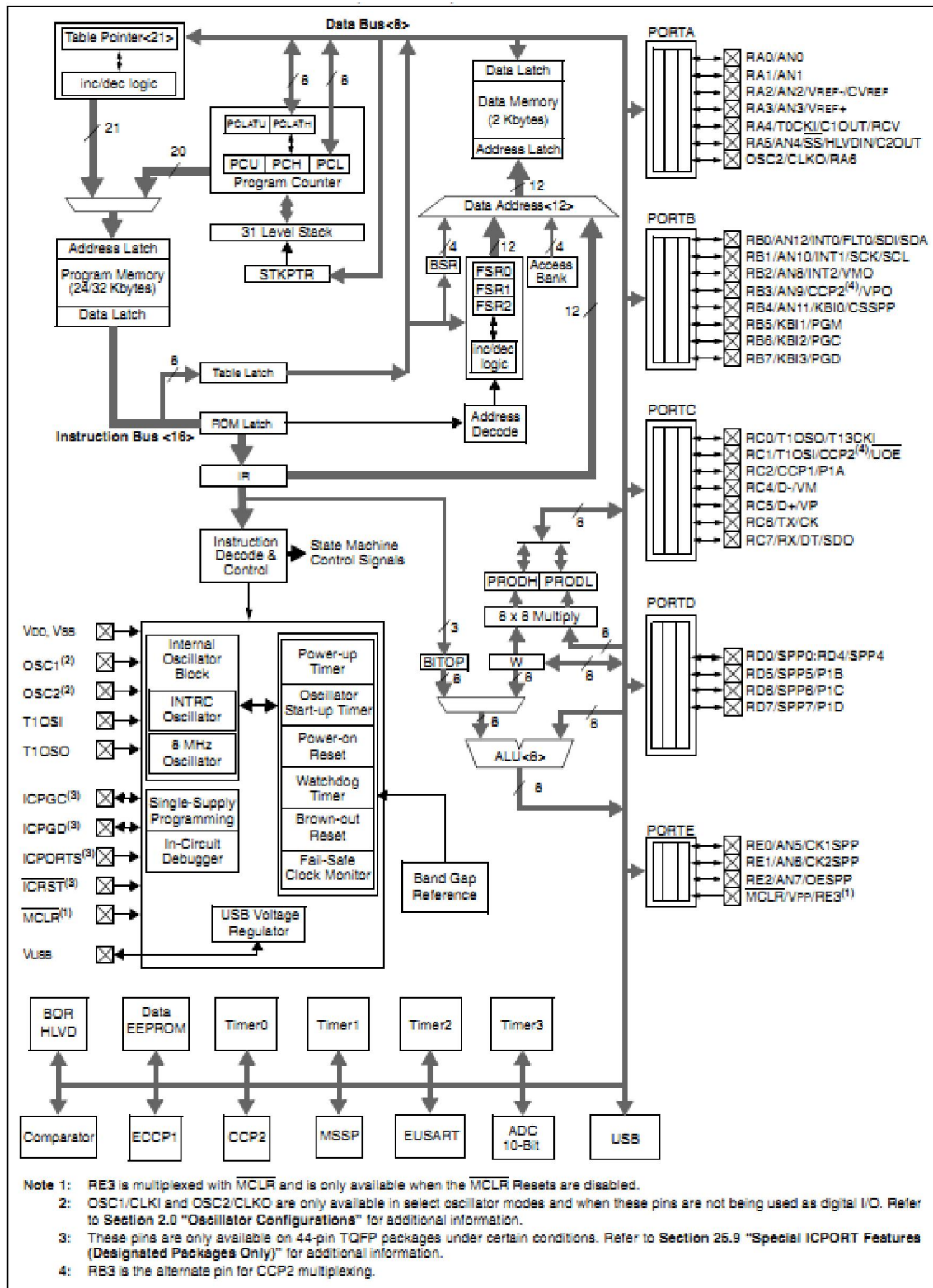
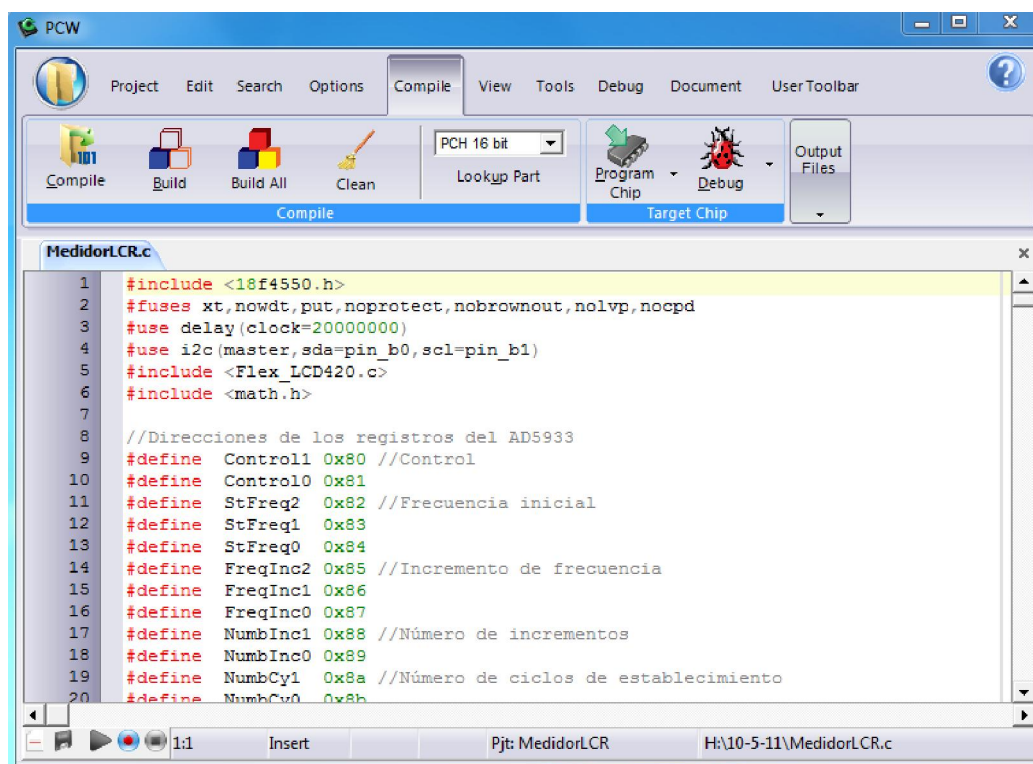


Figura 1.13 Diagrama de bloques del PIC18F4550.

Sus características principales son:

- CPU de 8 bits con arquitectura Harvard.
- 32k bytes de memoria FLASH.
- 2048 bytes de memoria SRAM.
- 256 bytes de memoria EEPROM.
- Frecuencia de reloj de 0Hz a 48MHz.
- 19 fuentes de interrupción.
- Estado de bajo consumo
- 35 líneas de entrada/salida.
- 3 timers de 16 bits y 1 de 8 bits.
- Periférico para comunicación serie síncrona y asíncrona.
- Periférico para comunicaciones I2C y SPI.
- Soporte para interfaz USB.
- Conversor A/D de 10 bits con 13 canales de entrada.

La programación se ha realizado en un lenguaje de alto nivel, el C, usando el compilador PIC C Compiler de la empresa CCS.



```
1 #include <18f4550.h>
2 #fuses xt,nowdt,put,noprotect,nobrownout,nolvp,nocpd
3 #use delay (clock=2000000)
4 #use i2c (master,sda=pin_b0,scl=pin_b1)
5 #include <Flex_LCD420.c>
6 #include <math.h>
7
8 //Direcciones de los registros del AD5933
9 #define Control1 0x80 //Control
10 #define Control0 0x81
11 #define StFreq2 0x82 //Frecuencia inicial
12 #define StFreq1 0x83
13 #define StFreq0 0x84
14 #define FreqInc2 0x85 //Incremento de frecuencia
15 #define FreqInc1 0x86
16 #define FreqInc0 0x87
17 #define NumbInc1 0x88 //Número de incrementos
18 #define NumbInc0 0x89
19 #define NumbCy1 0x8a //Número de ciclos de establecimiento
20 #define NumbCy0 0x8b
```

Figura 1.14 Editor del compilador CCS.

Éste permite la programación tanto en C como en ensamblador, colocando el código entre las directivas #ASM y #ENDASM.

Una vez compilado el código y libre de errores, se nos genera una serie de ficheros con extensiones: ERR, HEX, SYM, LST, COF, PJT, TRE y STA, pero de todos ellos, el que tiene la extensión .HEX será el que grabaremos en la memoria FLASH del PIC.

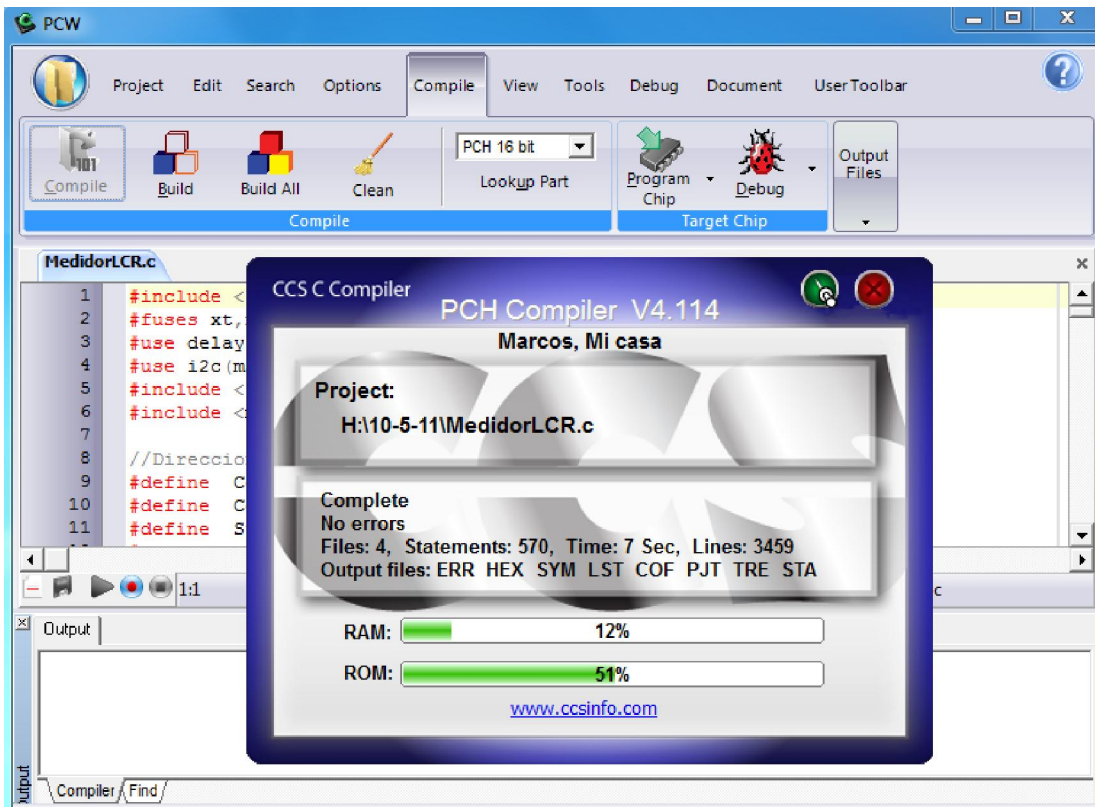


Figura 1.15 Editor con la ventana de compilación.

Para la transferencia del código del ordenador al PIC, hemos usado el programador ICD2 de Microchip, con el programa MPLAB IDE que se puede descargar de forma gratuita desde su página web.



Figura 1.16 Programador ICD2 de Microchip.

La conexión entre el programador y el PIC se hace mediante el ICSP (In Circuit Serial Programming) lo que permite programar al microcontrolador directamente colocado en la tarjeta PCB de nuestro diseño.

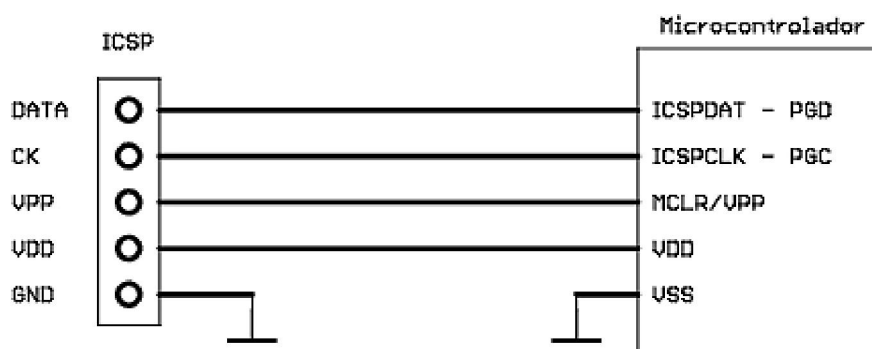


Figura 1.17 Esquema de conexión entre el conector ICSP y el PIC.

Para esta comunicación son necesarias cinco señales:

- *VPP*: aplica un voltaje entre 12-14 V al pin MCLR/VPP del PIC, y es usado para poner al mismo en estado de programación.
- *PGC*: señal de reloj de programación.
- *PGD*: línea serial de datos para escritura, lectura y verificación de la memoria de programa del microcontrolador.

– VDD: tensión de alimentación. Este voltaje es opcional debido a que el PIC puede alimentarse usando la fuente de alimentación de su circuito de aplicación.

– VSS: 0 voltios.

1.6.2.2 Memoria EEPROM

La memoria escogida ha sido una 24C64 también de la empresa Microchip.

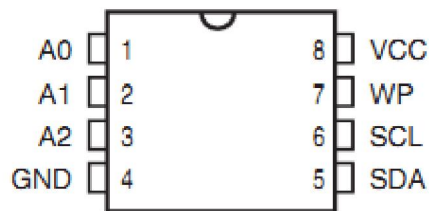


Figura 1.18 Memoria EEPROM 24C64.

Se trata de una memoria con una capacidad de 64kbits e interfaz I2C.

Sus características son:

- Capacidad de 64kbits (8k posiciones x 8bits/posición).
- Dirección configurable: 1-0-1-0-A2-A1-A0.
- Frecuencia máxima de reloj de 400kHz.
- Dispone de caché interna de 64bytes para escritura rápida.
- 1.000.000 de ciclo de escritura/lectura.

Para el acceso a cada byte interno, sea para lectura o para escritura, la memoria dispone de un puntero de direcciones de 13 bits.

Para acceder a un byte de la memoria, será preciso situar previamente el puntero apuntando a la dirección asignada a dicho byte.

En cada lectura/escritura de un byte, el puntero de direcciones se incrementa de manera automática, permitiendo un acceso secuencial a las posiciones de la EEPROM. Si se desea un acceso aleatorio, será preciso cambiar antes el puntero.

A continuación se presenta como serían las operaciones de lectura y escritura.

Existen 3 tipos de operaciones de lectura:

Lectura aleatoria de un byte con una dirección dada.

Consiste en situar primero el puntero de direcciones de la EEPROM y realizar posteriormente una lectura. Para ello se envía la dirección del dispositivo en el bus y se indica con RW que se va a escribir la dirección interna de la EEPROM a la que se quiere acceder, de este modo se sitúa el puntero. A continuación se vuelve a direccionar el dispositivo pero indicando ahora que se desea realizar una lectura.

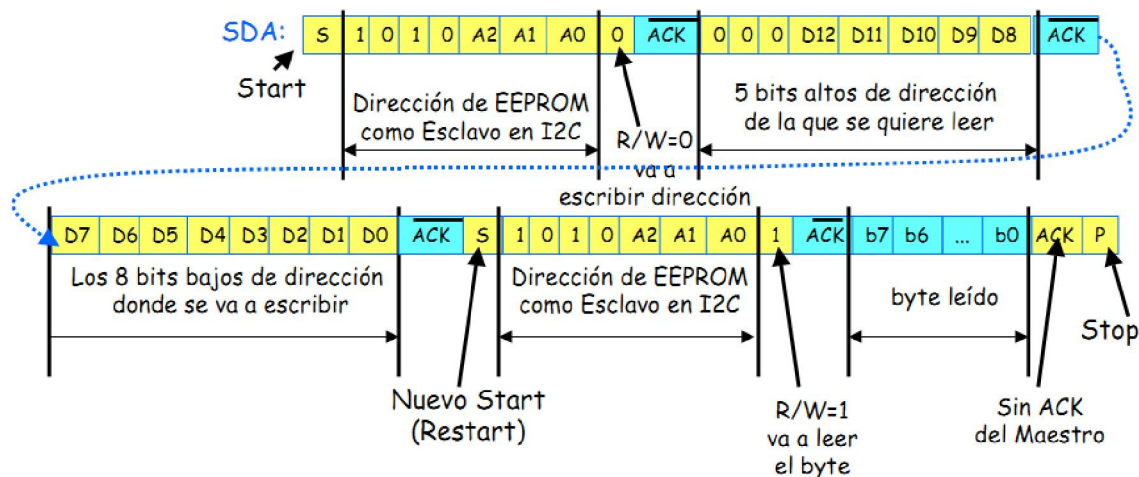


Figura 1.19 Lectura aleatoria con una dirección dada.

Lectura en la dirección actual del puntero interno de la EEPROM.

Se trata de leer el byte apuntado en ese momento por el puntero, éste se va incrementando automáticamente con cada operación de lectura. Se envía la dirección del dispositivo EEPROM como esclavo en el bus y se indica directamente que se desea realizar una lectura.

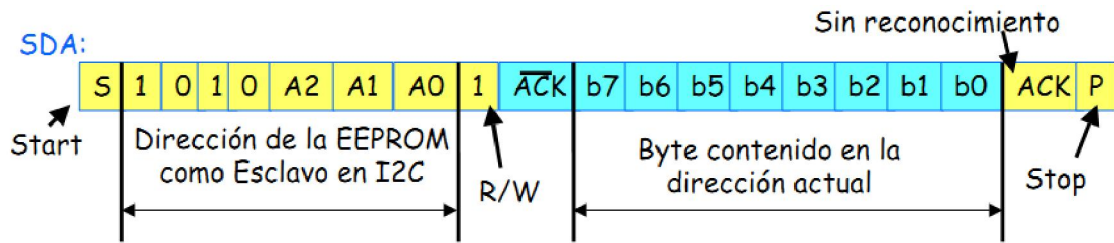


Figura 1.20 Lectura en la dirección actual del puntero.

Lectura secuencial.

Es idéntica a la lectura de una dirección aleatoria, salvo que después de que la EEPROM envíe el primer dato, el maestro genera un bit de reconocimiento ACK para que continúe enviando el byte siguiente y así sucesivamente hasta que el maestro detenga las lecturas mediante una condición de STOP.

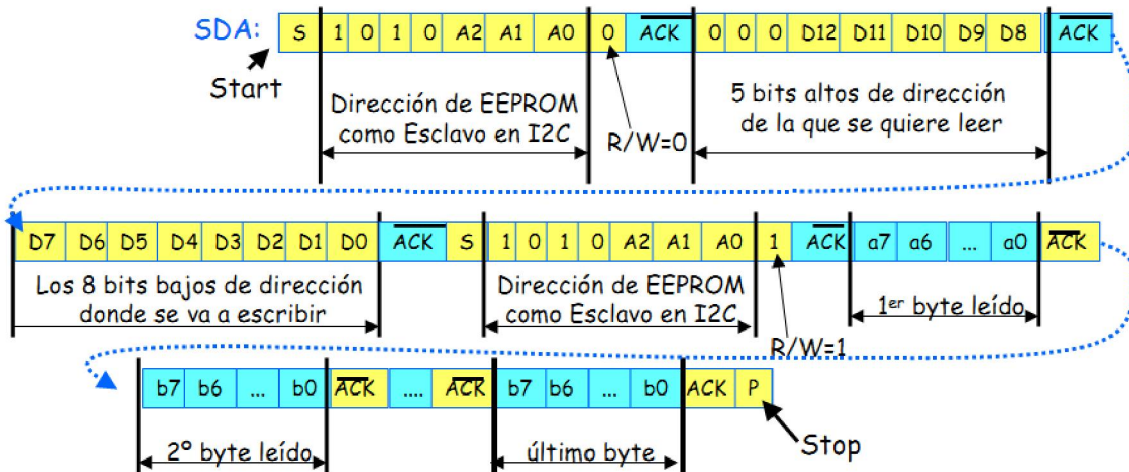


Figura 1.21 Lectura secuencial.

Operación de escritura.

1. El maestro del bus generará un START, luego colocará la dirección asignada en el bus al dispositivo EEPROM (7bits) y el bit R/W=0 para indicar que el maestro va a grabar un dato en la EEPROM esclava. Tras el ACK que coloca la EEPROM al detectar coincidencia con su dirección, el maestro debe enviar la dirección de la posición que se desea grabar. Esto

se hace en dos bytes, se envía primero un byte con tres ceros y los 5 bits de la parte alta del puntero interno y luego los otros 8 bits.

2. Tras los correspondientes ACK de la memoria (tras cada byte), el maestro enviará el byte a escribir en la referida posición, la EEPROM responderá con un nuevo ACK y el maestro finalizará enviando una condición de STOP.
3. Tras esta secuencia, la memoria inicia el ciclo interno de escritura que dura entorno a 2ms. Durante ese tiempo, la EEPROM no generará bits ACK de reconocimiento si se intenta una transferencia.

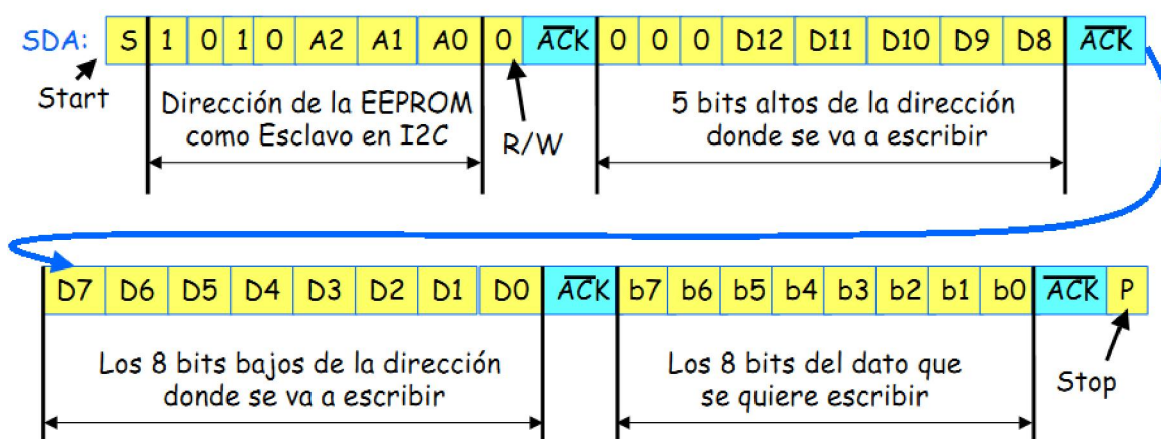


Figura 1.22 Escritura de un byte.

Durante los ciclos internos de escritura de la EEPROM el dispositivo no se encuentra operativo dentro del bus. En caso de que se inicie un ciclo de lectura o de escritura, la EEPROM respondería con un bit de no reconocimiento.

Para determinar si la EEPROM todavía está ocupada con el ciclo interno, se pueden enviar los bytes iniciales para lanzar escrituras hasta que haya una respuesta con un bit de reconocimiento desde la EEPROM.

Los ciclos de lectura no precisan de esperas ya que los datos están disponibles a medida que se van solicitando por parte del maestro.

El encapsulado elegido ha sido un SOIC de 8 pines cuya descripción es la siguiente:

- *GND*: 0 voltios.
- *VCC*: tensión de alimentación.
- *SDA*: línea serial de datos. Esta línea es del tipo drenador abierto, por lo que se debe polarizar en estado alto conectándola a *VCC* por medio de una resistencia pull-up.
- *SCL*: línea serial de reloj. Esta línea es del tipo drenador abierto, por lo que se debe polarizar en estado alto conectándola a *VCC* por medio de una resistencia pull-up.
- *WP*: pin de protección contra escritura.
- *A0, A1, A2*: estas entradas son la parte configurable de la dirección del dispositivo, 1-0-1-0-A2-A1-A0, con lo que se obtienen ocho direcciones diferentes que permiten conectar hasta ocho memorias de este tipo en el mismo bus.

1.6.2.3 Display gráfico LCD

Para la visualización se ha utilizado un display gráfico LCD (GLCD) de 128x64 píxeles modelo JHD613.



Figura 1.23 Display gráfico JHD613.

Sus características son:

- Conformado por una matriz de puntos de visualización de 128 pixeles de largo por 64 pixeles de alto.
- Iluminación de fondo entre verde-amarillo.
- Fácil manejo con microprocesadores de 8-Bits.
- Bajo consumo.
- Contiene dos controladores internos un KS0108B y KS0107B.

La descripción de los pines de conexión es la siguiente:

- *VSS*: conexión a 0 voltios.
- *VDD*: conexión de alimentación.
- *V0*: voltaje de salida negativa. Es usado con un potenciómetro con el pin *VEE* para el ajuste del contraste de los pixeles.
- *D/I*: datos de E/S para el cambio de registro.
- *R/W*: determina si los datos se van a leer o escribir.
- *E*: habilita la comunicación con el GLCD.
- *DB0-DB7*: entrada de datos de 8 bits de información.
- *CS1*: indica si se selecciona la primera mitad de la pantalla, pixeles 0-63.
- *CS2*: indica si se selecciona la segunda mitad de la pantalla, pixeles 64-127.
- *RESET*: señal de reinicio.
- *VEE*: conexión de ajuste de contraste de los pixeles.
- *A*: conexión positiva de la luz de fondo.
- *K*: conexión negativa de la luz de fondo.

1.6.2.4 Tensión de referencia para el conversor A/D del PIC.

Dado que el convertidor DC-DC desconecta su salida cuando la tensión de la batería cae por debajo de los 2.9V, se nos hace necesario monitorear esta tensión mediante uno de los canales de entrada al conversor A/D para avisar que la batería está próxima a agotarse, a la vez que también es utilizado para almacenar valores de configuración y medida en la memoria antes de que la tensión de salida se corte.

Por este motivo hemos de aplicar al pin VREF+, entrada para la tensión de referencia externa del conversor A/D del PIC, una tensión que se mantenga constante aunque varíe la tensión de alimentación, ya que esta referencia será la que utilicemos para hacer la conversión bit-tensión de la señal leída por la entrada analógica conectada a la batería.

El circuito utilizado para esto ha sido un diodo para tensión de referencia, el LM385:

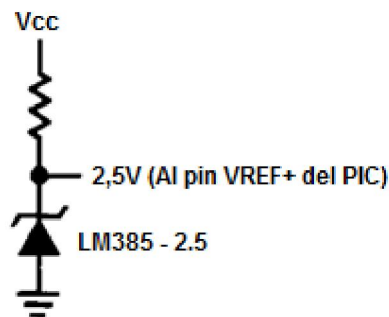


Figura 1.24 Circuito para la tensión de referencia.

Éste mantiene constante una tensión de 2,5V con una tolerancia del $\pm 1\%$.

1.6.2.5 Teclado

La configuración elegida para el teclado ha sido la siguiente:

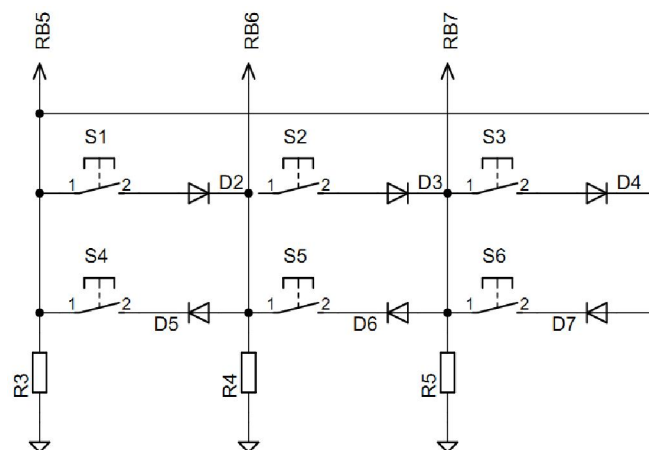


Figura 1.25 Teclado.

Se trata de un teclado compuesto de seis botones con las siguientes funciones:

En modo LCR:

- S1: permite cambiar a modo barrido de frecuencias.
- S2: permite cambiar el valor de la frecuencia de la señal de test entre: 30Hz, 120Hz, 1kHz, 10kHz y 100kHz (en este modo el valor de la frecuencia de la señal de test está ya definido y no se puede cambiar).
- S3: permite cambiar la amplitud de la señal de test entre: 0.2Vrms, 0.4Vrms, 1Vrms y auto.
- S4: permite cambiar el parámetro principal de medida entre: L (inductancia), C (capacidad), R (resistencia) y Z (impedancia).
- S5: permite cambiar el parámetro secundario de medida entre: Q (factor de calidad), D (factor de disipación) y A (ángulo de fase).
- S6: permite cambiar el modelo aplicado al componente bajo test entre modelo serie y modelo paralelo.

En modo barrido de frecuencias:

- S1: permite cambiar a modo LCR.
- S2: desplazamiento hacia arriba dentro de las opciones del menú.
- S3: desplazamiento hacia abajo dentro de las opciones del menú.
- S4: entramos en el submenú de la opción elegida dentro del menú principal.
- S5: desplazamiento hacia la izquierda dentro del submenú.
- S6: desplazamiento hacia la derecha dentro del submenú.

1.6.3 Medida

1.6.3.1 AD5933

Se trata de un circuito analizador de impedancias de la empresa Analog Devices programable mediante el bus I2C. Puede realizar medidas de impedancia en un rango comprendido entre $1\text{k}\Omega$ y $10\text{M}\Omega$ con una precisión del 0,5%.

Permite excitar con un generador de frecuencias a una impedancia conectada entre los pines VOUT y VIN, aplicando una señal sinusoidal de frecuencia y voltaje conocidos. La señal de respuesta de la impedancia es entonces muestreada por un convertor analógico-digital (ADC) y un DSP se encarga de procesar la transformada discreta de Fourier (DFT), devolviendo un dato real y un dato imaginaria para cada frecuencia de salida.

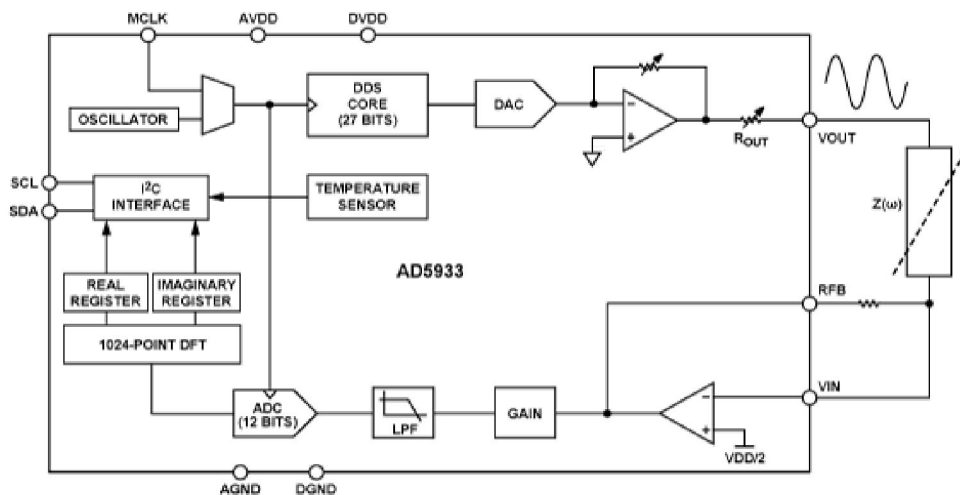


Figura 1.26 Diagrama de bloques del AD5933.

A continuación pasamos a describir las partes de las que consta el circuito:

– Reloj del sistema

La señal de reloj para el AD5933 puede provenir de dos fuentes, una externa conectada al pin MCLK y otra interna proporcionada por un oscilador con una frecuencia de 16.776MHz.

Esta señal es internamente dividida por 4 para proporcionar el reloj de referencia usado por el DDS (en la etapa de salida) para generar la señal de excitación utilizada para la medida de la impedancia, y dividida por 16 para proporcionar el reloj usado por el conversor A/D (en la etapa de entrada) para muestrear la señal de respuesta de la impedancia bajo test.

Con un oscilador de 16MHz conectado al pin MCLK podemos medir impedancias con una frecuencia de la señal de excitación comprendida entre un máximo de 100kHz y un mínimo de 5kHz, si queremos medir a frecuencias inferiores, debemos escalar la señal de reloj de acuerdo a la siguiente tabla:

Frequency Interval	AD5933 Lower Frequency ¹	Clock Frequency Applied to MCLK Pin ²
1	100 kHz to 5 kHz	16 MHz
2	5 kHz to 1 kHz	4 MHz
3	5 kHz to 300 Hz	2 MHz
4	300 Hz to 200 Hz	1 MHz
5	200 Hz to 100 Hz	250 kHz
6	100 Hz to 30 Hz	100 kHz
7	30 Hz to 20 Hz	50 kHz
8	20 Hz to 10 Hz	25 kHz

Tabla 1.2 Límites de frecuencia según reloj aplicado al pin MCLK.

Escalar la señal de reloj trae como consecuencias una limitación de la frecuencia máxima de la señal de excitación generada por el DDS y una reducción de la frecuencia de muestreo del conversor A/D, por lo que el AD5933 necesitará más tiempo para devolver el resultado de la medida.

– Etapa de salida

La señal sinusoidal de excitación usada para la medida de la impedancia es generada por un DDS (síntesis digital directa) con un acumulador de fase de 27 bits, con el que se consigue una resolución menor que 0.1Hz. Como entrada al acumulador de fase se toma el contenido del registro *start frequency register*, que va a fijar la frecuencia de la señal de excitación.

Aunque el acumulador de fase tiene una resolución de 27 bits, el contenido del *start frequency register* está limitado a 24 bits, ya que tiene conectados los tres bits más significativos internamente a cero.

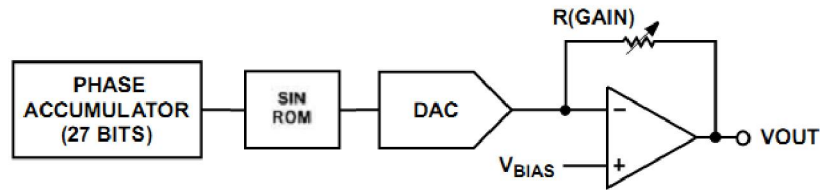


Figura 1.27 Etapa de salida.

La salida digital del acumulador de fase es conectada a la entrada de una memoria de solo lectura (ROM), cuyo contenido representa muestras de la amplitud de un ciclo de una forma de onda sinusoidal. El contenido de cada posición de la memoria ROM, direccionado por la salida del acumulador de fase, se lleva a la entrada de un conversor digital-analógico (DAC) que se encarga de generar una señal analógica sinusoidal. Esta señal pasa a través de una etapa de ganancia programable, que permite obtener cuatro valores de amplitud para la señal de salida utilizada para excitar a la impedancia conectada entre los pines VOUT y VIN.

Range	Output Excitation Voltage Amplitude	Output DC Bias Level
1	1.98 V p-p	1.48 V
2	0.97 V p-p	0.76 V
3	383 mV p-p	0.31 V
4	198 mV p-p	0.173 V

Tabla 1.3 Amplitudes y nivel DC de offset de la señal de salida.

Estos valores de amplitud de la señal de salida son para una tensión de alimentación de 3.3V, para 5V debemos aplicar las siguientes expresiones:

$$\text{Output Excitation Voltage for Range 1} = 1.98 \times \frac{5.0}{3.3} = 3 \text{ V p-p}$$

$$\text{Output DC Bias Voltage for Range 1} = 1.48 \times \frac{5.0}{3.3} = 2.24 \text{ V p-p}$$

– Etapa de entrada

Esta etapa está formada por un amplificador de transimpedancia (convertidor corriente-tensión o I-V), seguido de un amplificador de ganancia programable, un filtro pasa bajos y un conversor A/D.

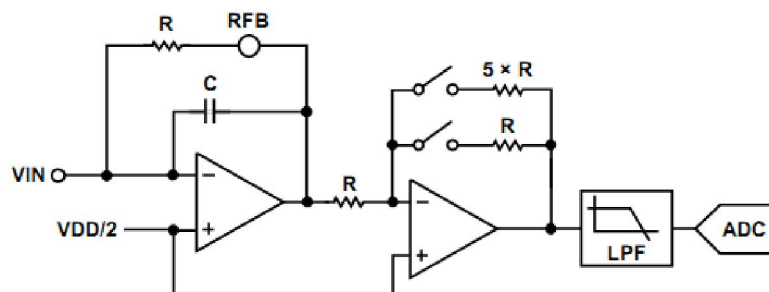


Figura 1.28 Etapa de entrada.

La señal de corriente desarrollada por la impedancia bajo test es llevada, mediante el pin VIN, a la entrada del amplificador de transimpedancia, que tiene la tierra virtual conectada a Vdd/2. La ganancia de este amplificador está determinada por una resistencia de realimentación seleccionada por el usuario y conectada entre los pines RFB y VIN.

La salida del amplificador I-V pasa luego por un amplificador de ganancia programable (PGA) que permite amplificarla por un factor de 1 ó 5. Es filtrada mediante un filtro pasa bajos y llevada a la entrada de un conversor A/D de 12 bits que se encarga de muestrearla.

El conversor A/D requiere 16 periodos de reloj para realizar una conversión simple, por lo tanto, con una frecuencia de 16.776MHz en el reloj del sistema, puede muestrear la señal de respuesta con una frecuencia de 1.0485MHz.

El conversor A/D toma 1.024 muestras y pasa el resultado a un DSP para su procesamiento, el cual realiza una transformada discreta de Fourier para determinar la amplitud y la fase de la señal de respuesta a la entrada del ADC.

El algoritmo utilizado para este cálculo es el siguiente:

$$X(f) = \sum_{n=0}^{1023} (x(n)(\cos(n) - j\sin(n)))$$

Donde:

$X(f)$ es la potencia de la señal para el punto de frecuencia f .

$x(n)$ es la salida del ADC.

$\cos(n)$ y el $\sin(n)$ son vectores de muestreo proporcionados por el DDS para el punto de frecuencia f .

La multiplicación se acumula sobre 1.024 muestras para cada punto de frecuencia, y el resultado se almacena en complemento a dos en dos registros de 16 bits que representan la componente real e imaginaria del resultado.

– Sensor de temperatura

Se trata de un sensor digital de 13 bit con un bit 14 que actúa como bit de signo. Permite medir la temperatura a la que se encuentra el AD5933.

El rango de medición del sensor va desde los -40°C hasta los $+125^{\circ}\text{C}$ con una precisión de $\pm 2^{\circ}\text{C}$. A partir de los 150°C , la integridad del dispositivo comienza a deteriorarse.

– Interfaz I2C

La comunicación entre el microcontrolador y el AD5933 es a través del bus I2C, igual que para la memoria EEPROM, siendo las operaciones de lectura y escritura las descritas en el apartado 1.6.2.2, con la diferencia de que ahora la dirección del dispositivo en el bus es 0001101X, donde el último bit (X) corresponde con la lectura (1) o escritura (0).

Las direcciones de los registros en las que se escriben los datos necesarios para configurar el AD5933 se muestran en la siguiente tabla:

Reg Name	Address	Reg Data	Read/Write
CONTROL	80 h	D15 to D8	Read/Write
	81 h	D7 to D0	Read/Write
START FREQUENCY	82 h	D23 to D16	Read/Write
	83 h	D15 to D8	Read/Write
	84 h	D7 to D0	Read/Write
FREQUENCY	85 h	D23 to D16	Read/Write
INCREMENT	86 h	D15 to D8	Read/Write
	87 h	D7 to D0	Read/Write
NUMBER OF INCREMENTS	88 h	D15 to D8	Read/Write
	89 h	D7 to D0	Read/Write
NUMBER OF SETTLING TIME CYCLES	8A h	D15 to D8	Read/Write
	8B h	D7 to D0	Read/Write
STATUS	8F h	D7 to D0	Read Only
TEMPERATURE DATA	92 h	D15 to D8	Read Only
	93h	D7 to D0	Read Only
REAL DATA	94 h	D15 to D8	Read Only
	95 h	D7 to D0	Read Only
IMAGINARY DATA	96 h	D15 to D8	Read Only
	97 h	D7 to D0	Read Only

Tabla 1.4 Mapeo de los registros de configuración del AD5933.

Siendo su significado el que sigue:

CONTROL

Este registro contiene una palabra de 16 bits que se encuentra en la dirección 80h y 81h de la memoria RAM. Se utiliza para el control de los modos de funcionamiento del AD5933.

D15	D14	D13	D12	Function
0	0	0	0	No operation
0	0	0	1	Initialize with start frequency
0	0	1	0	Start frequency sweep
0	0	1	1	Increment frequency
0	1	0	0	Repeat frequency
1	0	0	0	No operation
1	0	0	1	Measure temperature
1	0	1	0	Power-down mode
1	0	1	1	Standby mode
1	1	0	0	No operation
1	1	0	1	No operation

Tabla 1.5 Funciones de control de los bits D15 a D12.

Los cuatro bits más significativos (D15 a D12) proporcionan las siguientes funciones de control:

Initialize with start frequency: este comando habilita la salida del DDS para excitar a la impedancia conectada entre los pines VOUT y VIN con la frecuencia de inicio (start frequency).

Start frequency sweep: este comando activa el conversor A/D para que comience a muestrear la señal de respuesta de la impedancia bajo test una vez arrancado el DDS y pasados los ciclos de establecimiento definidos por el usuario.

Increment frequency: este comando se utiliza para pasar al siguiente punto de frecuencia dentro del barrido. Una vez que este comando ha sido recibido, se espera el número de ciclos de establecimiento definidos por el usuario antes de que el conversor A/D comience a muestrear.

Repeat frequency: este comando permite repetir la medida para el valor de frecuencia actual.

Measure temperature: este comando se utiliza para iniciar la medida de la temperatura.

Power-down mode: este comando apaga al AD5933.

Standby mode: este comando pone en espera al AD5933.

Los bits D10 y D9 permiten cambiar la amplitud de la señal de salida de acuerdo a la siguiente tabla:

D10	D9	Range No.	Output Voltage Range
0	0	1	2.0 V p-p typical
0	1	4	200 mV p-p typical
1	0	3	400 mV p-p typical
1	1	2	1.0 V p-p typical

Tabla 1.6 Funciones de control de los bits D10 y D9.

Los bits D11 y D8 a D0 tienen las siguientes funciones asignadas:

Bits	Description
D11	No operation
D8	PGA gain; 0 = x5, 1 = x1
D7	Reserved; set to 0
D6	Reserved; set to 0
D5	Reserved; set to 0
D4	Reset
D3	External system clock; set to 1 Internal system clock; set to 0
D2	Reserved; set to 0
D1	Reserved; set to 0
D0	Reserved; set to 0

Tabla 1.7 Funciones de control de los bits D11 y D8 a D0.

D8: controla la ganancia del PGA.

D4: permite interrumpir el barrido de frecuencias. El contenido de los registros *start frequency*, *number of increments* y *frequency increment* permanece, y para volver a iniciar el barrido se debe dar una orden de *initialize with start frequency*.

D3: permite seleccionar la fuente de reloj entre el interno o uno externo conectado al pin MCLK.

START FREQUENCY

Este registro contiene una palabra de 24 bits que se programa en las direcciones 82h, 83h y 84h de la memoria RAM. Representa la frecuencia de inicio del barrido.

El valor a cargar en este registro se calcula con la siguiente expresión:

$$\text{Start Frequency Code} = \left(\frac{\text{Required Output Start Frequency}}{\left(\frac{\text{MCLK}}{4} \right)} \right) \times 2^{27}$$

FREQUENCY INCREMENT

Este registro contiene una palabra de 24 bits que se programa en las direcciones 85h, 86h y 87h de la memoria RAM. Representa el incremento de frecuencia entre

dos puntos consecutivos a lo largo del barrido.

El valor a cargar en este registro se calcula con la siguiente expresión:

$$\text{Frequency Increment Code} = \left(\frac{\text{Required Frequency Increment}}{\left(\frac{\text{MCLK}}{4} \right)} \right) \times 2^{27}$$

NUMBER OF INCREMENTS

Este registro contiene una palabra de 9 bits que se programa en las direcciones 88h y 89h de la memoria RAM. Representa el número de puntos de frecuencias que tiene el barrido.

NUMBER OF SETTLING TIME CYCLES

Este registro contiene una palabra de 11 bits que se programa en las direcciones 8Ah y 8Bh de la memoria RAM. Los nueve bits menos significativos (del 0 al 8) representan el número de ciclos de la señal de salida que se permiten pasar a través de la impedancia bajo test, después de que una de las siguientes órdenes haya sido dada: *start frequency sweep*, *increment frequency* o *repeat frequency*. Pasado este número de ciclos comienza el proceso de medida.

Este número de ciclos puede ser incrementado por un factor de 2 o 4 mediante los bits 9 y 10, siendo el número máximo de ciclos que se pueden programar de $511 \times 4 = 2.044$ ciclos.

STATUS

Este registro contiene una palabra de 8 bits que se encuentra en la dirección 8Fh de la memoria RAM. Se utiliza para confirmar que determinadas medidas en el test han sido completadas con éxito. Cada uno de los bits de esta palabra indica el estado de una función específica del AD5933.

Control Word	Function
0000 0001	Valid temperature measurement
0000 0010	Valid real/imaginary data
0000 0100	Frequency sweep complete
0000 1000	Reserved
0001 0000	Reserved
0010 0000	Reserved
0100 0000	Reserved
1000 0000	Reserved

Tabla 1.8 Registro de estado.

El bit cero indica, una vez dada la orden *measure temperature*, que en el registro TEMPERATURE DATA se encuentra un dato de temperatura válido para ser leído, lo cual indica poniéndose a 1. Una vez que se proceda a la lectura de este registro, el bit se pone a 0.

El bit uno indica poniéndose a 1, que la medida para el valor de frecuencia actual ha terminado, indicando que los registros REAL DATA e IMAGINARY DATA están disponibles para su lectura. Este bit se pone a 0 cuando cualquiera de las siguientes órdenes es dada: *start frequency sweep*, *increment frequency* o *repeat frequency*.

El bit dos indica poniéndose a 1, que la medida para el último punto de frecuencia dentro del barrido se ha completado. Se pone a 0 cuando una nueva orden de *start frequency sweep* es dada.

TEMPERATURE DATA

Este registro contiene una palabra de 14 bits que se encuentra en la dirección 92h y 93h de la memoria RAM. Indica el valor de la temperatura a la que se encuentra el AD5933.

REAL DATA e IMAGINARY DATA

Estos registros contienen una palabra de 16 bits cada uno en complemento a dos, que se encuentran en la dirección 94h y 95h para el dato real (R) y 96h y 97h

para el dato imaginario (I). Se trata de una representación digital de la componente real e imaginaria de la señal de respuesta de la impedancia medida.

El primer paso para la medida de la impedancia consiste en calcular el valor de la magnitud para cada punto de frecuencia del barrido, cuyo valor es:

$$Magnitude = \sqrt{R^2 + I^2}$$

Donde R e I son los valores almacenados en los registros anteriores.

Para convertir este número a un valor de impedancia, se debe multiplicar por un factor denominado factor de ganancia, que se calcula durante la calibración del sistema con una impedancia de valor conocido conectada entre los pines VOUT y VIN utilizando la siguiente expresión:

$$Gain\ Factor = \left(\frac{Admittance}{Code} \right) = \frac{\left(\frac{1}{Impedance} \right)}{Magnitude}$$

El factor de ganancia debe ser recalculado cada vez que se modifique cualquiera de los siguientes parámetros:

- La resistencia de realimentación del amplificador I-V.
- La amplitud de la señal de test.
- La ganancia del amplificador programable (PGA).

Para el cálculo del factor de ganancia es importante que la señal que llega a la entrada del conversor A/D este dentro de su zona lineal de funcionamiento, por lo que se deben elegir cuidadosamente los parámetros anteriores.

El procedimiento recomendado por Analog Devices para la calibración del sistema consiste en colocar una resistencia ($Z_{calibración}$) cuyo valor conocido sea aproximadamente la mitad de los límites que deseamos medir, y como resistencia de realimentación para el amplificador I-V, colocar una del mismo valor, con lo que conseguimos una ganancia unitaria.

Una vez que el factor de ganancia ha sido calculado, lo podemos utilizar para medir cualquier impedancia de valor desconocido mediante la siguiente fórmula:

$$\text{Impedance} = \frac{1}{\text{Gain Factor} \times \text{Magnitude}}$$

Para la obtención de la fase se debe primero calcular la fase del sistema colocando una resistencia entre los pines VOUT y VIN, y calcular para el punto medio de frecuencia del barrido la fase con la siguiente fórmula:

$$\text{Phase(rads)} = \tan^{-1}(I/R)$$

El ángulo de fase devuelto por el arco tangente es correcto cuando los signos de la componente real e imaginaria son positivos (están en el primer cuadrante), para los restantes cuadrantes utilizamos la siguiente tabla:

Real	Imaginary	Quadrant	Phase Angle
Positive	Positive	First	$\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi}$
Positive	Negative	Second	$180^\circ + \left(\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi} \right)$
Negative	Negative	Third	$180^\circ + \left(\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi} \right)$
Positive	Negative	Fourth	$360^\circ + \left(\tan^{-1}(I/R) \times \frac{180^\circ}{\pi} \right)$

Tabla 1.9 Valor del arco tangente en grados según el cuadrante.

Colocando una resistencia conseguimos que la fase que haya sea solo la debida a los polos internos que introduce el AD5933.

Una vez que hemos calibrado la fase del sistema con una resistencia, podemos colocar entre los pines VOUT y VIN una impedancia desconocida, y volver a calcular la nueva fase para cada punto de frecuencia del barrido con la misma fórmula, obteniendo ahora la fase de la impedancia más la fase del sistema. Restándole a esta última la fase del sistema, obtenemos la fase de la impedancia.

$$Z\theta = (\Phi_{unknown} - \nabla_{system})$$

Calculada la magnitud de la impedancia y el ángulo de fase, podemos ya obtener la componente real (parte resistiva) y la componente imaginaria (parte reactiva) con las siguientes expresiones:

$$|Z_{REAL}| = |Z| \times \cos(Z\theta) \quad |Z_{IMAG}| = |Z| \times \sin(Z\theta)$$

El AD5933 se presenta en un encapsulado SSOP de 16 pines, cuya descripción es la siguiente:

- *RFB*: conexión de la resistencia de realimentación del amplificador I-V. Se conecta entre este pin y VIN.
- *VIN*: entrada de la señal de respuesta de la impedancia.
- *VOUT*: salida de la señal de excitación.
- *DVDD*: alimentación para la circuitería digital.
- *AVDD1*, *AVDD2*: alimentación para la circuitería analógica.
- *DGND*: 0 voltios para la circuitería digital.
- *AGND1*, *AGND2*: 0 voltios para la circuitería analógica.
- *SDA*: línea serial de datos.
- *SCL*: línea serial de reloj.

1.6.3.2 Reloj programable

Para aumentar el rango de frecuencias de medida, se ha optado por utilizar como señal de reloj para el AD5933 un oscilador con una frecuencia de salida programable mediante el bus I2C, el LTC6904 de la empresa Linear Technology.

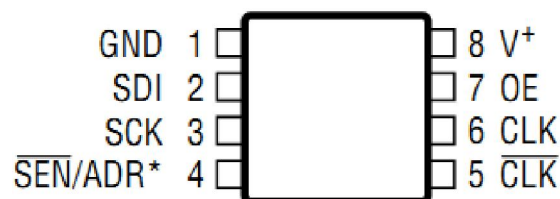


Figura 1.29 Oscilador programable LTC6902.

Este oscilador permite obtener una frecuencia de la señal de salida comprendida entre 1kHz y 68MHz con un error menor al 1%.

La dirección de este circuito dentro del bus depende del estado lógico del pin 4 (ADR), de esta manera, colocando este pin a GND obtenemos la dirección 0010111, mientras que si lo conectamos a la tensión de alimentación, la dirección pasa a ser 0010110. Estos siete bits están acompañados por un último bit indicador de escritura (siempre será cero ya que no leemos ningún dato).

La dirección será el primer byte que enviaremos al bus, los dos bytes de datos que siguen indicarán la frecuencia que deseamos obtener a la salida, cuya fórmula de cálculo es la siguiente:

$$f = 2^{\text{OCT}} \cdot \frac{2078(\text{Hz})}{\left(2 - \frac{\text{DAC}}{1024}\right)}; 1\text{kHz} < f < 68\text{MHz}$$

El sistema de selección de frecuencia de oscilación tiene dos ajustes, uno llamado OCT que actúa como un ajuste grueso y que está controlado por los cuatro bits más significativos del segundo byte, y un segundo ajuste que se denomina DAC y que actúa como un ajuste fino dentro de cada segmento OCT seleccionado.

f ≥	f <	OCT
34.05MHz	68.03MHz	15
17.02MHz	34.01MHz	14
8.511MHz	17.01MHz	13
4.256MHz	8.503MHz	12
2.128MHz	4.252MHz	11
1.064MHz	2.126MHz	10
532kHz	1063kHz	9
266kHz	531.4kHz	8
133kHz	265.7kHz	7
66.5kHz	132.9kHz	6
33.25kHz	66.43kHz	5
16.62kHz	33.22kHz	4
8.312kHz	16.61kHz	3
4.156kHz	8.304kHz	2
2.078kHz	4.152kHz	1
1.039kHz	2.076kHz	0

Tabla 1.10 Rango de frecuencia según el número OCT.

Los cuatro bits del OCT forman una tabla de 16 posiciones (0 – 15) para dividir en segmentos todo el espectro de oscilación del LTC6904.

Luego, dentro de cada segmento seleccionado con el valor de OCT, pasaremos a la configuración del segundo ajuste (DAC) que está compuesto por una palabra de 10 bits colocada justo a continuación de los cuatros bits que forman el OCT. Estos 10 bits permiten dividir el bloque elegido en 1024 posiciones (0 – 1023) o valores de frecuencia de oscilación de salida.

Para hallar el valor del DAC primero buscamos en la tabla anterior el valor del OCT cuyo segmento contenga la frecuencia que queremos generar. Luego sustituimos ese valor en la siguiente fórmula, redondeando el resultado a su entero más cercano:

$$DAC = 2048 - \frac{2078(\text{Hz}) \cdot 2^{(10+\text{OCT})}}{f}$$

Los dos bits finales configuran el modo de salida en los pines CLK y CLK':

CNF1	CNF0	CLK	CLK'
0	0	ON	CLK + 180°
0	1	OFF	ON
1	0	ON	OFF
1	1	Powered-Down*	

Tabla 1.11 Configuración de la salida.

El LTC6904 se presenta en un encapsulado MSOP de 8 pines, cuya descripción es la siguiente:

- *GND*: 0 voltios.
- *V+*: tensión de alimentación.
- *SDI*: línea serial de datos.
- *SCK*: línea serial de reloj.
- *ADR*: bit menos significativo de la dirección del dispositivo.
- *OE*: conectando este pin a nivel bajo se desactivan las salidas.
- *CLK, CLK'*: salidas.

1.6.3.3 Etapa amplificadora

El AD5933 está diseñado para medir impedancias desde $10\text{M}\Omega$ hasta $1\text{k}\Omega$. Por debajo de este valor, el amplificador de la etapa de salida que trae integrado puede no ser capaz de suministrar la corriente necesaria a través de la impedancia. Si a esto añadimos que la resistencia en serie con el pin de salida (VOUT) depende de la amplitud de la señal de excitación que tengamos seleccionado y cuyo valor es igual a:

Parameter	Value (Typ)	Output Series Resistance Value
Range 1	2 V p-p	200 Ω typ
Range 2	1 V p-p	2.4 k Ω typ
Range 3	0.4 V p-p	1.0 k Ω typ
Range 4	0.2 V p-p	600 Ω typ

Tabla 1.12 Resistencia de salida en función de la amplitud seleccionada.

Puede ocurrir que si calibramos el sistema (cálculo del factor de ganancia) con una impedancia de valor próximo a la de la resistencia de salida, se produzca un error que será introducido luego en la medición de impedancias que se lleve a cabo posteriormente.

Para minimizar los efectos de los problemas anteriores y ampliar el rango de medida, se ha añadido un amplificador externo, el OPA355 de Texas Instruments.

Algunas de sus características son:

- Impedancia de entrada de $10^{13}\Omega$.
- Impedancia de salida de 0.02Ω .
- Intensidad de salida de $\pm 100\text{mA}$.
- Protección térmica.
- Ancho de banda de 400MHz para ganancia unidad.

Se ha conectado en configuración inversora como muestra la siguiente figura:

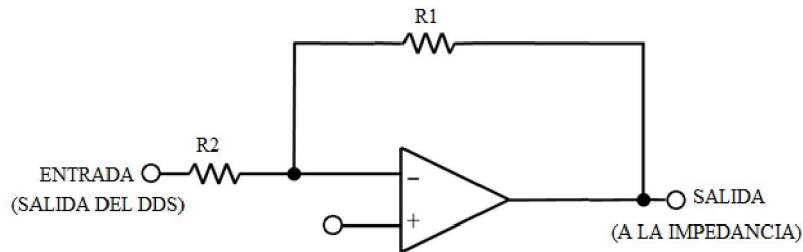


Figura 1.30 Amplificador para la medida de pequeñas impedancias.

El encapsulado elegido ha sido un SOIC de 8 pines:

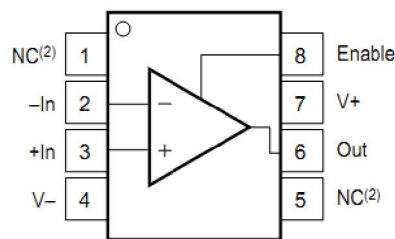


Figura 1.31 Amplificador operacional OPA355.

Cuya descripción es la siguiente:

- V-: 0 voltios.
- V+: tensión de alimentación.
- *-In*: entrada inversora.
- *+In*: entrada no inversora.
- *Out*: salida.
- *Enable*: conectando este pin a nivel bajo se desactiva el amplificador.

1.6.3.4 Corrección del nivel DC de offset

Como se explicó cuando hablamos de la etapa de salida del AD5933, la señal de test generada por el DDS tiene un nivel DC de offset. Para una tensión de alimentación de 3.3V y una amplitud de la señal de test de 2Vpp, este nivel es de 1.48V. En el amplificador I-V de la etapa de entrada, la señal de respuesta de la impedancia medida es llevada a $V_{dd}/2$ (1.65V). Esto puede generar un voltaje de

0.17V (1.65V-1.48V) en los extremos de la impedancia que está siendo medida, lo cual se puede convertir en una corriente no deseada si lo que medimos es una inductancia o una resistencia de bajo valor.

Si utilizásemos una amplitud fija para la señal de test, con un potenciómetro para el ajuste conectado en la entrada no inversora del OPA355 sería suficiente, pero como usamos varias amplitudes y el nivel DC de offset es diferente para cada una de ellas, se ha optado por utilizar un conversor D/A para corregir este desplazamiento.

El circuito utilizado se muestra en la siguiente figura:

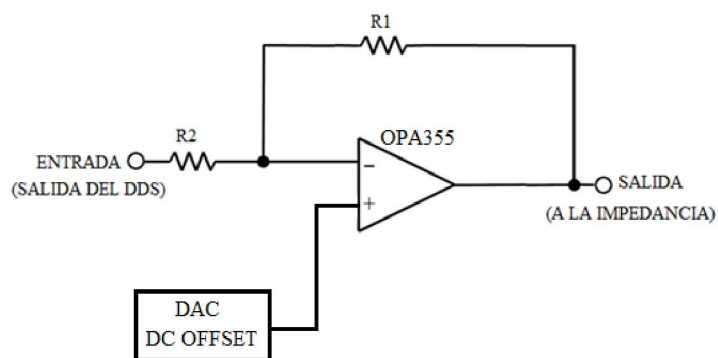


Figura 1.32 Circuito para la corrección del offset.

El conversor D/A elegido ha sido un DAC121C081 de National Semiconductor, con una resolución de 12bits y programable mediante el bus I2C.

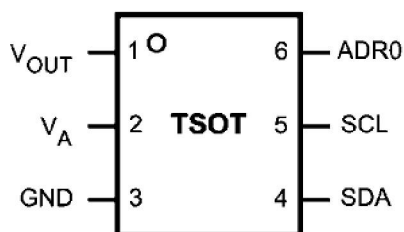


Figura 1.33 Conversor D/A DAC121C081.

La dirección de éste dentro del bus depende del nivel asignado al pin $ADR0$, siendo 0001100 si lo dejamos al aire, 0001101 si lo conectamos a GND y 0001110 si lo conectamos a V_A .

Se presenta con un encapsulado TSOT de 6 pines, cuya descripción es la siguiente:

- GND : 0 voltios.
- V_A : tensión de alimentación.
- SDA : línea serial de datos.
- SCL : línea serial de reloj.
- $ADR0$: bit menos significativo de la dirección del dispositivo.
- V_{OUT} : salida analógica.

1.6.3.5 Selector de rango

Cuando hablamos de la calibración del AD5933 vimos que durante la misma poníamos dos resistencias del mismo valor, una para la realimentación del amplificador I-V y otra para la calibración, cuyo valor tenía que ser aproximadamente la mitad de los límites que deseamos medir.

Para hacer esto de forma automática y dividir el margen de medida en rangos se han colocado dos redes de resistencias con una precisión del 1%, una para la realimentación y otra para la calibración, controlada cada una mediante un multiplexor analógico:

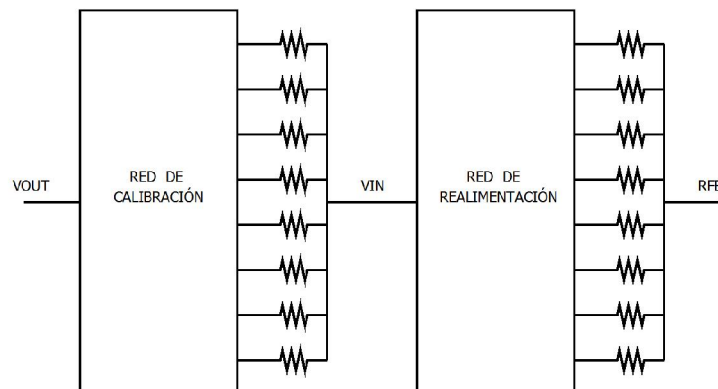


Figura 1.34 Redes de resistencias de precisión.

El multiplexor elegido ha sido el ADG708 de Analog Devices. Se trata de un multiplexor analógico de 8 canales con una resistencia de contacto de 3Ω .

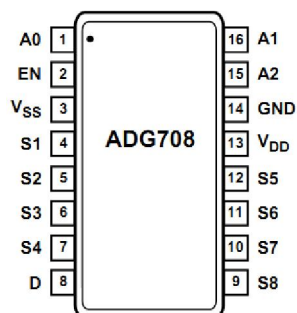


Figura 1.35 Multiplexor analógico ADG708.

Se presenta en un encapsulado TSSOP de 16 pines, cuya descripción es la siguiente:

- *GND*: 0 voltios.
- *V_{DD}*: tensión de alimentación.
- *V_{SS}*: tensión de alimentación negativa.
- *A0, A1, A2*: entradas de selección del canal.
- *D*: salida.
- *S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7, S8*: canales de entrada.
- *EN*: conectando este pin a nivel bajo se desactiva el multiplexor.

MEMORIA DE CÁLCULO

2 MEMORIA DE CÁLCULO

2.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se analizan y justifican mediante cálculos, tablas, imágenes o uso de programas aquellos apartados donde se crea necesaria su especificación.

2.2 ALIMENTACIÓN

2.2.1 Cálculo de los componentes del cargador de baterías Li-Po

El esquema utilizado para el cargador Li-Po ha sido el siguiente:

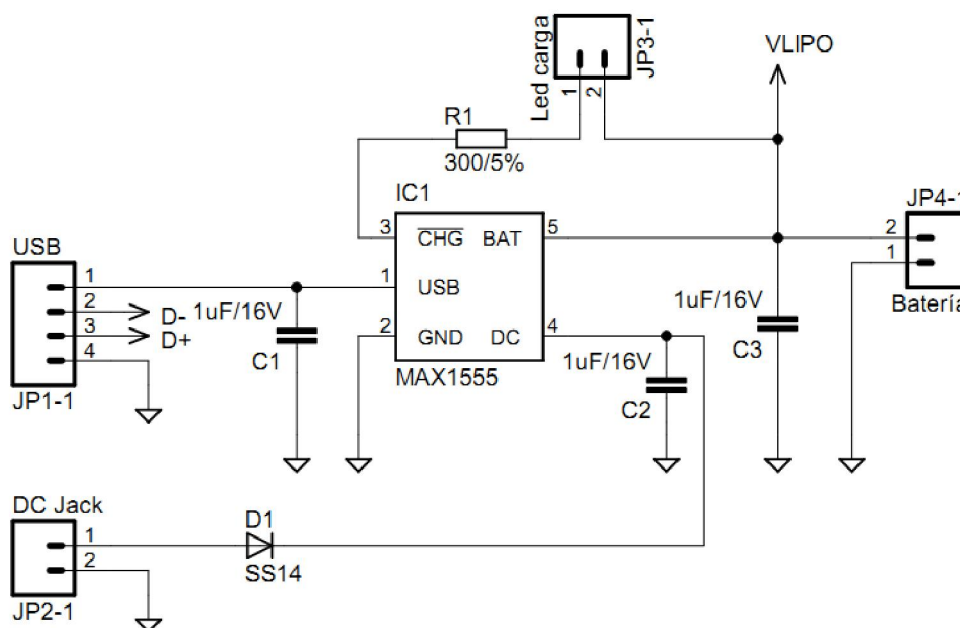


Figura 2.1 Esquema del cargador Li-Po.

La capacidad de los condensadores C1, C2 y C3 viene fijada por el fabricante en las hojas de características del componente, siendo su valor de $1\mu\text{F}/16\text{V}$.

El diodo D1 se ha añadido para proteger al MAX1555 frente a una polarización incorrecta en el conector DC jack. Para el bus USB no es necesaria esta protección, ya que la norma solo permite una polarización.

Este diodo debe ser capaz de soportar la corriente de carga a través de la entrada DC, la cual es de 280mA.

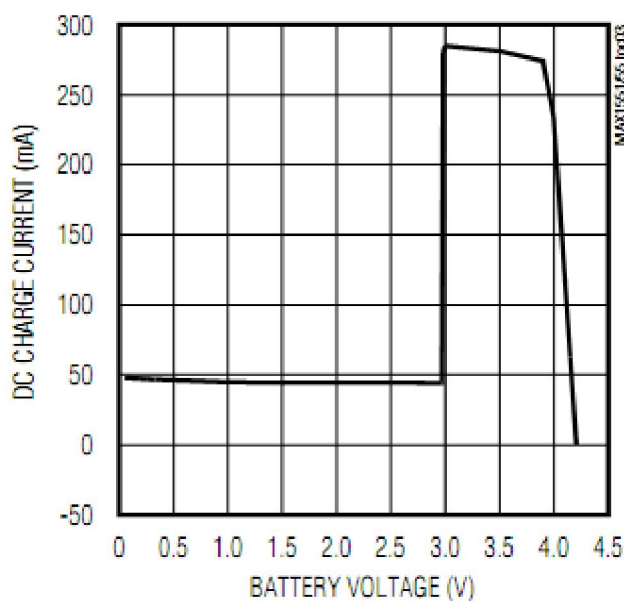


Figura 2.2 Corriente de carga frente al voltaje de la batería.

Se ha elegido un diodo Schottky, el SS14, capaz de soportar una corriente directa de 1A con una caída de tensión en sus extremos de 0.5V.

En la figura anterior se puede apreciar como por debajo de los 3V el circuito entra en un estado de precarga, la intensidad de carga se ve limitada a 40mA para no dañar la batería cuando está muy descargada. Por encima de los 3V, la intensidad sube hasta los 280mA y luego se va reduciendo a medida que aumenta la tensión en la batería, finalizando la carga una vez alcanzados los 4.2V. Para monitorear este proceso, se ha añadido un diodo led que permanece encendido durante la carga y que se apaga una vez finalizada la misma.

La resistencia R1 conectada al pin CHG se encarga de limitar la corriente que circula a través de este diodo. Este pin se pone a nivel bajo durante la carga y en alta impedancia una vez finalizada.

Para el cálculo de R1 sabemos que la tensión (V_F) y corriente (I_F) por el diodo led son 1.2V y 10mA respectivamente, por lo que su valor queda como se muestra a continuación:

$$R_1 = \frac{V_{BAT} - V_F}{I_F} = \frac{4.2V - 1.2V}{10mA} = 0.3K\Omega$$

Este valor está normalizado según la serie E24 (tolerancia del 5%), siendo la potencia consumida de:

$$P_{R_1} = R_1 \cdot I_{R_1}^2 = 0.3K\Omega \cdot 10mA^2 = 30mW$$

2.2.2 Cálculo de los componentes del convertidor DC-DC

El esquema utilizado para el convertidor DC-DC ha sido el siguiente:

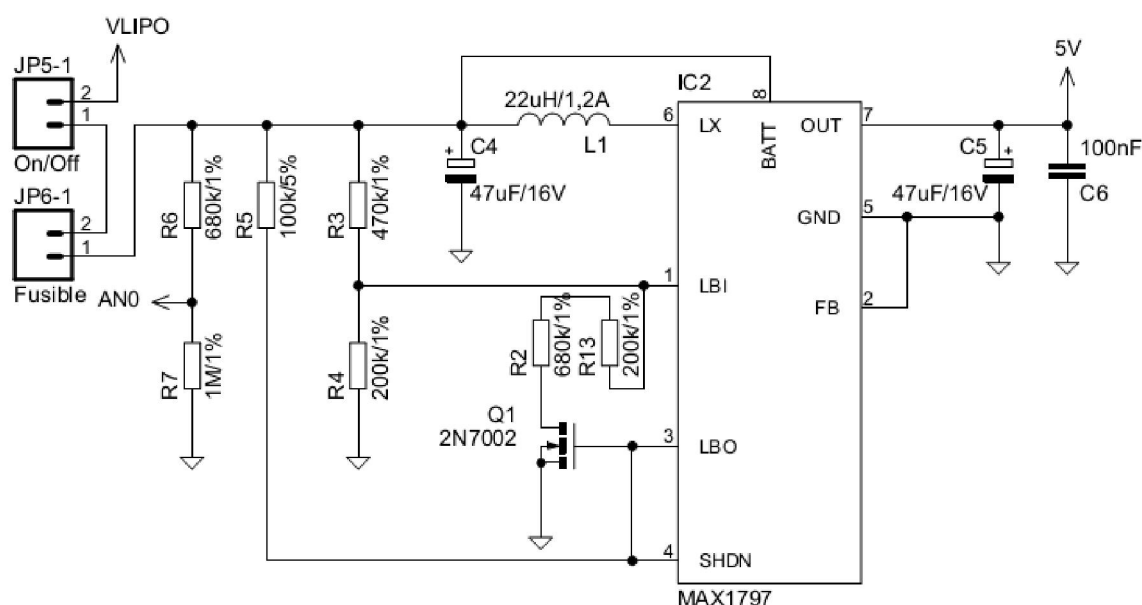


Figura 2.3 Esquema del convertidor DC-DC.

El conector JP5 se corresponde con el interruptor de encendido/apagado. Se ha colocado aquí y no a continuación de la batería por dos motivos:

- Permitir la carga con el medidor apagado.
- La corriente de fuga de la batería una vez retirada la fuente de carga es inferior a 5μA.

El conector JP6 corresponde al fusible de protección, y su valor se calculará en el apartado 2.5.1.

La capacidad de los condensadores C4, C5 y C6 viene fijada por el fabricante en las hojas de características del componente, siendo el valor de los dos primeros de 47 μ F/16V y 0.1 μ F para el último.

El valor de la inductancia L1 también viene fijado y su valor puede oscilar entre los 10 μ H y 47 μ H, aunque recomienda utilizar una de 22 μ H/1.2A.

La finalidad de las resistencias R2, R3 y R4 es la de desactivar la salida del convertidor por debajo de una tensión mínima (V_{BAT_OFF}) para proteger la batería, y activarla por encima de otra tensión (V_{BAT_ON}) superior a la anterior. En nuestro caso, estas tensiones las hemos fijado en 2.9V para la desactivación y 3.3V para la activación.

Para el cálculo de estas resistencias partimos de las siguientes expresiones:

$$V_{BAT_OFF} = V_{LBI} \cdot \frac{R3 + R4}{R4}, \text{ donde } V_{LBI} = 0.85V$$

$$V_{BAT_ON} = V_{LBI} \cdot \frac{R3 + R4'}{R4'}, \text{ donde } R4' = \frac{R4 \cdot R2}{R4 + R2}$$

Despejando de la primera expresión el valor de R3 queda:

$$R3 = \left(\frac{V_{BAT_OFF}}{V_{LBI}} - 1 \right) \cdot R4$$

Fijando el valor de R4 en 200k Ω (valor normalizado por la serie E96, tolerancia del 1%), resulta una R3 de:

$$R3 = \left(\frac{2.9V}{0.85V} - 1 \right) \cdot 200k\Omega = 482k\Omega$$

Que normalizado por la misma serie se convierte en 470k Ω .

Despejando de la segunda expresión el valor de R4' nos queda:

$$R4' = \frac{R3 \cdot V_{LBI}}{V_{BAT_ON} - V_{LBI}} = \frac{470k\Omega \cdot 0.85V}{3.3V - 0.85V} = 163k\Omega$$

Despejando R2 de la expresión del paralelo entre R4 y R2 queda:

$$R2 = \frac{1}{1/R4' - 1/R4} = \frac{1}{1/163k\Omega - 1/200k\Omega} = 882k\Omega$$

Aunque hay valores próximos en la serie E96 a este valor, en nuestro caso lo hemos obtenido colocando dos resistencias en serie, una de 680kΩ y otra de 200kΩ.

Con estos valores de resistencias nos queda una V_{BAT_OFF} de 2.87V y una V_{BAT_ON} de 3.3V.

La corriente que circula por la resistencia R3 y el paralelo formado por R4 y R2 es:

$$I_{R3,R4'} = \frac{V_{BAT}}{R3 + R4'} = \frac{4.2V}{470k\Omega + 163K\Omega} = 6.63 \times 10^{-3}mA$$

Con esta corriente, la potencia disipada por las resistencias es de μW.

Conectando la salida de batería baja (LBO) con el pin de apagado (SHDN) conseguimos que mientras la carga de la batería esté por encima de V_{BAT_OFF} , la entrada SHDN permanezca desactivada, ya que LBO se encuentra a nivel bajo.

Cuando la carga cae por debajo de V_{BAT_OFF} , la salida LBO se pone en alta impedancia, siendo ahora la resistencia R5 la que fije un nivel alto en el pin SHDN, desactivando así al MAX1797, el cual desconecta la carga de la salida y pasa a consumir una corriente menor a 2μA. Cuando esto ocurre, la corriente por la batería pasa a ser prácticamente cero, lo que hace que el voltaje en la misma aumente, ya que la caída de tensión en la resistencia interna de la batería desaparece.

Así pues, la impedancia de la fuente interna de la batería Li-Po puede hacer al MAX1797 susceptible a la oscilación cuando la circuitería de detección de batería baja entra en funcionamiento.

Para solucionar este problema, se ha añadido al pin LBO un transistor MOSFET de canal N (Q1), el cual elimina la oscilación mediante la adición de histéresis a los circuitos de detección de batería baja. El MOSFET elegido ha sido un 2N7002.

El valor de R5 se ha fijado en 100kΩ, siendo la corriente y potencia consumidas por la misma de:

$$I_{R5} = \frac{V_{BAT}}{R5} = \frac{4.2V}{100k\Omega} = 0.042mA \quad P_{R5} = R5 \cdot I_{R5}^2 = 100K\Omega \cdot 0.042mA^2 = 0.17mW$$

El divisor de tensión formado por las resistencias R6 y R7 es utilizado para monitorear la tensión de la batería. El valor de ambas resistencias se calculará en el apartado 2.3.2.

2.3 CONTROL

2.3.1 Cálculo de los componentes del microcontrolador PIC

El esquema utilizado para el microcontrolador ha sido el siguiente:

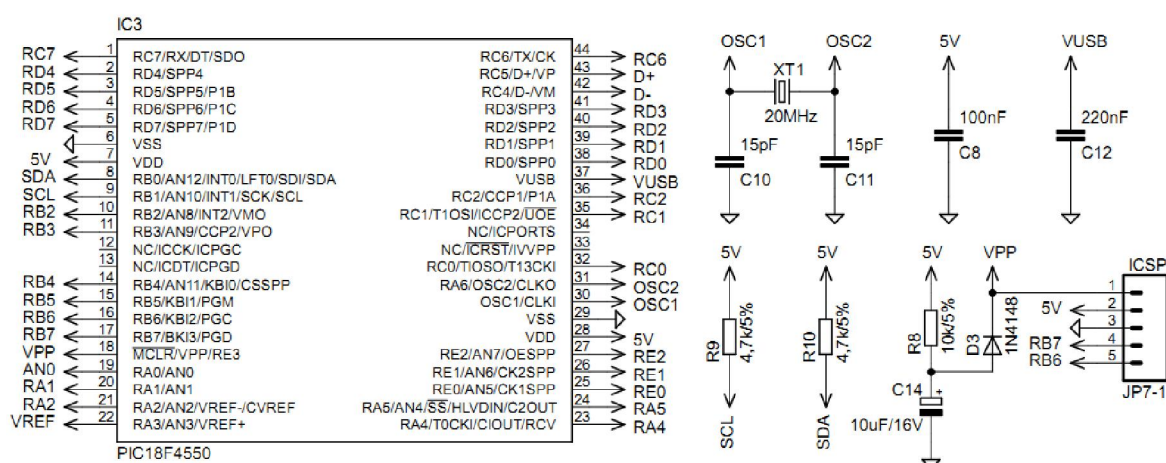


Figura 2.4 Esquema del microcontrolador.

Para poder utilizar la comunicación USB es necesario configurar correctamente el PIC, donde una parte fundamental es la configuración de la frecuencia de reloj.

Dependiendo de si queremos trabajar a baja velocidad (USB 1.0; 1.5Mbps) o alta velocidad (USB 2.0; 12Mbps), deberemos proporcionar al módulo 6MHz ó 48MHz respectivamente.

En nuestro caso lo hemos dejado preparado para una tasa de transferencia de 12Mbps, con un cristal (XT1) conectado al PIC de 20MHz. Para un cristal de este valor, Microchip recomienda que la capacidad de los condensadores usados para aumentar la estabilidad del oscilador (C10 y C11) sea de 15pF.

Para poder obtener una frecuencia de 48 MHz a partir de un cristal de 20MHz, el PIC dispone de un PLL.

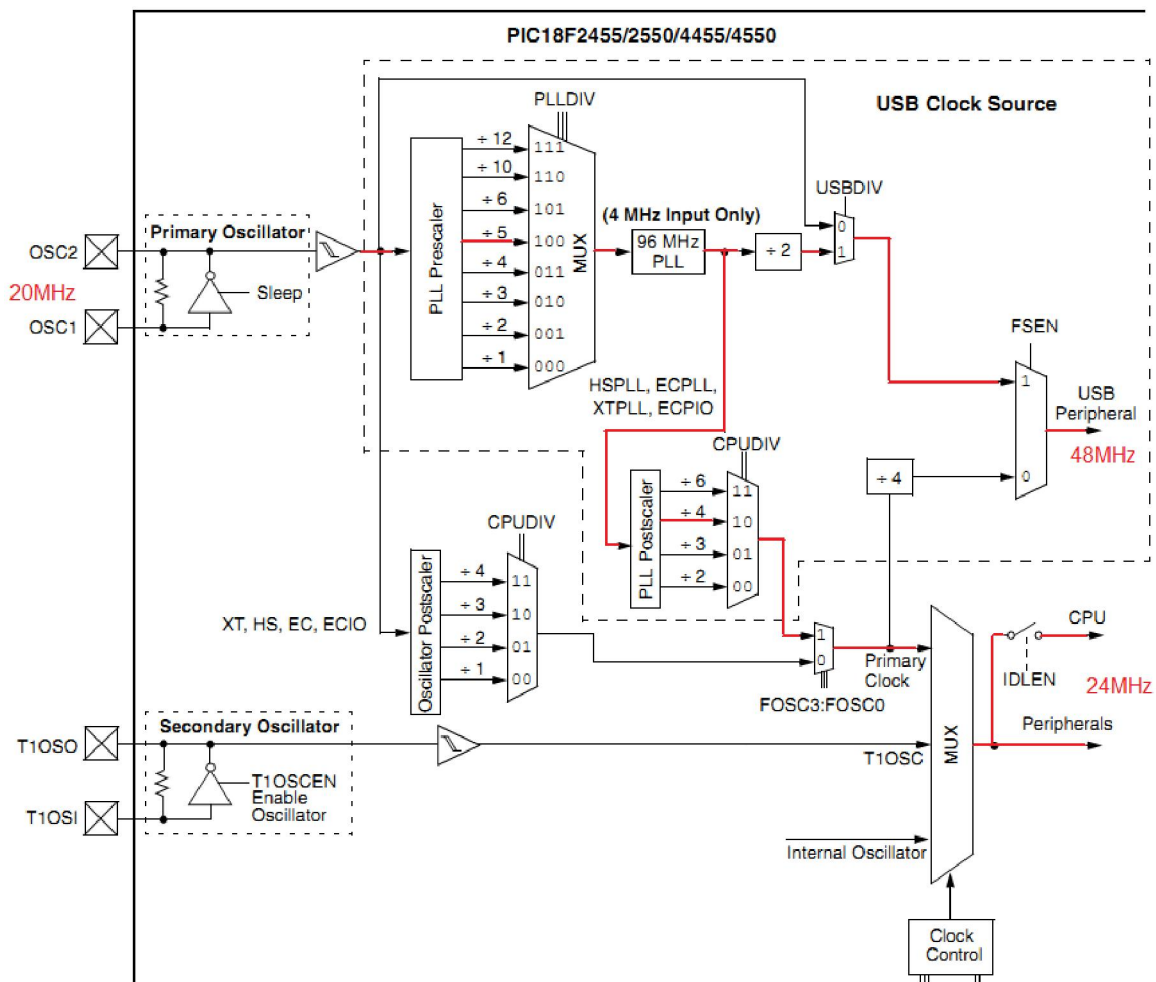


Figura 2.5 Configuración del oscilador.

En la figura anterior se puede ver que tras el schmitt trigger del Primary Oscillator salen tres líneas en paralelo que van a módulos distintos.

La primera línea, la superior, va directamente al multiplexor USBDIV, que si está a cero indica que la frecuencia del cristal es directamente aplicada al USB si el multiplexor FSEN está a uno. Esta opción solo es posible si usamos un cristal de 48MHz.

La segunda línea tiene a su entrada un PLL Prescaler que permite dividir por 1, 2, 3, 4, 5, 6, 10 ó 12 la frecuencia procedente del oscilador principal, la cual seleccionamos mediante el multiplexor PLLDIV. A la salida de éste (entrada al PLL) debemos tener una frecuencia fija de 4MHz necesarios para que le PLL genere 96MHz a su salida. Esta salida se divide por dos, y si USBDIV y FSEN están a uno, se aplican los 48MHZ al módulo USB.

La frecuencia que aplicamos al núcleo del micro puede provenir de dos fuentes, el Oscillator Postscaler (tercera línea) que permite dividir la frecuencia del cristal por 1, 2, 3 y 4, y el PLL Postscaler, que permite dividir por 2, 3, 4 y 6 los 96MHz provenientes del PLL.

Cada uno de los postscaler tiene un multiplexor CPUDIV para seleccionar una frecuencia de salida, pudiendo elegir entre uno u otro mediante los bits de configuración FOSC0 y FOSC3.

En la *figura 2.5* puede verse mediante una línea de trazo rojo la configuración que hemos elegido para el oscilador.

El módulo USB del PIC18F4550 requiere de una tensión de alimentación de 3.3V, sin embargo, el resto del chip puede funcionar con una tensión superior, motivo por el cual lleva incorporado un regulador interno de 3.3V.

Este regulador es utilizado para alimentar al transmisor/receptor interno, y proporcionar una fuente para las resistencias pull-ups conectadas en las líneas D+ y D- cuando trabajamos en aplicaciones de 5V. Para que este regulador sea estable, Microchip recomienda que se coloque un condensador externo (C12) de al menos 220nF ($\pm 20\%$) entre el pin VUSB y VSS.

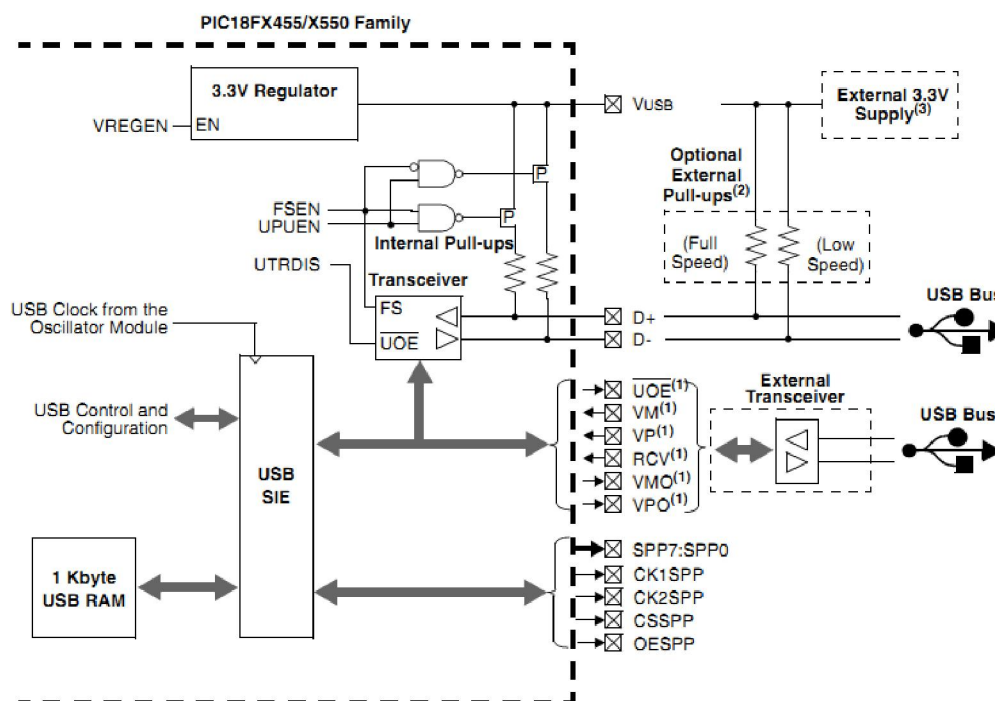


Figura 2.6 Periférico USB del PIC.

Nosotros hemos usado el regulador y las resistencias pull-ups internas, aunque estas también pueden ser externas. Si optamos por usar las resistencias pull-ups externas, las internas deben ser desactivadas mediante el bit de control UPUEN.

El regulador se activa por defecto cuando habilitamos la comunicación USB y puede deshabilitarse mediante el bit de configuración VREGEN. Para poder utilizar este regulador, la tensión de alimentación del microcontrolador debe ser mayor de 3.3V (5V en nuestro caso) y esta tensión será visible en el pin VUSB. Cuando la alimentación es de 3.3V, se tiene que conectar el pin VUSB a la misma fuente para alimentar al transmisor interno.

El módulo USB también cuenta con una memoria de puerto dual en la memoria de datos del dispositivo (RAM del USB) para tener acceso directo a la memoria desde el núcleo del microcontrolador y desde el USB SIE (serial interface engine).

El condensador C8 se utiliza para eliminar los ruidos en la alimentación del microcontrolador, siendo su valor de 100nF. Este condensador se pondrá en todos los circuitos integrados utilizados y se tendrá en cuenta durante el ruteado de la placa el situarlos lo más cerca posible de los pines de alimentación.

Las resistencias R9 y R10 son las resistencias pull-ups del bus I2C. El valor de estas depende de cuanta carga tengamos conectada al bus (número de dispositivos conectados) y del modo en el que estemos trabajando (nuestros componentes solo permiten el modo estándar y el modo rápido).

	Standard Mode	Fast Mode	Fast Mode Plus	High Speed Mode
Bit Rate (kb/s)	0 to 100	0 to 400	0 to 1000	0 to 3400
Max Load (pF)	400	400	550	100
Rise time (ns)	1000	300	120	80
Noise filter (ns)	-	50	10	10

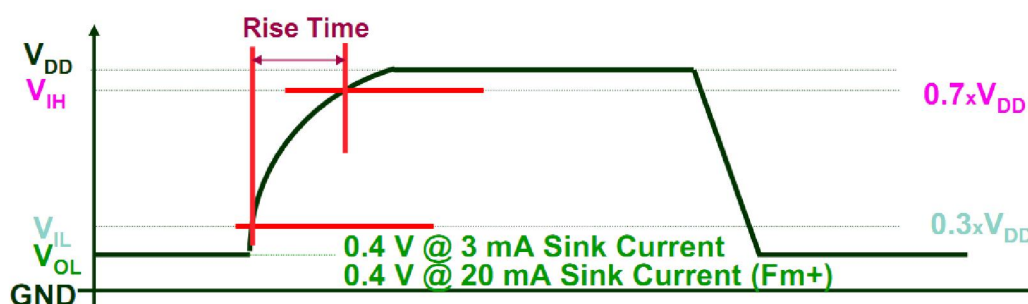


Figura 2.7 Modos de funcionamiento y carga máxima de cada uno.

Según Philips, desarrollador de este bus, estas resistencias deben tener un valor mínimo de:

$$R_{min} = \frac{V_{DD} - V_{OL}}{3mA} \quad \text{donde } V_{OL} = 0.4V$$

Y un valor máximo de:

$$R_{max} = \frac{1000nS}{C_{bus}} \quad \text{para } f_{SCL} < 100kHz$$

$$R_{max} = \frac{300nS}{C_{bus}} \text{ para } 100kHz < f_{SCL} < 400kHz$$

Cada componente conectado al bus carga al mismo con una capacidad de aproximadamente 10pF. Asumiendo un máximo número de 5 dispositivos conectados al bus (memoria, microcontrolador, oscilador programable, analizador de impedancias y conversor D/A), el valor de estas resistencias queda como se muestra a continuación:

$$R_{min} = \frac{V_{dd} - V_{OL}}{3mA} = \frac{5V - 0.4V}{0.003A} = 1533\Omega$$

$$R_{max} = \frac{1000nS}{C_{bus}} = \frac{1000 \cdot 10^{-9}}{50 \cdot 10^{-12}} = 20k\Omega \text{ para } f_{SCL} < 100kHz$$

$$R_{max} = \frac{300nS}{C_{bus}} = \frac{300 \cdot 10^{-9}}{50 \cdot 10^{-12}} = 6k\Omega \text{ para } 100kHz < f_{SCL} < 400kHz$$

El valor de R9 y R10 se ha fijado en 4.7k Ω , siendo la potencia disipada por las mismas de:

$$P_{R9} = P_{R10} = \frac{V_{DD}^2}{R9} = \frac{5V^2}{4.7k\Omega} = 5.31mW$$

El conector JP7 corresponde al ICSP (Programación Serial En Circuito). Es una tecnología incluida en todos los microcontroladores PIC de Microchip más recientes, la cual posibilita la reprogramación de los mismos sin que sea necesario sacarlos de su circuito de aplicación. Esta característica es extremadamente útil no solamente en la etapa de desarrollo debido a que ahorra tiempo y trabajo, sino que su utilidad se extiende a la etapa de mantenimiento y actualización de los sistemas, dando la posibilidad de reprogramar los mismos en sus respectivas placas ya soldadas, ya sea para corregir errores de software o la mejora del sistema con la implementación de nuevas funciones.

De este conector sale el voltaje de programación que se conecta al pin VPP/MCLR del PIC, cuyo valor está comprendido entre 12 y 14V. Este pin también cumple la función de reset del microcontrolador, y deberá estar a nivel lógico alto para un funcionamiento normal.

Microchip recomienda conectar este pin a VDD mediante una resistencia (R8) de 10k Ω y a VSS mediante un condensador (C14) de 10uF para crear un *Power-on Reset*, mantiene al PIC en estado de reset hasta que VDD haya alcanzado un nivel suficientemente alto para un funcionamiento correcto.

Para que la programación se lleve a cabo de manera correcta y segura, hemos añadido un diodo (D3) del tipo 1N4148 en serie con la resistencia R8 y el pin MCLR, con esto conseguimos aislar la tensión de alimentación (VDD) de los 14V de la de programación (VPP).

2.3.2 Cálculo de la tensión de referencia para el ADC del PIC

El PIC dispone de un conversor A/D de 10bits con 13 entradas analógicas.

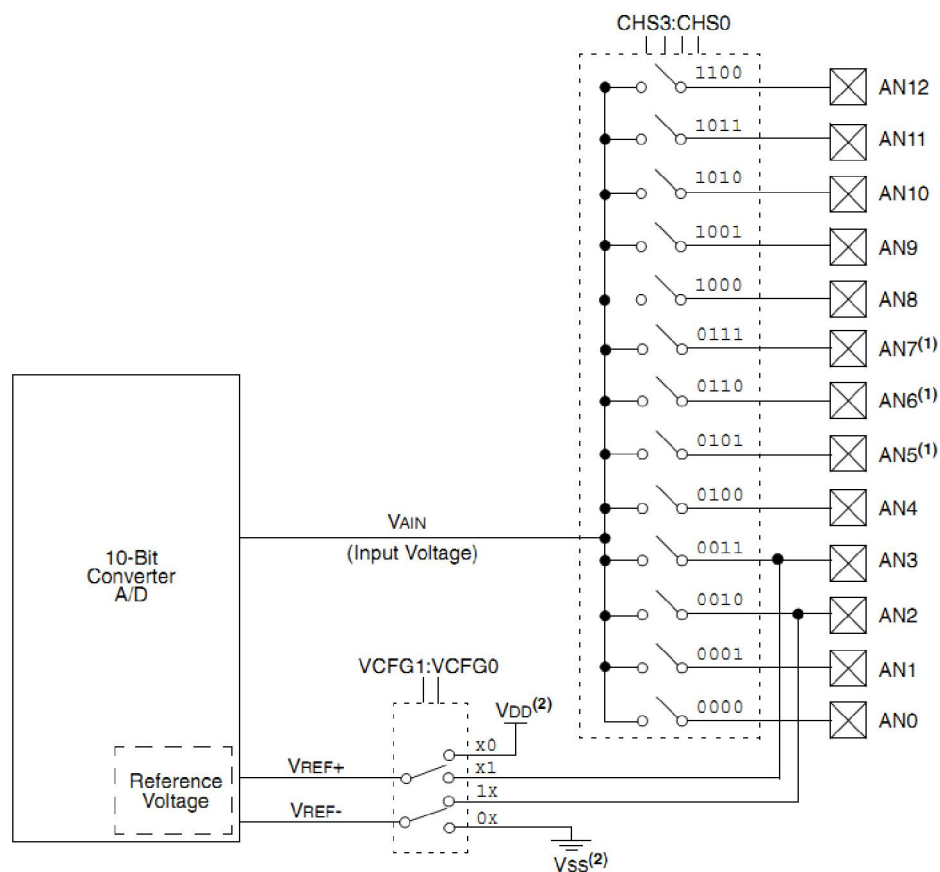


Figura 2.8 Diagrama de bloques del módulo AD.

Este hace un muestro y retención (Sample & Hold) con un condensador y luego utiliza un módulo de conversión de aproximaciones sucesivas.

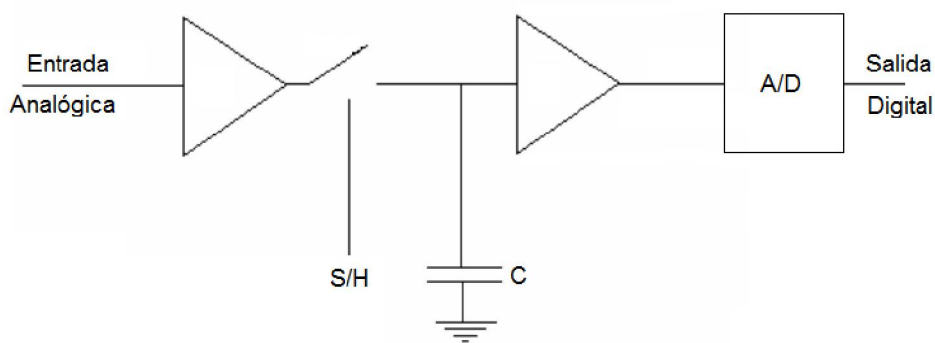


Figura 2.9 Fases de la conversión A/D.

El convertidor de aproximaciones sucesivas se utiliza en aplicaciones donde se necesitan altas velocidades de conversión. Se basa en realizar sucesivas comparaciones de forma ascendente o descendente hasta encontrar un valor digital que iguale la tensión entregada por el conversor D/A que incorpora y la tensión de entrada.

Durante la fase de muestreo el interruptor se cierra y el condensador se carga a la tensión de entrada. Una vez abierto el interruptor, el condensador mantendrá la tensión de entrada mientras el módulo A/D realiza la conversión.

El módulo de conversión se caracteriza por parámetros como los siguientes:

- Rango de entrada.
- Número de bits.
- Resolución.
- Tensión de fondo de escala.
- Tiempo de conversión.
- Tiempo de adquisición.
- Error de conversión.

De todos estos parámetros, hay dos que se deben tener en cuenta para que la conversión sea correcta:

- Tiempo de adquisición: tiempo necesario para que se cargue el condensador de retención con la tensión de entrada.
- Tiempo de conversión: tiempo necesario para obtener el valor digital de la tensión analógica de entrada.

Para realizar la conversión, el fabricante recomienda seguir los siguientes pasos:

1. Configurar el módulo A/D.
2. Configurar las interrupciones si se desea.
3. Esperar el tiempo de adquisición.
4. Esperar a que termine la conversión.
5. Leer el registro de conversión.

EL PIC permite cambiar la tensión de referencia entre la máxima (VDD) o una tensión positiva menor a través del pin VREF+, y entre la mínima (VSS) o una tensión positiva mayor a través del pin VREF-. Nosotros hemos usado un diodo para tensión de referencia cuyo esquema es el siguiente:

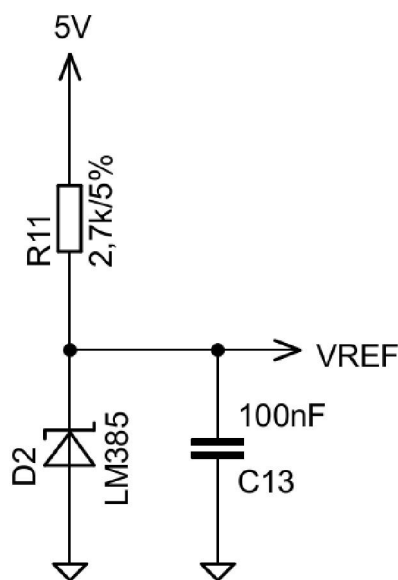


Figura 2.10 Circuito para la tensión de referencia.

El diodo usado ha sido un LM385-2.5, de 2.5V de tensión de referencia y una corriente de funcionamiento comprendida entre los 20 μ A y los 20mA.

Fijando la corriente de funcionamiento a través del diodo en 1 mA y sabiendo que la salida del convertidor DC-DC es de 5V, el valor de la resistencia limitadora (R11) deberá ser de:

$$R_{11} = \frac{V_{DD} - V_D}{I_{R11}} = \frac{5V - 2.5V}{1mA} = 2.5k\Omega$$

Que normalizando por la serie E24 se convierte en 2.7kΩ, siendo la potencia consumida de:

$$P_{R11} = R_{11} \cdot I_{R11}^2 = 2.7K\Omega \cdot 1mA^2 = 2.7mW$$

La función del condensador C13 es la de reducir el ruido en los extremos del diodo, siendo su valor de 100nF.

Con una tensión de fondo de escala de 2.5V (tensión de referencia), la resolución que conseguimos es de:

$$Resolución = \frac{V_{REF+} - V_{REF-}}{2^{10}} = \frac{2.5V - 0}{1024bits} = 2.44mV/bit$$

Por lo que la tensión analógica leída (V_{IN}) será igual a:

$$V_{IN} = Valor\ digital \cdot Resolución$$

En el apartado 2.2.2 dejamos dos resistencias (R6 y R7) sin calcular, las cuales eran usadas para monitorear la tensión de la batería.

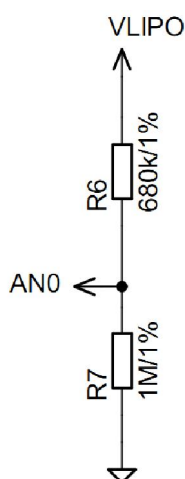


Figura 2.11 Circuito usado para monitorear la tensión de la batería.

El valor de tensión en AN0 ha de ser de 2,5V (tensión de fondo de escala) cuando la batería tenga la máxima tensión (4,2V totalmente cargada).

Si fijamos R7 en 1MΩ, el valor de R6 quedaría como:

$$V_{AN0} = \frac{R7}{R6 + R7} \cdot V_{LIPO} \rightarrow R6 = R7 \cdot \left(\frac{V_{LIPO}}{V_{AN0}} - 1 \right) = 1M\Omega \cdot \left(\frac{4.2V}{2.5V} - 1 \right) = 0.68M\Omega$$

Ambos valores están normalizados por la serie E96, siendo la potencia disipada por las mismas de:

$$P_{R6} = \frac{V_{R6}^2}{R6} = \frac{1.7V^2}{680k\Omega} = 4.25 \cdot 10^{-3}mW$$

$$P_{R7} = \frac{V_{R7}^2}{R7} = \frac{2.5V^2}{1000k\Omega} = 6.25 \cdot 10^{-3}mW$$

El valor de estas resistencias interesa que sea alto para minimizar la carga a la batería.

2.4 MEDIDA

2.4.1 Cálculo de la etapa amplificadora

El esquema utilizado para la etapa amplificadora ha sido el siguiente:

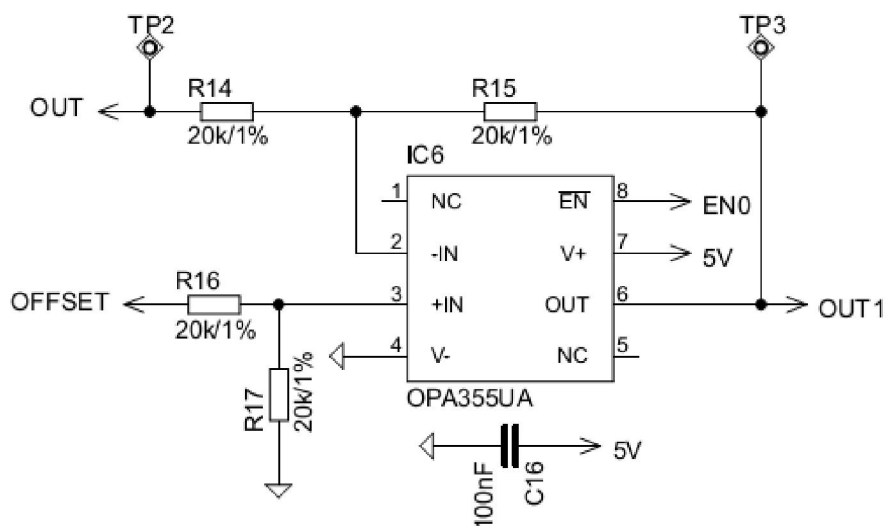


Figura 2.12 Esquema de la etapa amplificadora.

Se trata de un amplificador diferencial cuya finalidad es la de aumentar la corriente de salida para permitir la medida de pequeñas impedancias, y corregir el desplazamiento del nivel DC de la señal generada por el DDS para situarlo en $V_{CC}/2$.

La expresión de la salida (OUT1) queda como se muestra a continuación:

$$1) V^+ = V^- = \frac{R17}{R16 + R17} \cdot V_{offset}$$

$$2) \frac{V_{out1} - V^-}{R15} = \frac{V^- - V_{out}}{R14}$$

Sustituyendo 1 en 2:

$$V_{out1} = V_{offset} \cdot \frac{R17}{R16 + R17} \cdot \left(1 + \frac{R15}{R14}\right) - V_{out} \cdot \frac{R15}{R14}$$

Particularizando para el caso en el que todas las resistencias sean iguales:

$$V_{out1} = V_{offset} - V_{out}$$

El valor de las resistencias se ha fijado en $20k\Omega$ con una tolerancia del 1%.

2.4.2 Cálculo de la etapa para la corrección del nivel DC de offset

El esquema utilizado para la etapa de corrección ha sido el siguiente:

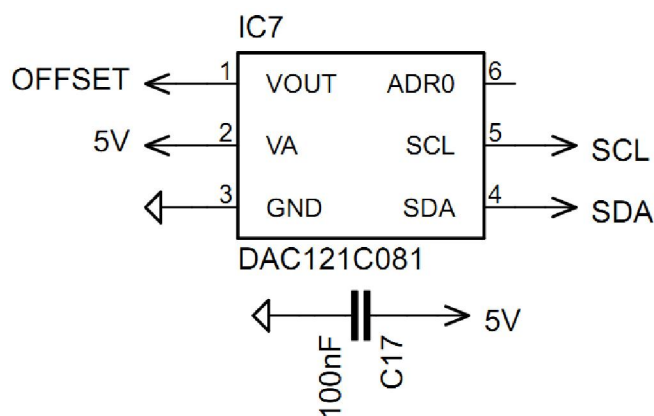


Figura 2.13 Esquema de la etapa de corrección del offset.

Se trata de un conversor D/A (DAC) controlado mediante el bus I2C, cuya finalidad es la de generar la tensión que se aplica a la entrada no inversora del amplificador para conseguir el desplazamiento del nivel DC de la señal de salida.

Como se vio en el apartado 1.6.3.1 cuando hablábamos de la etapa de salida del AD5933, el nivel DC de la señal generada por el DDS iba a depender de la amplitud que tuviésemos seleccionada y de la tensión de alimentación, siendo para una tensión de 5V de:

Rango	Amplitud de salida (V_{PP})	Nivel DC (V)
1	3,00	2,24
2	1,46	1,15
3	0,58	0,46

Tabla 2.1 Amplitud y nivel DC de la señal de salida.

Del apartado 2.4.1 sabemos que la tensión a la salida del amplificador es:

$$V_{out1} = V_{offset} - V_{out}$$

Despejando V_{offset} (tensión que debemos aplicar a la entrada no inversora del amplificador) nos queda:

$$V_{offset} = V_{out1} + V_{out}$$

Haciendo V_{out1} igual a 2.5V y tomando como V_{out} los valores de la tercera columna de la tabla 2.1, obtenemos los niveles de tensión que debemos aplicar para conseguir desplazar el nivel DC de la señal generada por el DDS a $V_{CC}/2$.

El fondo de escala del DAC121C081 lo fija la tensión de alimentación y dado que éste tiene una precisión de 12bits, la resolución que obtenemos es:

$$Resolución = \frac{V_{CC}}{2^{12}} = \frac{5V}{4096bits} = 1,22mV/bit$$

El valor de tensión a la salida del mismo viene dado por:

$$V_{salida} = Entrada \cdot Resolución$$

Despejando el valor de la entrada nos queda:

$$Entrada = \frac{V_{salida}}{Resolución}$$

Tomando como V_{salida} los niveles de tensión V_{offset} , obtenemos los valores que tenemos que mandar mediante el bus I2C al conversor D/A para conseguir en su salida las tensiones necesarias para el desplazamiento de la señal generada por el DDS, siendo estos valores iguales a:

Rango	V_{offset} (V)	Entrada
1	4.74	3883
2	3.65	2990
3	2.96	2425

Tabla 2.2 Entrada decimal del DAC para generar las tensiones de offset.

2.4.3 Cálculo de la red de calibración y realimentación

El esquema utilizado para la red de calibración y realimentación es el siguiente:

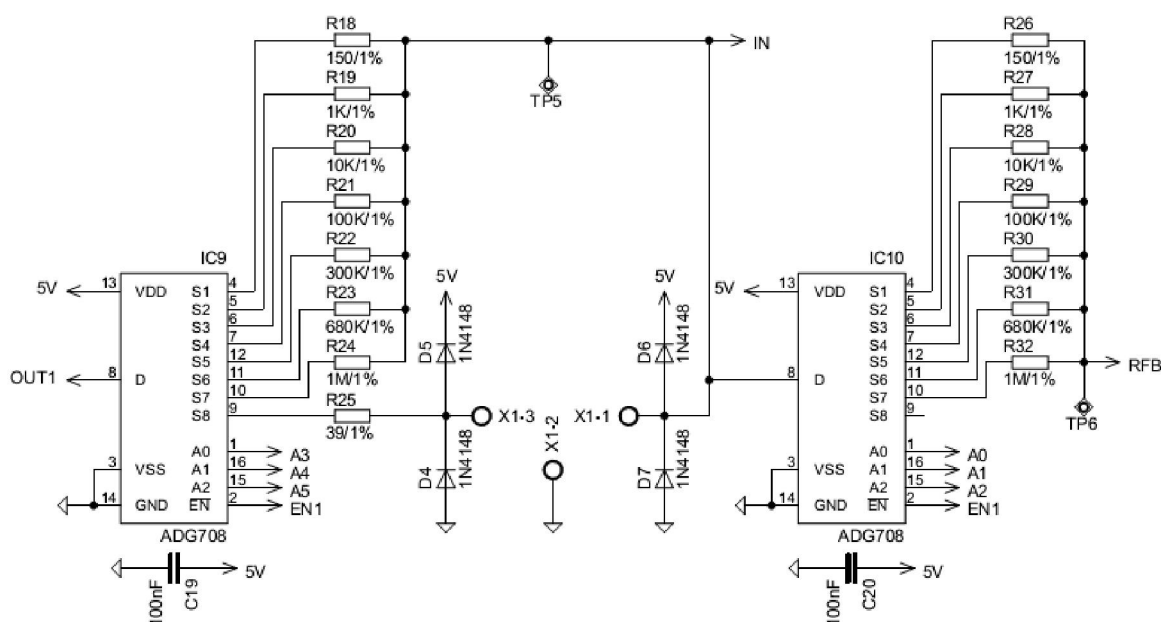


Figura 2.14 Esquema de la red de calibración y realimentación.

Cuando hablamos de la calibración del sistema en el apartado 1.6.3.1, vimos que el valor de la resistencia de realimentación tenía que ser igual al valor de la resistencia de calibración para un determinado rango de medida. Por este motivo las resistencias R18 a R24 de la red de calibración han de ser iguales a las resistencias R26 a R32 de la red de realimentación. Sus valores han sido obtenidos mediante simulación con la herramienta de diseño interactivo disponible en la página web de Analog Devices.

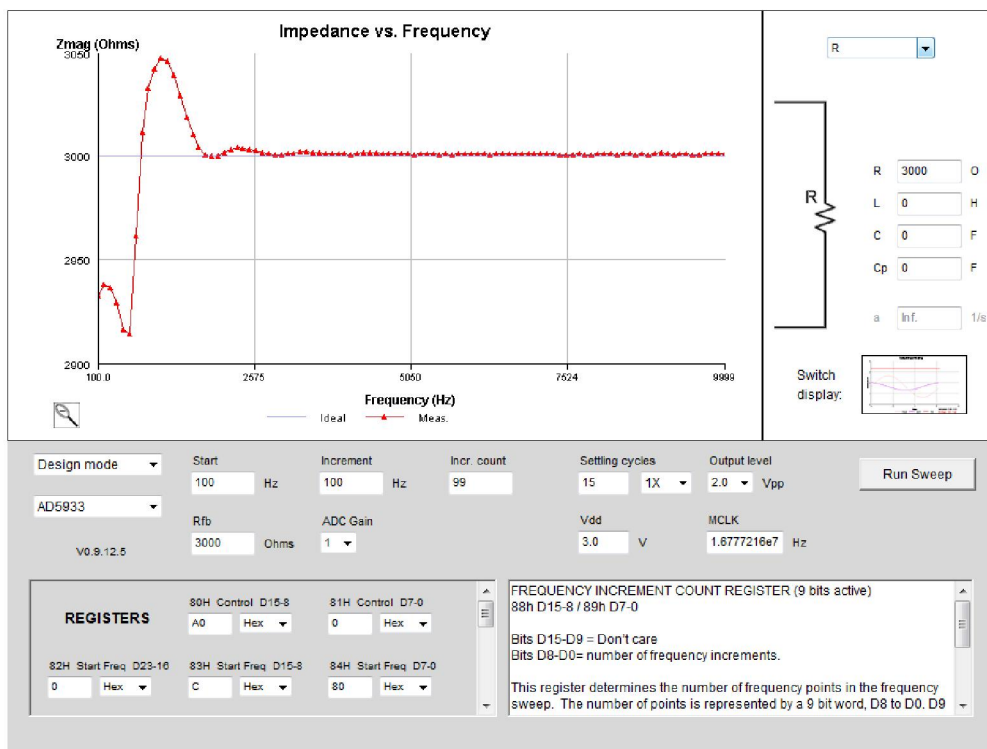


Figura 2.15 Herramienta de diseño interactivo para el AD5933.

Los valores y rangos de medida son los siguientes:

Rango	Intervalo de medida	R calibración 1%	R realimentación 1%
1	0.1kΩ – 1kΩ	R18 = 0.15kΩ	R26 = 0.15kΩ
2	1kΩ – 10kΩ	R19 = 1kΩ	R27 = 1kΩ
3	10kΩ – 100kΩ	R20 = 10kΩ	R28 = 10kΩ
4	100kΩ – 300kΩ	R21 = 100kΩ	R29 = 100kΩ
5	300kΩ – 680kΩ	R22 = 300kΩ	R30 = 300kΩ
6	680kΩ – 1MΩ	R23 = 680kΩ	R31 = 680kΩ
7	1MΩ – 3.3MΩ	R24 = 1MΩ	R32 = 1MΩ

Tabla 2.3 Intervalos de medida en función de las resistencias de calibración y realimentación.

El pin 9 del IC9 es el canal utilizado para la medida de la impedancia. En serie con éste hemos colocado una resistencia (R25) cuya finalidad es la de limitar la corriente a través del canal.

Dado que la corriente máxima de pico que el ADG708 permite por canal es de 100mA, se ha elegido una resistencia de 39Ω y un 1% de tolerancia, limitando así la corriente a $3V/0.39k\Omega=77mA$. Esta corriente será la que circule en caso de unir las puntas de medida.

Para la medida de condensadores estos deben ser descargados previamente. Como medida de protección se han añadido los diodos D4, D5, D6 y D7 que van a permitir, en caso de conectar condensadores cargados entre las puntas de medida con tensiones superiores a la de alimentación, la descarga de los mismos.

Los diodos elegidos han sido del tipo 1N4148.

2.4.4 Cálculo del oscilador programable

El esquema utilizado para el oscilador ha sido el siguiente:

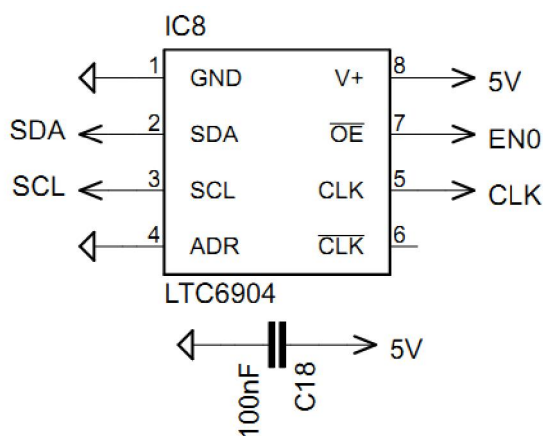


Figura 2.16 Esquema del oscilador.

Cuando hablamos del reloj del AD5933 (*apartado 1.6.3.1*) vimos que si queríamos medir impedancias a frecuencias inferiores a 5kHz era necesario escalar la señal de reloj. Para ello hemos utilizado el LTC6904, un oscilador programable mediante el bus I2C.

Los valores de configuración necesarios para obtener a la salida del oscilador las distintas frecuencias para la señal de reloj del AD5933 en función de la frecuencia de la señal de test se muestran en la siguiente tabla:

MCLK AD5933	Intervalo de frecuencia	Valor OCT	Valor DAC
16MHz	100kHz - 5kHz	13	959
4MHZ	5kHz - 1kHz	11	959
2MHZ	1kHz - 300Hz	10	959
1MHZ	300Hz - 200Hz	9	959
250kHz	200Hz - 100Hz	7	959
100kHz	100Hz - 30Hz	6	686

Tabla 2.4 Valores de configuración OCT y DAC del LTC6904.

2.5 CÁLCULO DEL CONSUMO DE CORRIENTE

En este apartado haremos un cálculo aproximado del consumo máximo que puede llegar a tener nuestro dispositivo, para así elegir la batería más adecuada y el valor del fusible de protección.

2.5.1 Consumo de los diferentes elementos del medidor

Mirando las hojas de características de los componentes que forman parte del medidor, obtenemos la siguiente tabla con los consumos de corriente:

Componente	Consumo máximo (mA)
24C64	3.000
AD5933	25.00
ADG708	0.001
DAC121C081	0.156
LCD JHD613	3.200
LM385-2.5	1.000
LTC6903	2.200
MAX1555	0.005
MAX1797	0.045
PIC18F4550	25.00
OPA355	11.00
TOTAL	70.607

Tabla 2.5 Consumo de corriente.

A este consumo debemos añadir 0.0025mA del divisor de tensión formado por las resistencias R6 y R7 utilizadas para monitorear la tensión de la batería, y 0.5mA por cada vez que pulsemos un botón del teclado, por lo que el consumo final sería de:

$$\text{Consumo máximo} = (70,607 + 0,0025 + 0,5)mA = 71.109mA$$

Para este cálculo se han utilizado los valores de corriente máximos, sin embargo esta corriente no se estará consumiendo en todo momento puesto que, los botones del teclado no se mantendrán siempre pulsados y, además, el microcontrolador deshabilitará los componentes de la tarjeta de medida cuando no se esté realizando ninguna medida.

El fusible elegido para la protección del dispositivo ha sido de 80mA.

2.5.2 Duración de la batería

Uno de los objetivos que se perseguía con este proyecto era el de realizar un medidor portátil con la mayor autonomía posible, por ello la batería elegida ha sido una Li-Po de 3,7V/700mAh.

Basándonos en el peor de los casos, cuando el medidor consume la máxima corriente (71,109mA) en todo momento, el dispositivo sería capaz de mantenerse operativo durante un tiempo de:

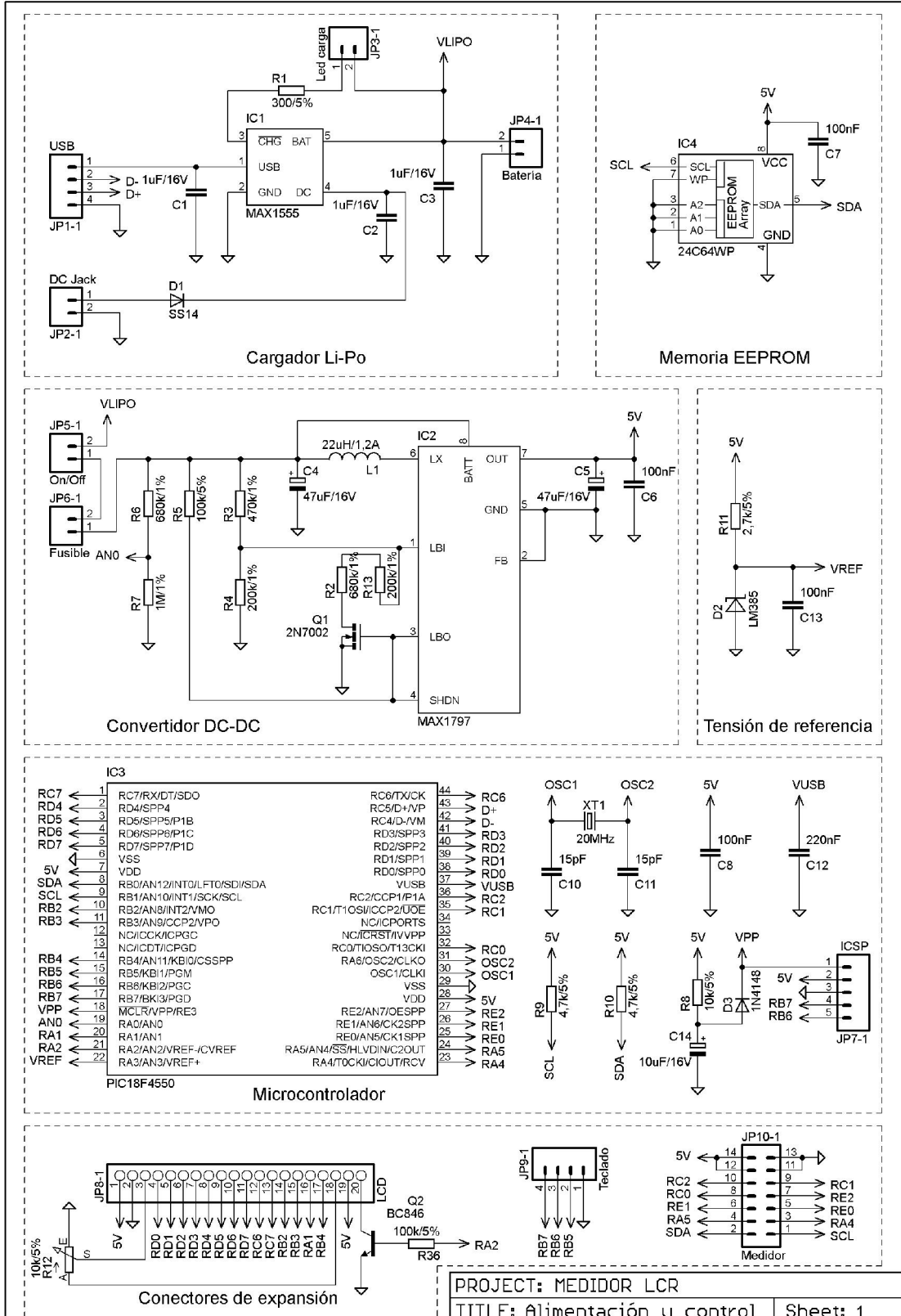
$$T_{max} = \frac{700mAh}{71.109mA} = 9,84 \text{ horas}$$

Lo que se traduce en 9 horas y 50 minutos.

PLANOS

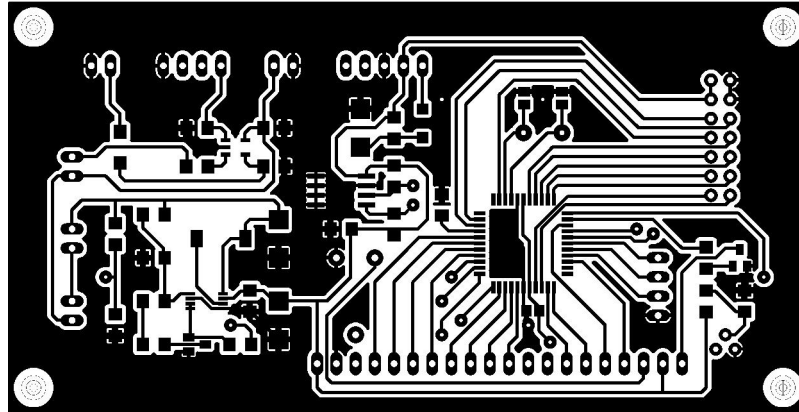
3 PLANOS

3.1 ESQUEMA DEL CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN Y CONTROL

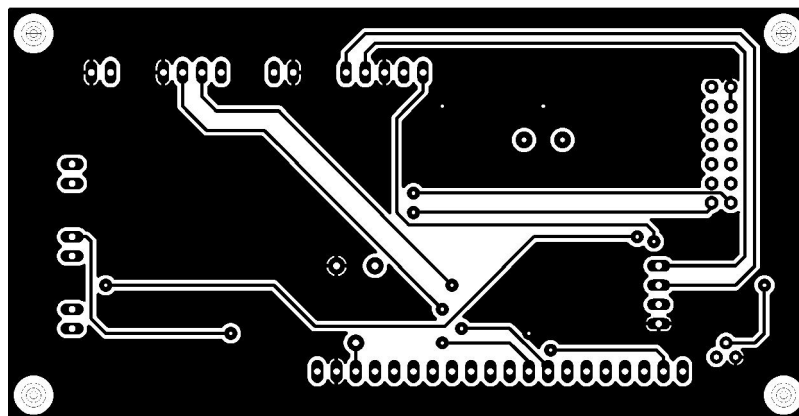


3.2 FOTOLITO DEL CIRCUITO DE ALIMENTACIÓN Y CONTROL

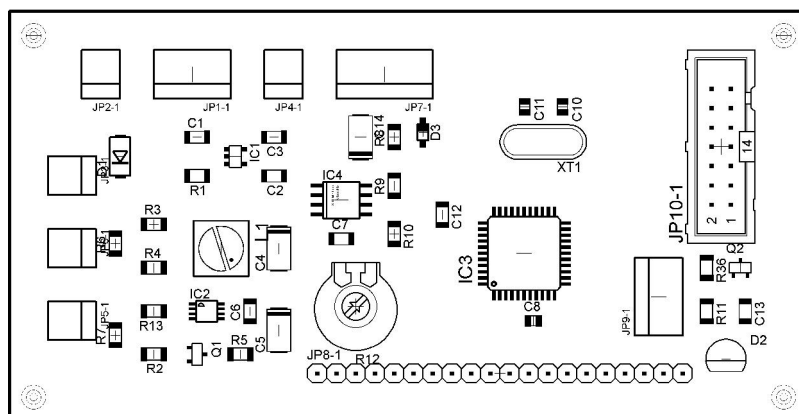
3.2.1 Capa superior



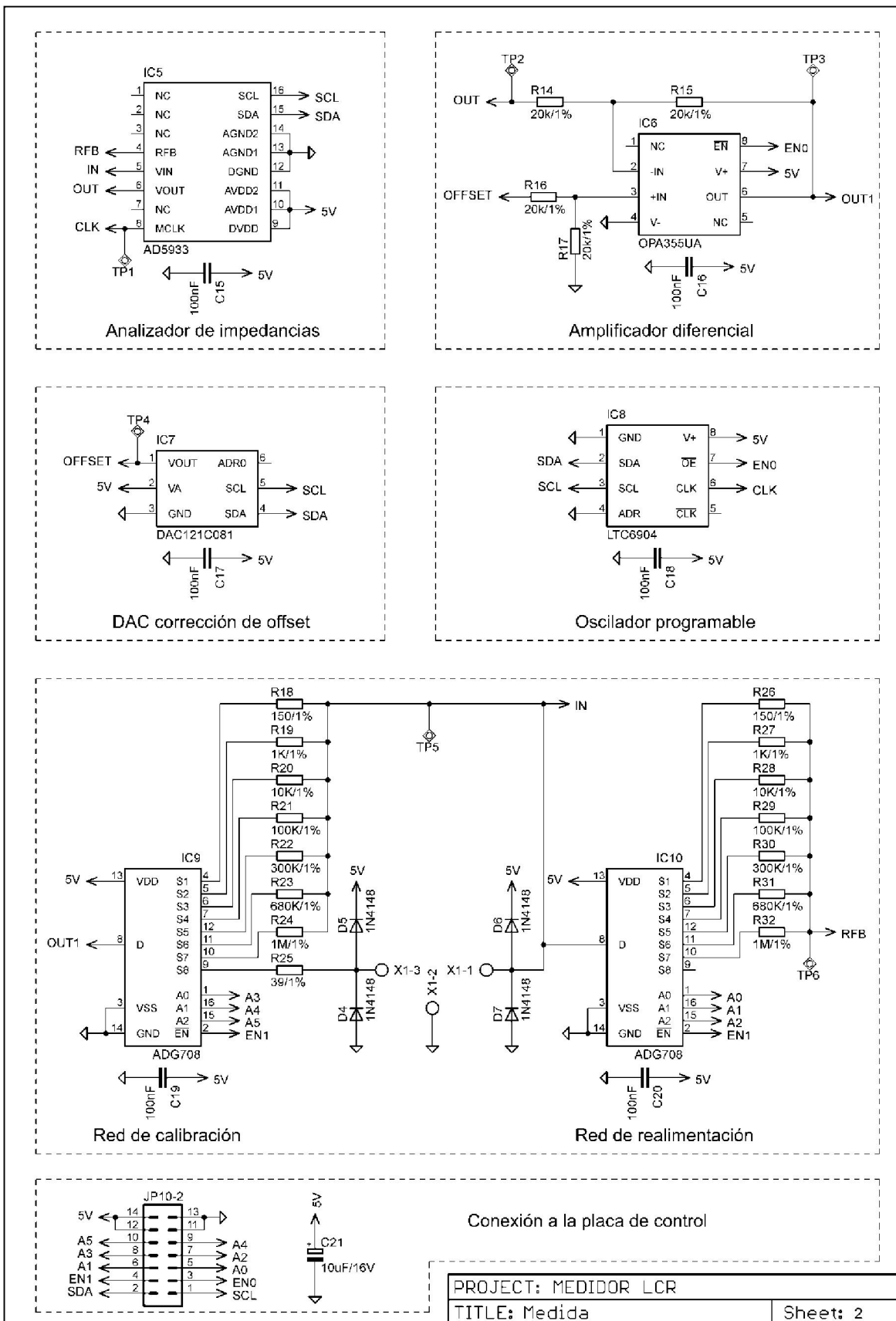
3.2.2 Capa inferior



3.2.3 Serigrafía de los componentes situados en la capa superior

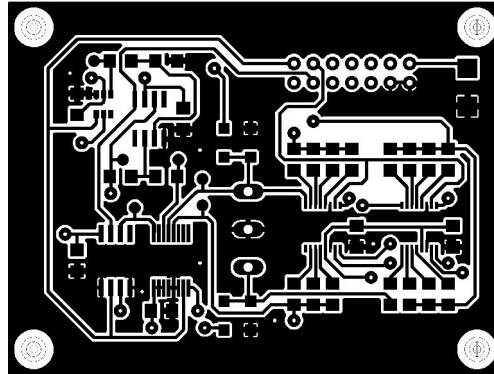


3.3 ESQUEMA DEL CIRCUITO DE MEDIDA

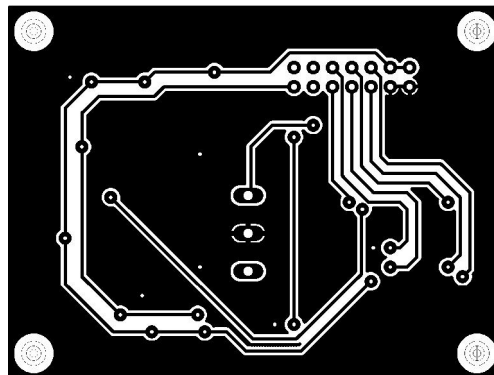


3.4 FOTOLITO DEL CIRCUITO DE MEDIDA

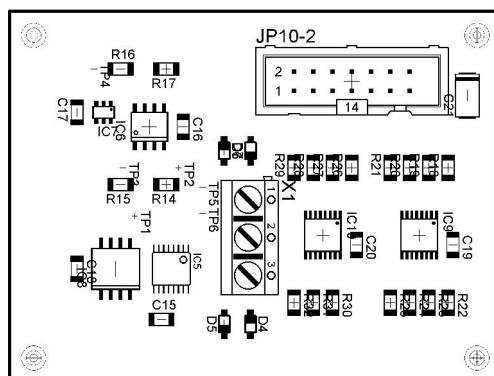
3.4.1 Capa superior



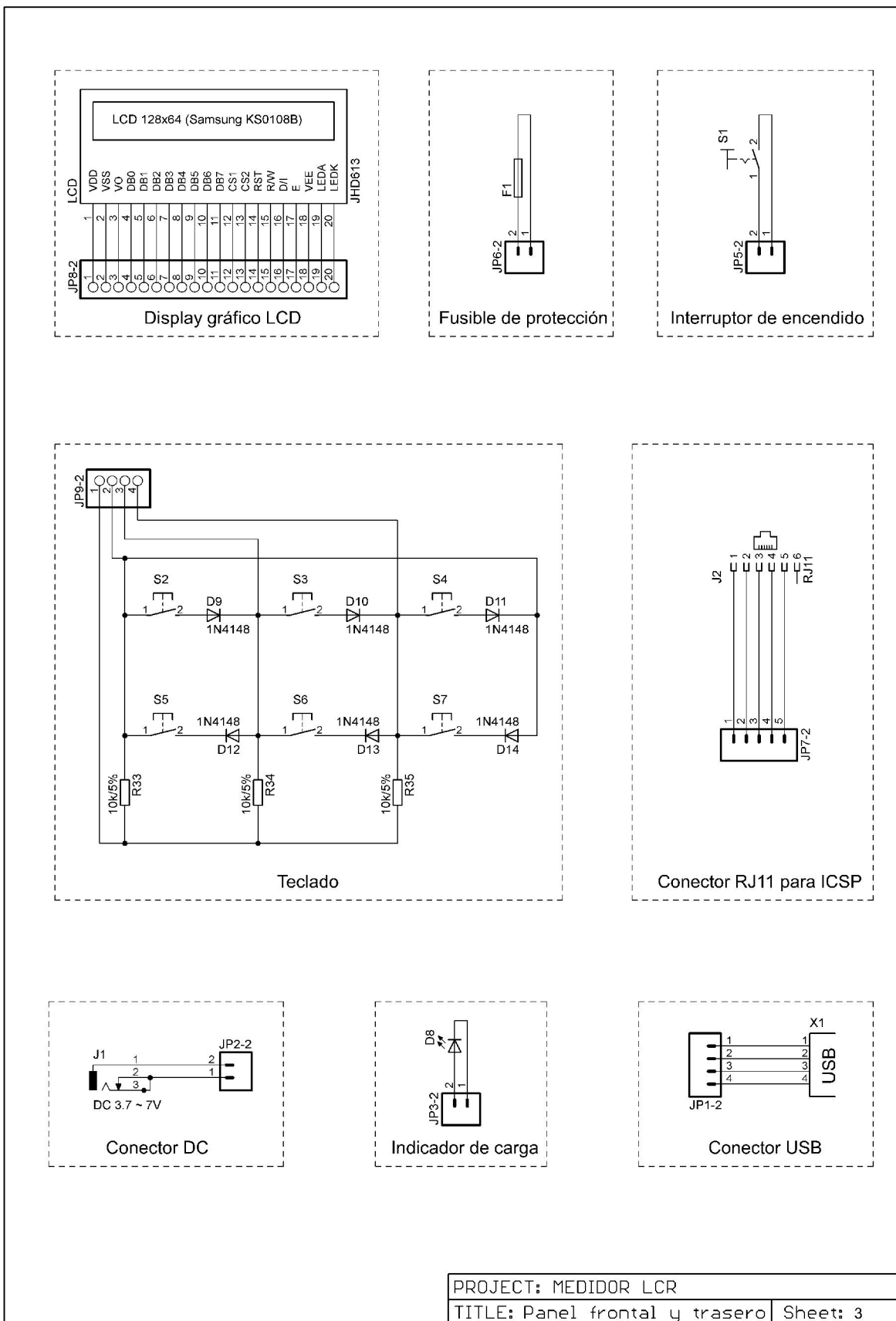
3.4.2 Capa inferior



3.4.3 Serigrafía de los componentes situados en la capa superior

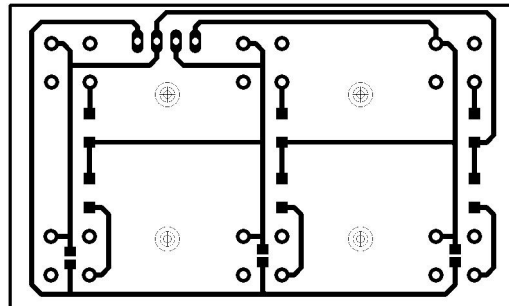


3.5 COMPONENTES DEL PANEL DELANTERO Y TRASERO

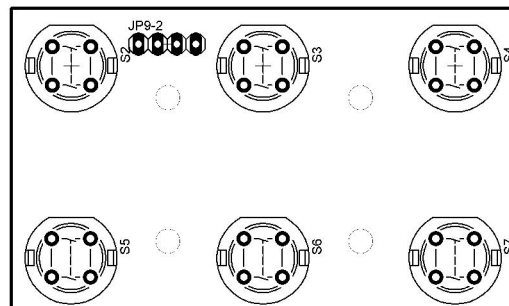


3.6 FOTOLITO DEL TECLADO SITUADO EN EL PANEL DELANTERO

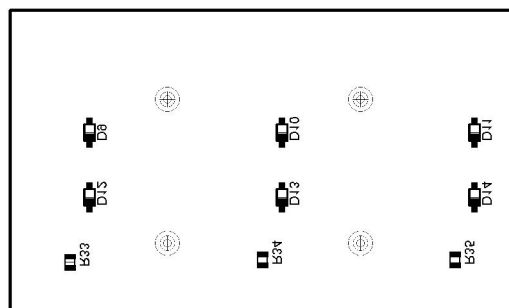
3.6.1 Capa inferior



3.6.2 Serigrafía de los componentes situados en la capa superior



3.6.3 Serigrafía de los componentes situados en la capa inferior



3.7 LISTADO DE COMPONENTES

3.7.1 Componentes del circuito de alimentación y control

Identificador	Referencia o Valor	Encapsulado
IC1	MAX1555	SOT23-5L
IC2	MAX1797	UMAX8
IC3	PIC18F4550	TQFP44
IC4	24C64	SO-08M
C1,C2,C3	1uF/16V	1206
C6,C7,C13	100nF	1206
C8	100nF	0805
C10,C11	15pF	0805
C4,C5	47uF/16V	6032-28R
C12	220nF	1206
C14	10uF/16V	6032-28R
R1	300Ω/5%	1206
R2,R7	1MΩ/1%	1206
R3	562k Ω/1%	1206
R4	221kΩ/1%	1206
R5	100kΩ/5%	1206
R6,R13	680kΩ/1%	1206
R11	24kΩ/5%	1206
R8,R12	10kΩ/5%	1206
R9,R10	4,7kΩ/5%	1206
R36	2,2kΩ/5%	1206
D1	SS14	DO214BA
D2	LM385	TO-92
D3	1N4148	SOD123
Q1	2N7002	SOT23
Q2	BC846	SOT23
XT1	20MHz	HC49/S
L1	22uH/1,2A	PIS2816
JP2-1,JP3-1,JP4-1	Conector macho 2-Pin	2021
JP5-1,JP6-1	Conector macho 2-Pin	2021
JP1-1,JP9-1	Conector macho 4-Pin	2041
JP7-1	Conector macho 5-Pin	2051
JP8-1	Tira pines macho 20-Pin	1X20
JP10-1	Header macho 14-Pin	ML14

3.7.2 Componentes del teclado situado en el panel delantero

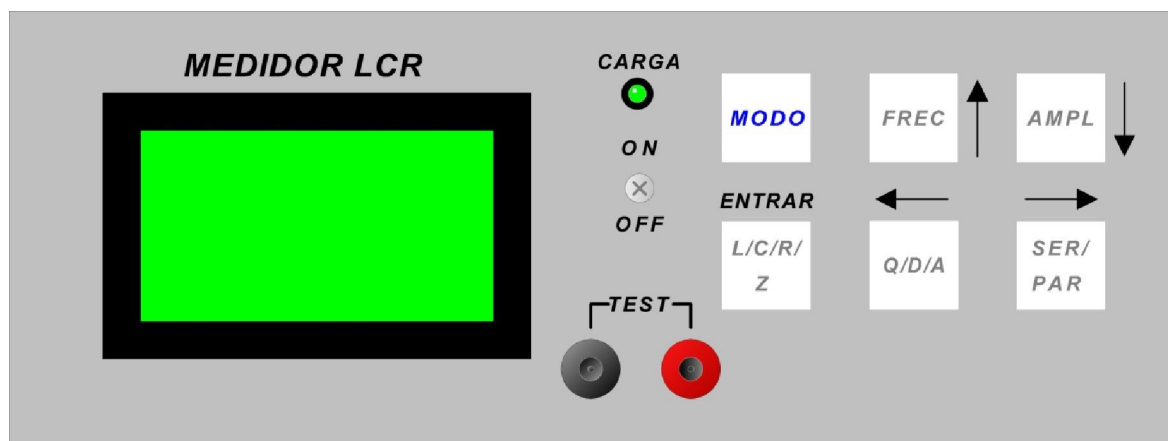
Identificador	Referencia o Valor	Encapsulado
D9,D10,D11,D12,D13,D14	1N4148	SOD123
R33,R34,R35	10kΩ/5%	0805
S2,S3,S4,S5,S6,S7	Pulsadores	DT6
JP9-2	Conector hembra 4-Pin	2041

3.7.3 Componentes del circuito de medida

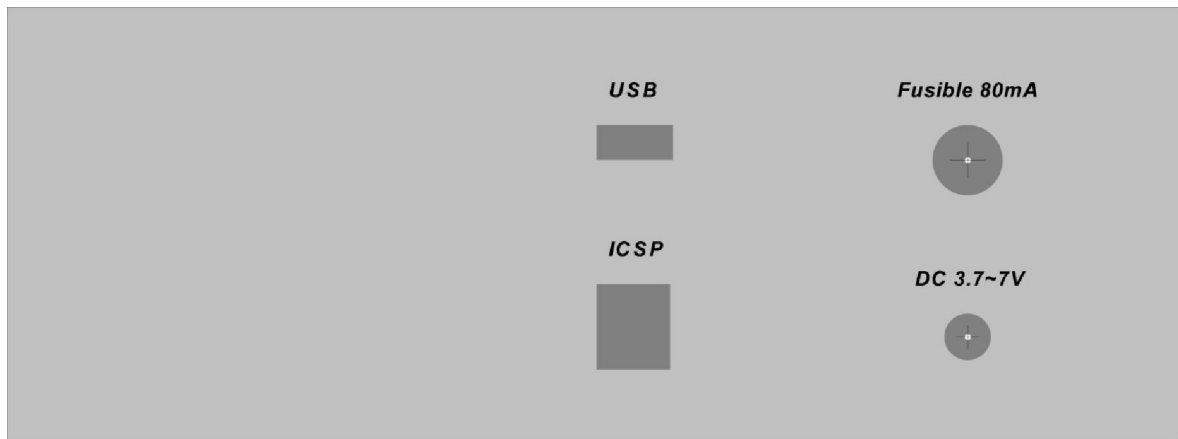
Identificador	Referencia o Valor	Encapsulado
IC5	AD5933	TSSOP16L
IC6	OPA355UA	SO8
IC7	DAC121C081	SSOT6
IC8	LTC6904	MSOP8
IC9,IC10	ADG708	TSSOP16
C15,C16,C17,C18,C19,C20	100nF	1206
C21	10uF/16V	6032-28R
R14,R15,R16,R17,R20,R28	10kΩ/1%	1206
R18,R26	150Ω/1%	1206
R19,R27	1kΩ/1%	1206
R21,R29	100kΩ/1%	1206
R22,R30	300kΩ/1%	1206
R23,R31	680kΩ/1%	1206
R24,R32	1MΩ/1%	1206
R25	39Ω/1%	1206
D4,D5,D6,D7	1N4148	SOD123
JP10-2	Header macho 14-Pin	ML14
X1	Conector para PCB 3-Pin	AK500/3-H

3.8 CARÁTULAS DE LOS PANELES

3.8.1 Carátula del panel delantero



3.8.2 Carátula del panel trasero



PLIEGO DE CONDICIONES

4 PLIEGO DE CONDICIONES

4.1 OBJETIVO DEL PLIEGO

La redacción del presente pliego tiene como objetivo recoger las condiciones técnicas, legales, administrativas y económicas que han de regir la ejecución del proyecto.

4.2 PLIEGO DE CONDICIONES GENERALES

4.2.1 Marco normativo

Este proyecto, por sus características, se encuentra recogido dentro del Reglamento Electrotécnico para Baja Tensión. “Se calificará como instalación eléctrica de baja tensión todo conjunto de aparatos y de circuitos asociados en previsión de un fin particular: producción, conversión, transformación, transmisión, distribución o utilización de la energía eléctrica, cuyas tensiones nominales sean iguales o inferiores a 1000V para corriente alterna y 1500V para corriente continua.”

4.2.2 Legislación a aplicar

Directivas de nuevo enfoque y transposición al real decreto español sobre aparatos electrónicos y de baja tensión:

- Directiva 2002/95/CE del 8 de diciembre de 2003 y su transposición al RD 208/2005 del 25 de febrero, sobre aparatos eléctricos y electrónicos y la gestión de sus residuos.
- Directiva 89/336/CEE del 3 de mayo de 1989 y su transposición al RD 1580/2006 del 22 de diciembre, por el que se regula la compatibilidad electromagnética de aparatos eléctricos y electrónicos.
- Directiva 2002/95/CE de restricción de ciertas sustancias peligrosas en aparatos eléctricos y electrónicos. (Restriction of Hazardous Substances, RoHS).

- Directiva de residuos de aparatos eléctricos y electrónicos (Waste Electrical and Electronic Equipment, WEEE), 2002/96/CE, es una ley en vigor desde el 13 de agosto del 2005 en todo el ámbito de la Unión Europea.

Normas UNE aplicables:

- UNE 20-050-74 (I). Código para las marcas de resistencias y condensadores. Valores y tolerancias.
- UNE 20-524-75 (I). Técnica circuitos impresos. Parámetros fundamentales.
- UNE 20-524. Equipos electrónicos y sus componentes. Soldabilidad de circuitos impresos.
- UNE 20-524-77 (II). Técnica de circuitos impresos. Terminología
- UNE 20-531-73. Series de valores nominales para resistencias y condensadores.
- UNE 20-543-85 (I) .Condensadores fijos en equipos electrónicos.
- UNE 20-545-89. Resistencias fijas para equipos electrónicos.
- UNE 20916: 1995: Estructuras mecánicas para equipos electrónicos.

4.3 PLIEGO DE PRESCRIPCIONES TÉCNICAS

4.3.1 Especificaciones de los materiales

En este apartado se describen las características técnicas que deben cumplir los componentes presentes en la realización práctica del Medidor LCR.

4.3.1.1 Resistencias

Las resistencias utilizadas serán de una tolerancia del 1% y 5%, y deberán cumplir con las condiciones de potencia indicadas en el capítulo de *Memoria de Cálculo*.

4.3.1.2 Condensadores

Los condensadores utilizados tendrán una tolerancia comprendida entre el 5% y el 10%, y deberán cumplir con las condiciones de tensión indicadas en capítulo de *Memoria de Cálculo*.

4.3.1.3 Circuitos integrados

Los circuitos integrados utilizados serán los descritos en el capítulo de *Memoria Descriptiva* y en ningún momento se deberán sobrepasar las características de tensión, corriente, temperatura, etc., fijadas por el fabricante en las hojas de características del componente.

4.3.1.4 Conductores eléctricos

Para hacer las conexiones entre la tarjeta de medida y la tarjeta de control, y entre la tarjeta de control y los componentes situados en el panel frontal y trasero de la caja, se usará hilo de cobre de 0,5mm a 0,8mm de espesor.

La conexión con el PC se hará mediante cable USB A-A (macho-macho), mientras que la conexión a red se hará con un adaptador DC de 5V/500mA.

4.3.1.5 Placa de circuito impreso

Todos los circuitos se realizarán sobre placa de fibra de vidrio de 1,5mm de espesor y sensibilidad positiva, utilizándose una o dos caras según el diseño.

4.3.1.6 Caja de emplazamiento del circuito

La caja donde irá ubicada la circuitería deberá tener unas dimensiones tal, que permita la colocación en su interior de todos los componentes y materiales sin que se produzca contacto entre los mismos.

4.3.2 Especificaciones de ejecución

En este apartado se describe el proceso de fabricación del prototipo del Medidor LCR.

4.3.2.1 Preparación de los componentes

Primero se adquieren los componentes teniendo en cuenta sus especificaciones técnicas.

4.3.2.2 Obtención del circuito impreso

Los materiales necesarios para este paso son:

- Insoladora.
- Placa de circuito impreso de una o dos caras de material fotosensible positivo.
- Revelador para placa positiva.
- Atacador rápido o cloruro férrico.

A continuación se detalla el proceso de fabricación del circuito impreso:

1. Se imprime sobre transparencia para impresora laser o inyección de tinta (según sea la impresora utilizada) el fotolito de la cara superior y la cara inferior del circuito. Posteriormente se unirán las dos copias procurando la correspondencia entre pistas de las dos caras, dejando una ranura sin unir por donde se introducirá la placa.
Entre dos trozos de metacrilato (como si de un sándwich se tratara) se coloca el conjunto copias y placa, sujetándolo con una pinza por ambos lados. Estas pinzas ejercerán presión sobre el conjunto, lo que evitará que se muevan los fotolitos y evitará que se formen burbujas de aire entre la placa y los fotolitos.
2. Se expone el conjunto a la luz ultravioleta durante el tiempo que aconseje el fabricante de la placa, primero por una cara y después por la otra, o por ambas a la vez si la insoladora lo permite. Una vez acabada la exposición

se retira la placa y se coloca dentro del líquido revelador, teniendo en cuenta que si se trata de una placa a doble cara se debe colocar en sus cuatros esquinas cuatro tacos que eviten que la cara inferior toque el fondo de la cubeta que contiene el revelador, ya que rayaría el trazado de pistas hecho sobre la resina fotosensible.

El proceso se puede dar por acabado cuando las pistas se vean nítidamente y el resto de la superficie se vea libre de cualquier sustancia fotosensible.

3. Se limpia la placa con agua y se sumerge dentro de la cubeta que contiene el atacador rápido hasta que desaparezca el cobre que no forma parte del trazado de las pistas, teniendo en cuenta los consejos del punto anterior si se trata de una placa a doble cara.

Una vez que ha desaparecido todo el cobre que no forma parte del trazado de las pistas, se limpia la placa y se retira con alcohol o acetona la emulsión fotosensible que recubre las pistas. Se comprueba la continuidad de las mismas y si existiera algún cortocircuito entre pistas, por restos de cobre que el proceso de atacado no quitó, se eliminarán con un cúter.

4. Se realizan los taladros de los agujeros pasantes y se metalizan los mismos (nosotros haremos la unión entre las pistas de las dos caras pasando un hilo de cobre por el taladro y soldándolo por ambas caras).
5. Se recubre con barniz acrílico aislante la cara o caras de la placa que contengan pistas de cobre para evitar su oxidación.

4.3.2.3 Colocación y soldadura de los componentes

Se van colocando y soldando los componentes sobre la placa, utilizando como guía para su colocación la serigrafía del circuito y las marcas de referencia que pueda llevar el componente.

4.3.2.4 Montaje en caja del circuito

Se coloca la circuitería en su caja y se realizan, sobre el panel frontal y trasero, los cortes y orificios necesarios para la colocación de los componentes descritos en el *apartado 3.5* del capítulo de Planos.

4.4 PLIEGO DE CLAUSULAS ADMINISTRATIVAS

Este tipo de cláusulas intentan proteger a las partes de posibles errores de manipulación del equipo diseñado, así como establecer un periodo de garantía de funcionamiento del equipo.

El contrato se firmará entre el propietario y la empresa contratista, suponiéndose la firma del mismo, un acuerdo con las cláusulas que por ambas partes queden estipuladas.

El propietario tiene la obligación de facilitar a la empresa contratista un ejemplar completo del presente proyecto, a fin de que pueda hacerse cargo de todas y cada una de las obligaciones que se especifican en este pliego.

La empresa contratista se compromete a ejecutar la obra ajustándose en todo momento al presente proyecto, recayendo sobre ella la responsabilidad de indemnizar a quien corresponda y cuando a ello hubiere lugar, de todos los daños y perjuicios que puedan causarse por las operaciones de desarrollo y ejecución del proyecto.

Una vez terminado el equipo y después de la comprobación de su correcto funcionamiento, se consideran finalizados los servicios de la empresa contratista.

El equipo posee un plazo de garantía de 24 meses a partir de la fecha de adquisición. Esta garantía incluye servicio técnico y materiales, siempre y cuando el fallo sea producido por un componente defectuoso.

La garantía quedará totalmente anulada en el caso de que el aparato sufra daños por una manipulación no autorizada.

Para garantizar el buen funcionamiento del equipo, es indispensable leer el documento manual de instrucciones incluido en los anexos antes de proceder al manejo del mismo.

PRESUPUESTO

5 PRESUPUESTO

5.1 INTRODUCCIÓN

Este capítulo se ha dividido en los siguientes apartados:

1. Partida de componentes, donde se evalúan los componentes y su valor económico.
2. Recursos software y hardware, donde se evalúa el software y hardware utilizado y su valor económico.
3. Partida de ejecución del proyecto, donde se evalúan las tareas de ingeniería y su valor económico.

5.2 PRESUPUESTO DE COMPONENTES

5.2.1 Partida de componentes para la tarjeta de medida

Concepto	Referencia o Valor	Unidades	Precio/unidad (€)	Precio Total
Resistencia 1%, 1/4W	39Ω	1	0,15	0,15 €
Resistencia 1%, 1/4W	220Ω	2	0,15	0,30 €
Resistencia 1%, 1/4W	1kΩ	2	0,15	0,30 €
Resistencia 1%, 1/4W	10kΩ	6	0,15	0,90 €
Resistencia 1%, 1/4W	56kΩ	2	0,15	0,30 €
Resistencia 1%, 1/4W	100kΩ	2	0,15	0,30 €
Resistencia 1%, 1/4W	560kΩ	2	0,15	0,30 €
Resistencia 1%, 1/4W	1MΩ	2	0,15	0,30 €
Condensador cerámico	100nF	6	0,14	0,84 €
Condensador de tantaló	10μF/16V	1	0,93	0,93 €
Diodo de alta velocidad	1N4148	4	0,12	0,48 €
CI, analizador de impedancias	AD5933	1	32,38	32,38 €
CI, oscilador programable	LTC6904	1	3,56	3,56 €
CI, multiplexor analógico	ADG708	2	3,48	6,96 €
CI, amplificador operacional	OPA355	1	1,63	1,63 €
CI, conversor D/A	DAC121C081	1	1,86	1,86 €
Header macho	14-Pin	1	0,75	0,75 €
Header hembra cable plano	14-Pin	2	0,82	1,64 €
Conector para PCB	3-Pin	1	0,80	0,80 €
Cable cinta plana	14 vías	1	0,61	0,61 €
Placa fotosensible pos. 2 caras	70x50x1,5mm	1	1,85	1,85 €
			Total	54,36 €

5.2.2 Partida de componentes para la tarjeta de control

Concepto	Referencia o Valor	Unidades	Precio/unidad (€)	Precio Total
Resistencia 1%, 1/4W	1MΩ	2	0,15	0,30 €
Resistencia 1%, 1/4W	680kΩ	2	0,15	0,30 €
Resistencia 1%, 1/4W	221kΩ	1	0,15	0,15 €
Resistencia 1%, 1/4W	562kΩ	1	0,15	0,15 €
Resistencia 5%, 1/4W	4k7	2	0,13	0,26 €
Resistencia 5%, 1/4W	10kΩ	1	0,13	0,13 €
Resistencia 5%, 1/4W	100kΩ	1	0,13	0,13 €
Resistencia 5%, 1/4W	24kΩ	1	0,13	0,13 €
Resistencia 5%, 1/4W	300Ω	1	0,13	0,13 €
Resistencia 5%, 1/4W	2,2kΩ	1	0,13	0,13 €
Resistencia variable	10kΩ	1	0,72	0,72 €
Diodo de alta velocidad	1N4148	1	0,12	0,12 €
Diodo Schottky	SS14	1	0,32	0,32 €
Diodo de tensión de referencia	LM385-2.5	1	1,28	1,28 €
Transistor NPN	BC846	1	0,35	0,35 €
Transistor MOSFET canal N	2N7002	1	0,31	0,31 €
Bobina	22μH/1,2A	1	2,10	2,10 €
Condensador cerámico	1μF/16V	3	0,42	1,26 €
Condensador cerámico	220nF	1	0,30	0,30 €
Condensador cerámico	100nF	4	0,14	0,56 €
Condensador cerámico	15pF	2	0,10	0,20 €
Condensador de tántalo	47μF/16V	2	1,65	3,30 €
Condensador de tántalo	10μF/16V	1	0,93	0,93 €
Cristal de cuarzo	20MHz	1	2,12	2,12 €
CI, microcontrolador	PIC18F4550	1	5,77	5,77 €
CI, convertidor DC-DC	MAX1797	1	10,08	10,08 €
CI, memoria EEPROM	24C64	1	1,24	1,24 €
CI, cargador de batería Li-Po	MAX1555	1	1,94	1,94 €
Conector macho JST	2-Pin	5	0,22	1,10 €
Conector macho JST	4-Pin	2	0,24	0,48 €
Conector macho JST	5-Pin	1	0,27	0,27 €
Header macho	14-Pin	1	0,75	0,75 €
Tira de pines macho	20-Pin	1	0,82	0,82 €
Placa fotosensible pos. 2 caras	100x60x1,5mm	1	2,98	2,98 €
			Total	41,11 €

5.2.3 Partida de componentes para los paneles y montaje en caja

Concepto	Referencia o Valor	Unidades	Precio/unidad (€)	Precio Total
Resistencia 5%, 1/4W	10kΩ	3	0,13	0,39 €
Diodo de alta velocidad	1N4148	6	0,12	0,72 €
Diodo led verde	3mm	1	0,60	0,60 €
Display gráfico LCD	JHD613	1	12,17	12,17 €
Conector hembra JST	2-Pin	3	0,25	0,75 €
Conector hembra JST	4-Pin	2	0,27	0,54 €
Conector hembra JST	5-Pin	1	0,29	0,29 €
Tira de pines hembra	20-Pin	2	1,20	2,40 €
Caja	139x205x80mm	1	6,00	6,00 €
Batería Li-Po	3,7V/700mAh	1	8,50	8,50 €
Cable USB A-A	1,5m	1	3,50	3,50 €
Adaptador DC	5V/500mA	1	7,99	7,99 €
Placa fotosensible pos. 1 cara	70x40x1,5mm	1	1,30	1,30 €
Portafusible	5x20mm	1	1,27	1,27 €
Fusible 5x20mm	80mA	1	0,25	0,25 €
Separadores hembra hembra	10mm	4	0,12	0,48 €
Separadores hembra hembra	5mm	12	0,10	1,20 €
Tornillos M3		24	0,07	1,68 €
Pulsador para PCB		6	0,80	4,80 €
Conector hembra USB tipo A		1	1,37	1,37 €
Interruptor para chasis		1	1,30	1,30 €
Conector macho alimentación		1	0,90	0,90 €
Conector RJ11 hembra		1	1,30	1,30 €
Bornes para conexión		2	0,75	1,50 €
Juego de puntas de prueba		1	10,91	10,91 €
Pinza de cocodrilo con. hembra		2	2,91	5,82 €
			Total	77,93 €

5.3 PRESUPUESTO DE SOFTWARE Y HARDWARE

Aquí se ha de tener en cuenta que este material se va a seguir usando en la elaboración de otros proyectos, por ello se ha decidido un periodo de amortización de 7680 horas, el equivalente a 4 años haciendo uso de ellos 8 horas diarias (40 horas semanales).

5.3.1 Recursos software

Concepto	Horas de uso	Coste/hora (€)	Coste total
CCS PCWH Compiler	37	0,05	1,85 €
Abacom Front Designer	2	0,01	0,02 €
EAGLE Layout Editor	10	0,07	0,70 €
MPLAB IDE	3	0,00	0,00 €
			Total
			2,57 €

5.3.2 Recursos hardware

Concepto	Horas de uso	Coste/hora (€)	Coste total
PC Dell Inspiron 580 MT	400	0,08	32,00 €
Multímetro FLUKE 187	5	0,07	0,35 €
Osciloscopio FLUKE 123	5	0,17	0,85 €
Programador de PIC ICD2	2	0,02	0,04 €
Total			33,24 €

5.4 PRESUPUESTO DE REALIZACIÓN DEL PROYECTO

5.4.1 Diseño electrónico

Tarea	Horas	Coste/hora (€)	Coste total
Diseño electrónico usando Eagle PCB	10	25,00	250,00 €
Total			250,00 €

5.4.2 Fabricación y montaje

Tarea	Horas	Coste/hora (€)	Coste total
Realización de las placas y los taladros	4	20,00	80,00 €
Montaje y soldadura de los componentes	5	20,00	100,00 €
Montaje del equipo en caja	3	20,00	60,00 €
Testeo	5	20,00	100,00 €
Total			340,00 €

5.4.3 Programación

Tarea	Horas	Coste/hora (€)	Coste total
Programación del microcontrolador PIC	40	25,00	1000,00 €
Diseño de los paneles de la caja	2	25,00	50,00 €
Total			1050,00 €

5.4.4 Documentación

Tarea	Horas	Coste/hora (€)	Coste total
Búsqueda de información	40	25,00	1000,00 €
Redacción del proyecto	120	25,00	3000,00 €
Total			4000,00 €

5.5 PRESUPUESTO TOTAL

5.5.1 Presupuesto de ejecución material

Actividad	Coste
Presupuesto de componentes	173,40 €
Presupuesto de software y hardware	35,81 €
Fabricación y montaje	340 €
Total	549,21 €

5.5.2 Presupuesto de ejecución por contrata

Actividad	Coste
Total del presupuesto de ejecución material	549,21 €
13% de gastos generales	71,40 €
6% de beneficio industrial	32,96 €
Subtotal	653,57,21 €
IGIC 7%	45,75 €
Total	699,32 €

5.5.3 Honorarios

Actividad	Coste
Diseño electrónico	250,00 €
Programación	1050,00 €
Documentación	4000,00 €
Subtotal	5300,00 €
IGIC 7%	371,00 €
Total	5671,00 €

5.5.4 Coste total del proyecto

A continuación se detalla el coste total del proyecto:

Actividad	Coste
Total presupuesto de ejecución por contrata	699,32 €
Honorarios profesionales	5671,00 €
Total	6370,32 €

El presupuesto total del proyecto asciende a la cantidad de ***seis mil trescientos setenta euros con treinta y dos céntimos.***

**AJUSTE,
RESULTADOS
OBTENIDOS Y
CONCLUSIONES**

6 AJUSTE, RESULTADOS OBTENIDOS Y CONCLUSIONES

6.1 AJUSTE Y VERIFICACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO

Una vez soldados los componentes en las placas y colocadas éstas en la caja, se procedió a hacer un pequeño programa de prueba para medir la magnitud de una impedancia colocada entre las puntas de test, y comprobar así el funcionamiento de los diferentes circuitos.

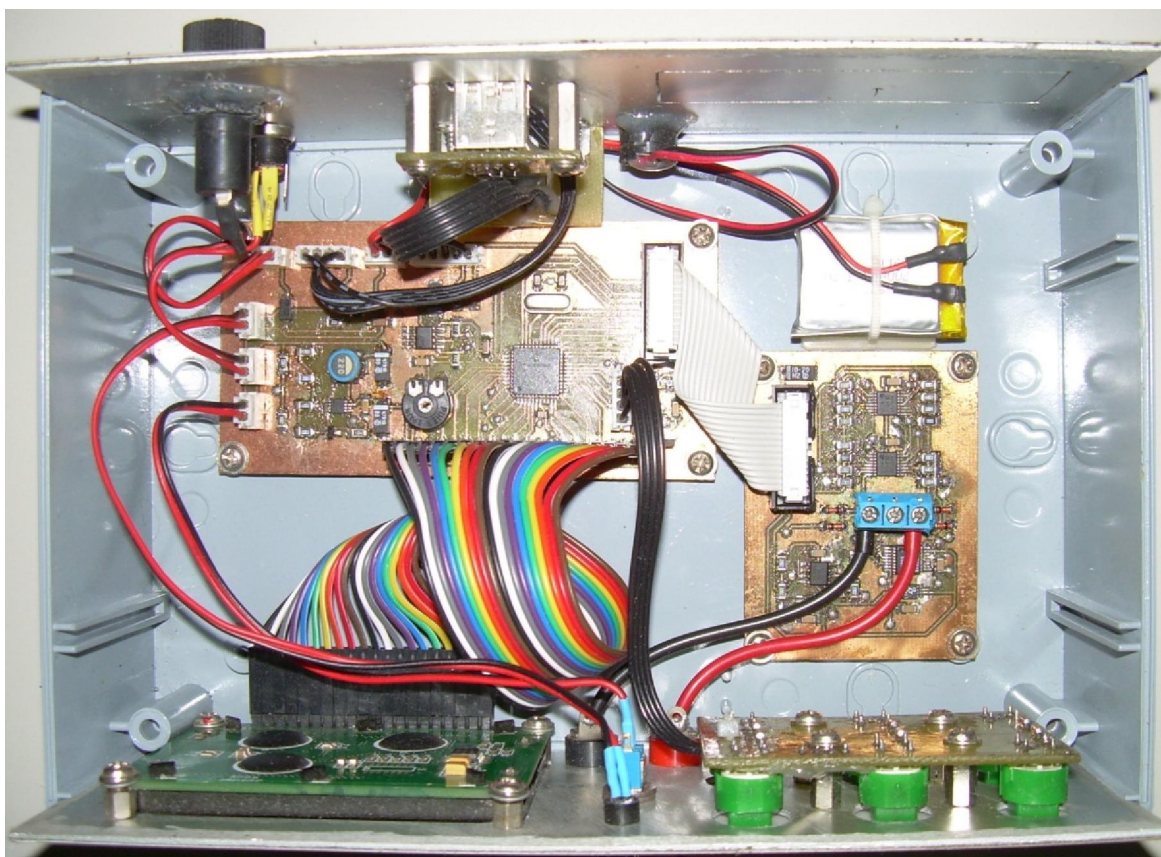


Figura 6.1 Circuitos montados en caja.

Lo primero que hicimos fue comprobar la frecuencia de la señal de salida del oscilador programable y ver que estos valores coincidían con los presentados en la *tabla 2.4*.

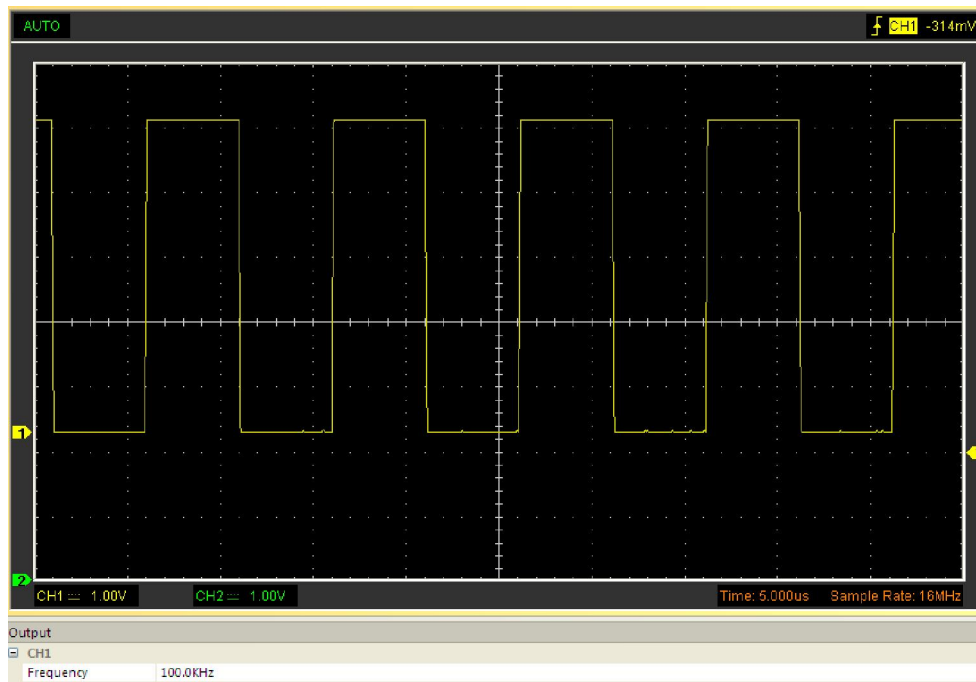


Figura 6.2 Señal de reloj de 100kHz.

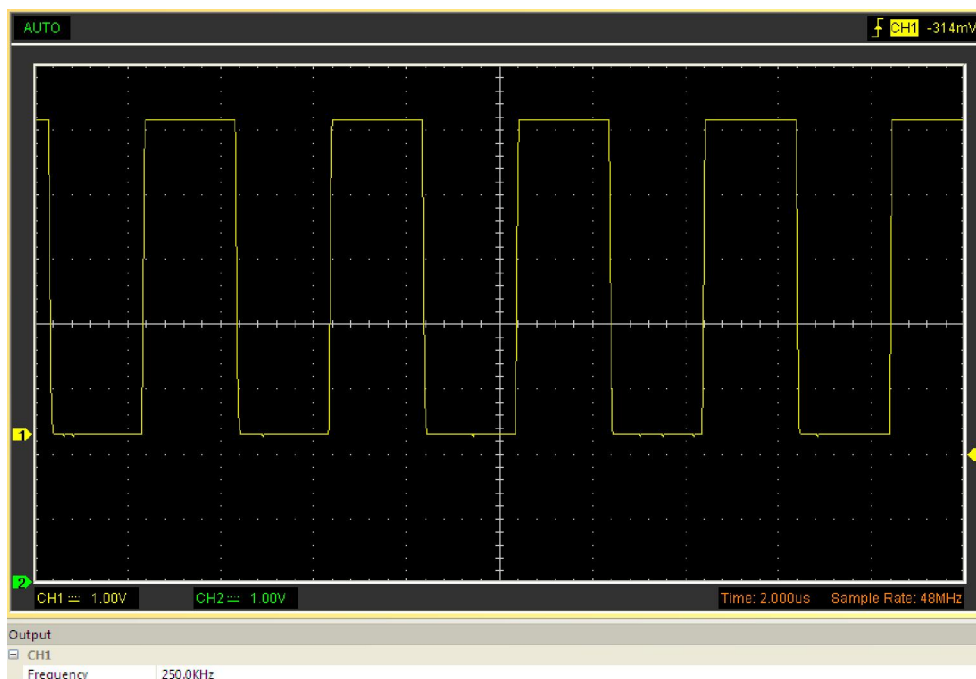


Figura 6.3 Señal de reloj de 250kHz.

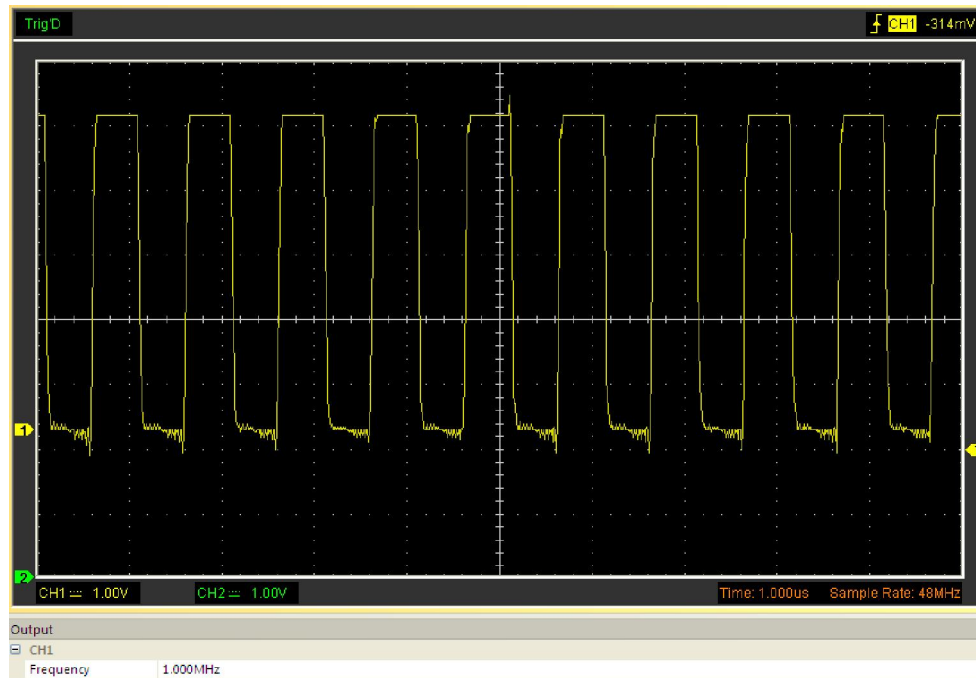


Figura 6.4 Señal de reloj de 1MHz.

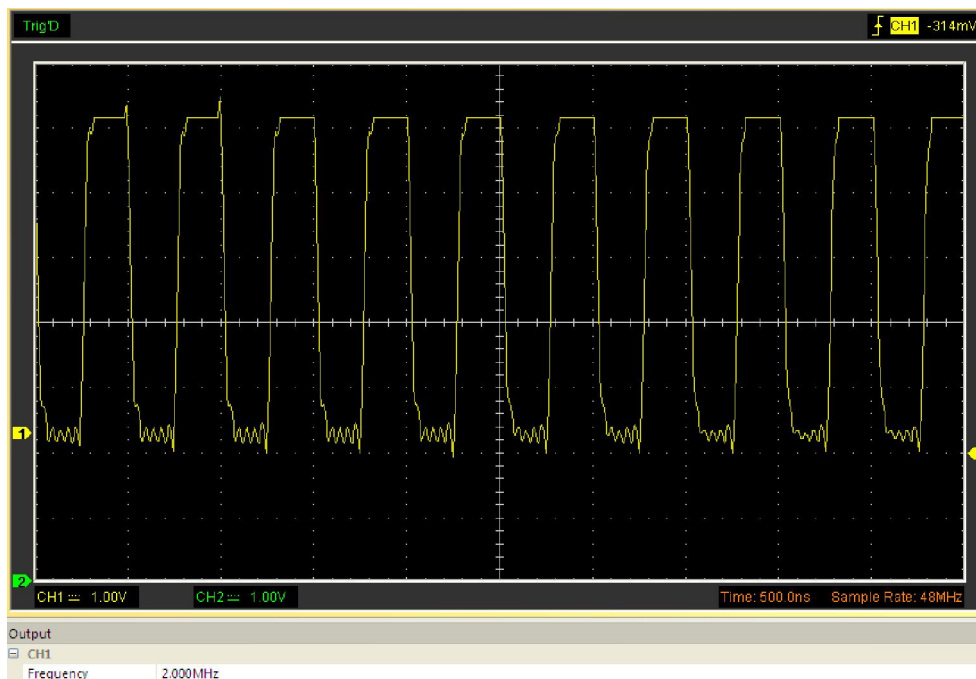


Figura 6.5 Señal de reloj de 2MHz.

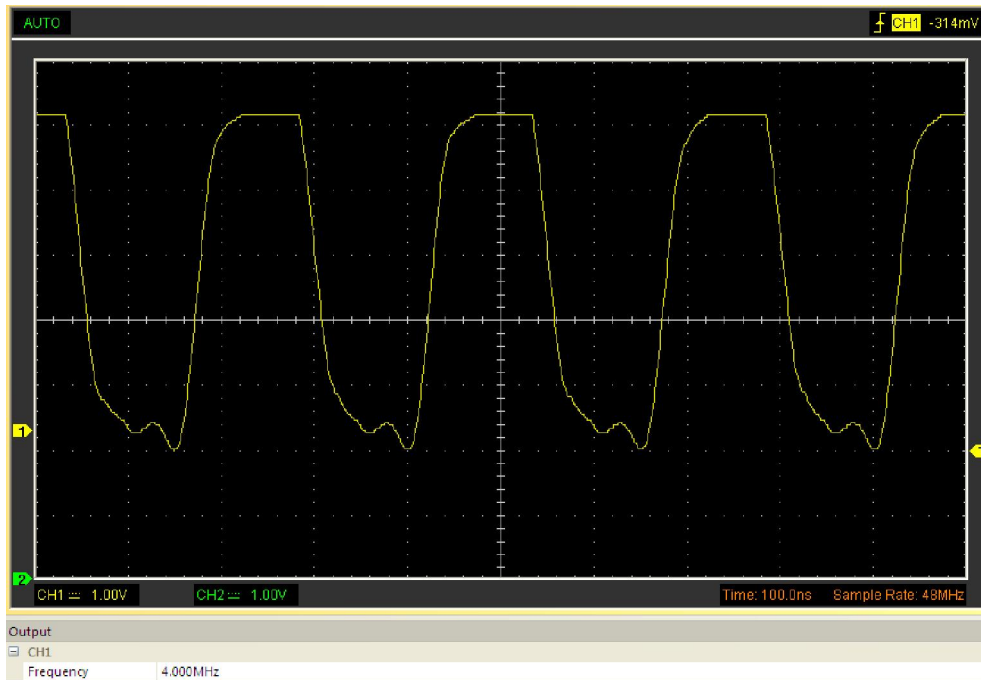


Figura 6.6 Señal de reloj de 4MHz.

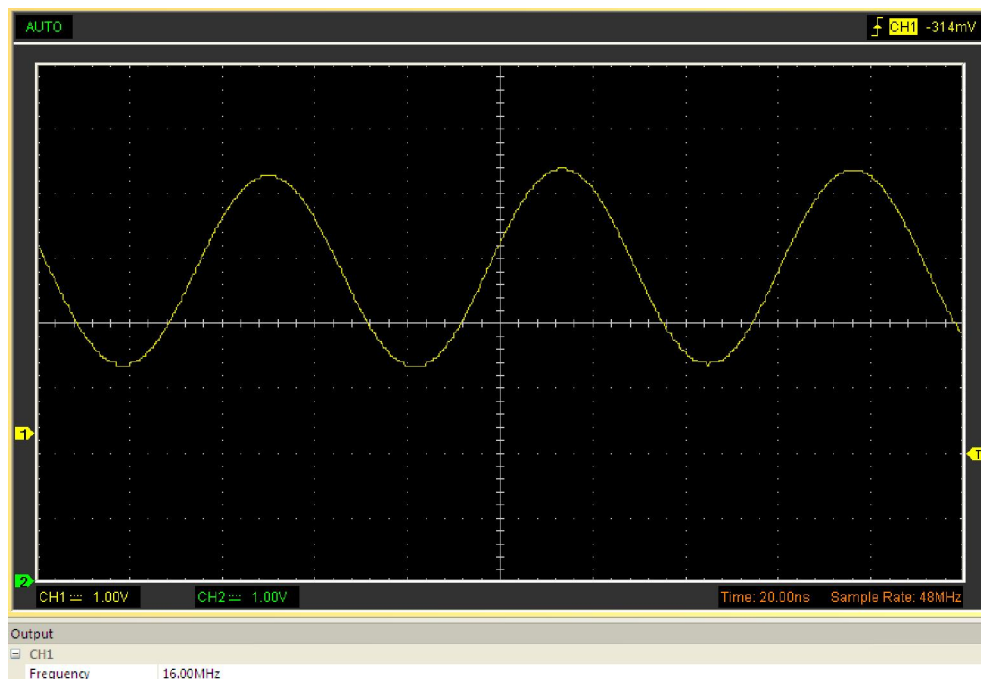


Figura 6.7 Señal de reloj de 16MHz.

El siguiente paso fue comprobar que la amplitud y el desplazamiento DC de la señal de salida del AD5933 coincidían con los datos por el fabricante en las hojas de características del componente.

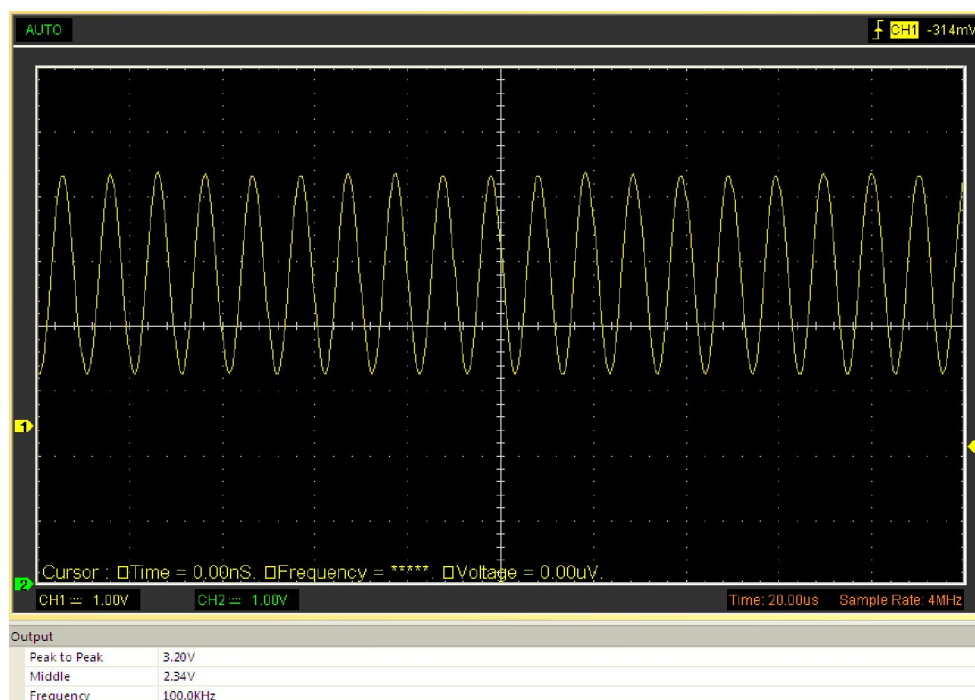


Figura 6.8 Amplitud y desplazamiento DC de la señal de salida para el rango 1.

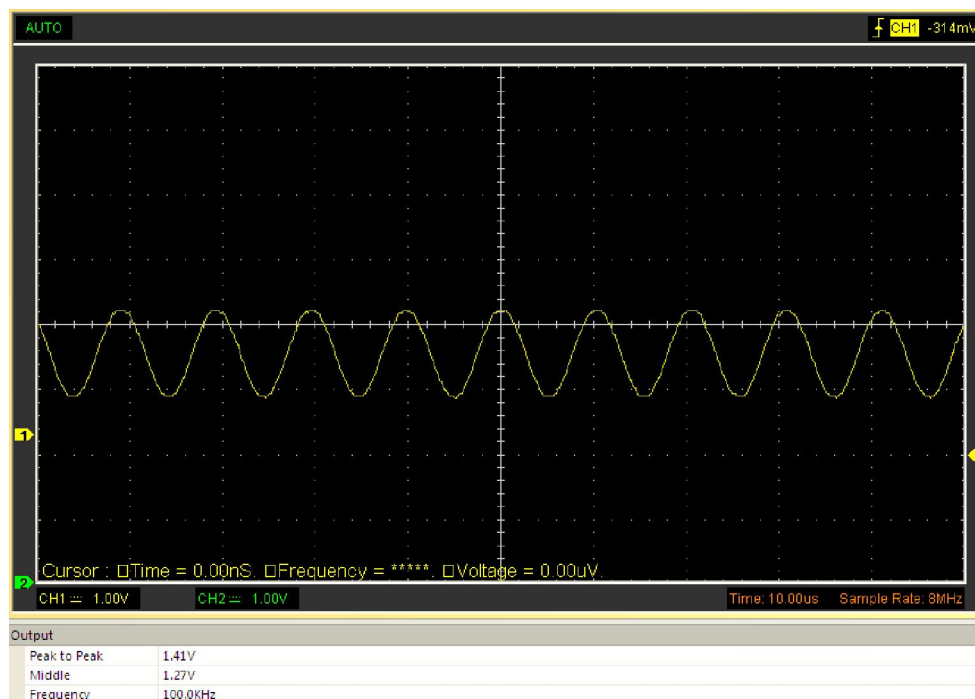


Figura 6.9 Amplitud y desplazamiento DC de la señal de salida para el rango 2.

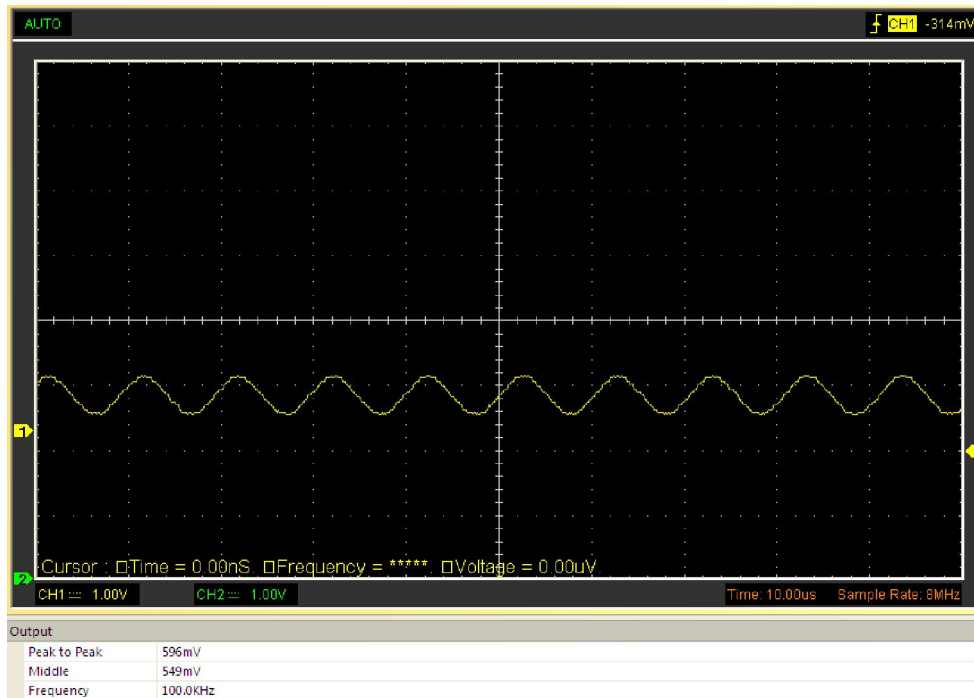


Figura 6.10 Amplitud y desplazamiento DC de la señal de salida para el rango 3.

Al comparar los niveles medidos con los dados por el fabricante vemos que difieren un poco.

Rango	Datos del fabricante		Datos medidos	
	Amplitud (V_{PP})	Nivel DC (V)	Amplitud (V_{PP})	Nivel DC (V)
1	3,00	2,24	3,20	2,34
2	1,46	1,15	1,41	1,27
3	0,58	0,46	0,59	0,54

Tabla 6.1 Amplitud y nivel DC de la señal de salida dados por el fabricante y medidos.

Por lo que hubo que volver a calcular los valores que tenemos que mandar al convertidor D/A para conseguir en su salida las tensiones necesarias para corregir el desplazamiento DC de la señal de salida del AD5933 para situarlo en 2,5V.

Rango	V_{offset} (V)	Entrada
1	4,78	3916
2	3,58	2933
3	3,02	2474

Tabla 6.2 Entrada decimal del DAC para generar las tensiones de offset.

Con lo que obtuvimos los siguientes resultados a la salida del amplificador diferencial:

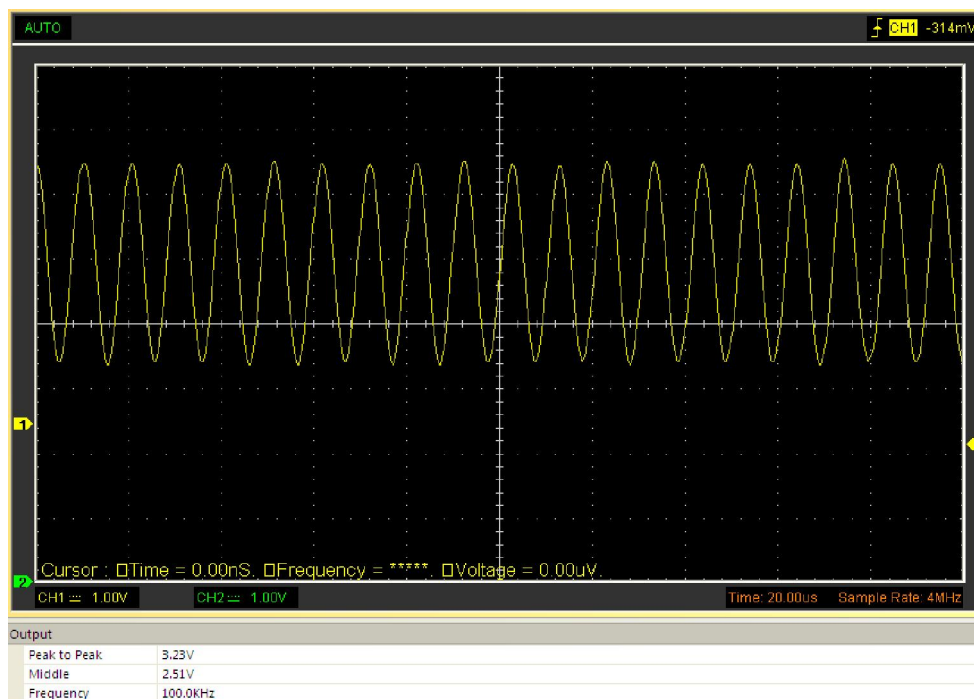


Figura 6.11 Amplitud y desplazamiento DC a la salida del amplificador diferencial para el rango 1.

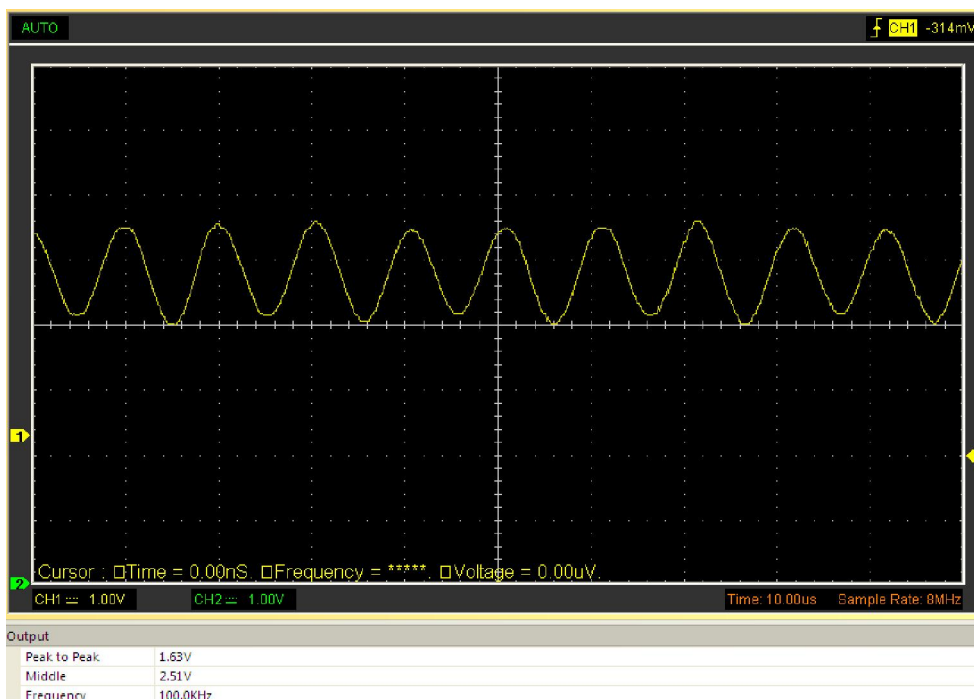


Figura 6.12 Amplitud y desplazamiento DC a la salida del amplificador diferencial para el rango 2.

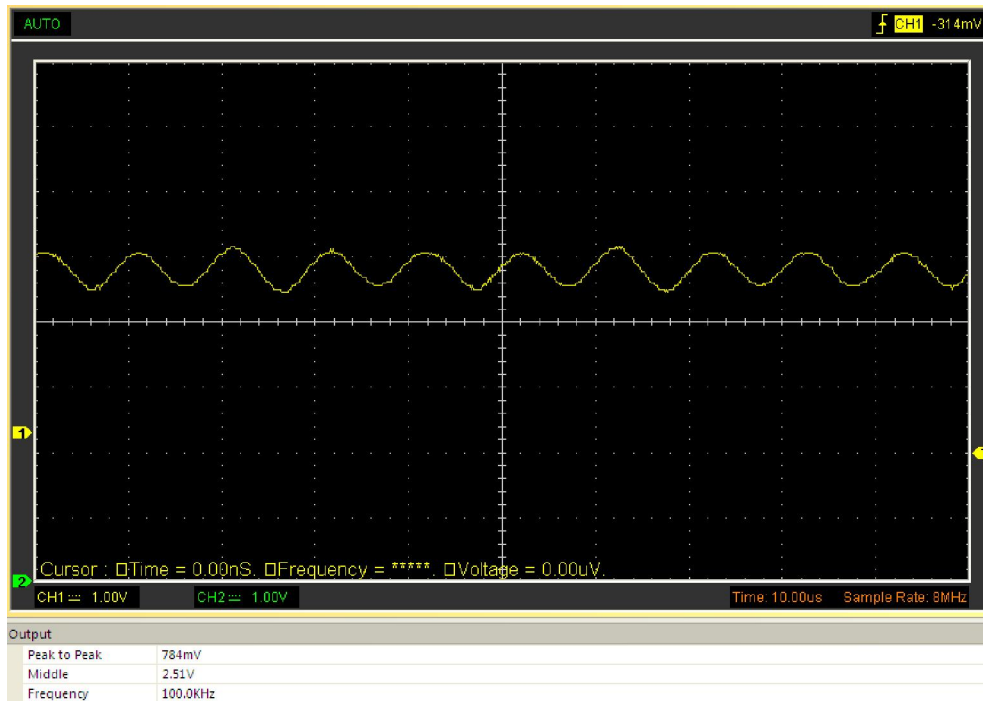


Figura 6.13 Amplitud y desplazamiento DC a la salida del amplificador diferencial para el rango 3.

Lo siguiente que hicimos fue determinar el valor máximo y mínimo de la magnitud medida por el AD5933 estando la señal que llega a la entrada del convertidor A/D interno dentro de su zona lineal de funcionamiento, ya que estos valores los utilizaremos en el algoritmo de medida.

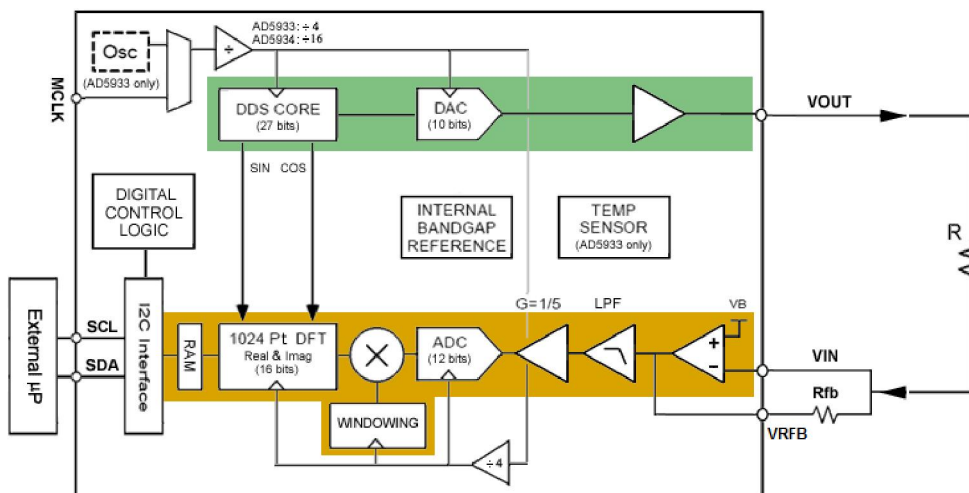


Figura 6.14 Diagrama de bloques del AD5933.

Si observamos la figura anterior, vemos que la señal que llega a la entrada del ADC es igual a:

$$Entrada_{ADC} = VOUT \times \frac{R_{fb}}{R} \times G$$

Para determinar el valor de la magnitud máxima mantuvimos la ganancia del amplificador programable (G) en uno, y con la amplitud de la señal de excitación (VOUT) en el rango 1 fuimos variando la relación R_{fb}/R hasta obtener en el pin VRFB la máxima amplitud de la señal de respuesta de la impedancia sin distorsión, ya que para la configuración elegida esta señal es la misma que va a muestrear el conversor A/D.

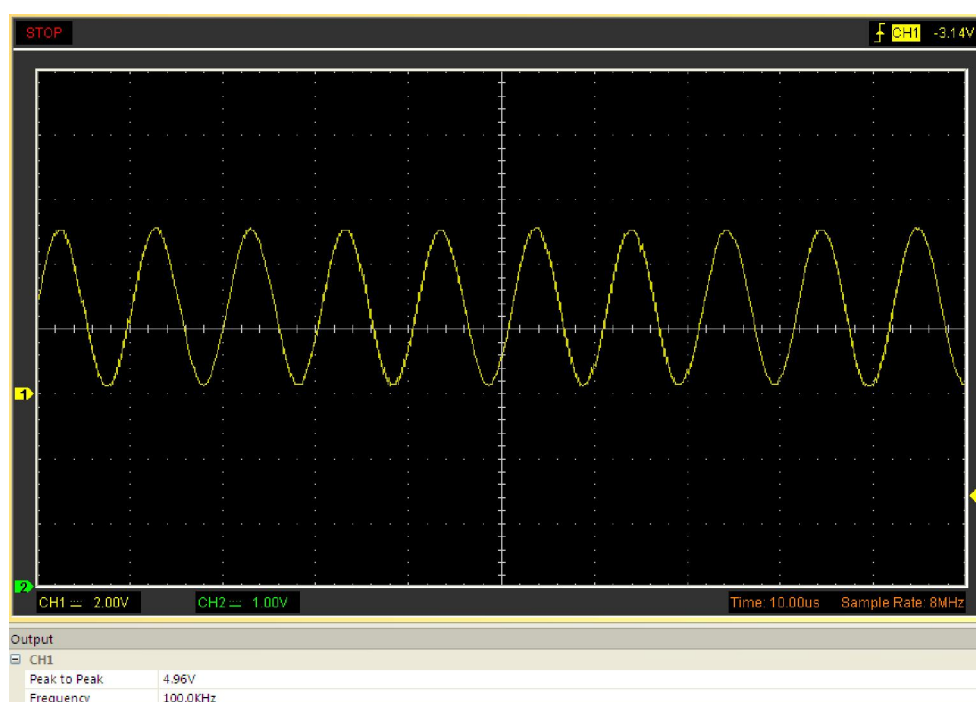


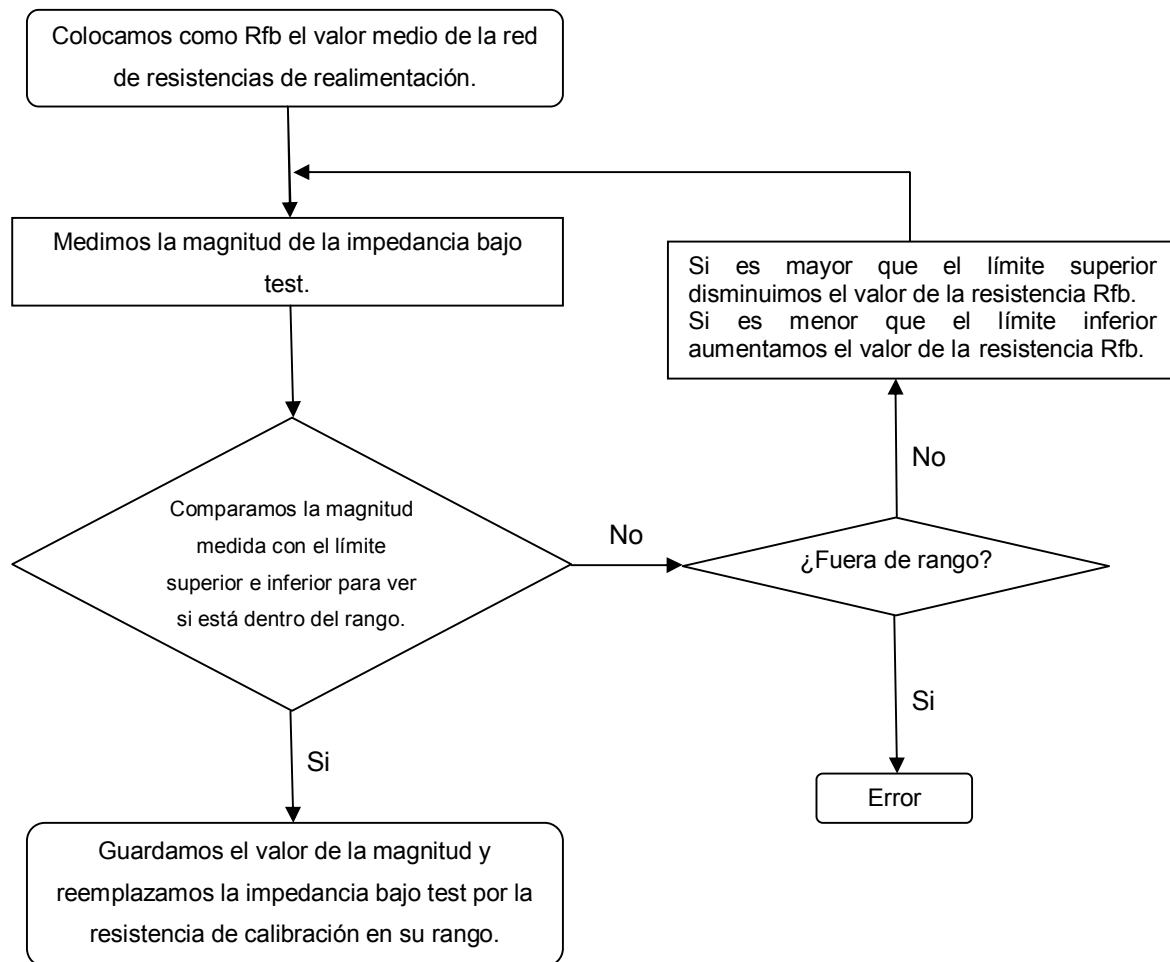
Figura 6.15 Señal obtenida en el pin VRFB.

El valor de magnitud devuelto por el AD5933 fue de 13200.

Para obtener el valor de la magnitud mínima mantuvimos la ganancia del amplificador programable (G) en uno, y la amplitud de la señal de excitación (VOUT) en el rango 3 (la menor amplitud de salida). Bajo estas condiciones se colocó una resistencia de realimentación (R_{fb}) de $1M\Omega$, y como impedancia de

medida una resistencia de $3.3M\Omega$ (la primera es la resistencia que vamos a utilizar en la red de realimentación para la medida de la máxima impedancia, y la segunda corresponde al máximo valor de impedancia que vamos a medir con el medidor) siendo el valor de magnitud devuelto para este caso de 2500.

Con estos valores se procedió a realizar el algoritmo de medida, cuyo diagrama de flujo es el siguiente:



6.2 RESULTADOS OBTENIDOS

En este apartado se muestran los resultados obtenidos para varias medidas realizadas con nuestro medidor y uno comercial. El medidor comercial utilizado ha sido el PROMAX MZ-505B, el cual está disponible en el laboratorio.



Figura 6.16 Medidor portátil PROMAX MZ-505B.

Algunas de sus características son:

Parámetros medibles	L/C/R/D/Q
Modos de medida	Modo serie y modo paralelo
Frecuencias de prueba	1kHz, 120Hz \pm 0,1 %
Nivel de la señal de prueba	0,6Vrms aproximadamente
Régimen de medición	1 medición / segundo, nominal
Tiempo de respuesta	Aprox. 1 segundo en la escala manual

6.2.1 Medida de resistencia

Frecuencia de test de 1kHz.

Resistencia	PROMAX MZ-505B	Medidor LCR
100 Ω	100.16 Ω	101.0 Ω
130 Ω	129.38 Ω	129.7 Ω
150 Ω	149.37 Ω	149.3 Ω
220 Ω	219.3 Ω	218.2 Ω
360 Ω	359.5 Ω	362.1 Ω
470 Ω	466.5 Ω	469.0 Ω
680 Ω	678.9 Ω	680.4 Ω
1 kΩ	1003.2 Ω	1.004 kΩ
1.3 kΩ	1307.5 Ω	1.317 kΩ
1.8 kΩ	1782.1 Ω	1.779 kΩ
2.2 kΩ	2.189 kΩ	2.186 kΩ
3 kΩ	2.999 kΩ	3.010 kΩ
3.6 kΩ	3.578 kΩ	3.591 kΩ
3.9 kΩ	3.874 kΩ	3.887 kΩ
4.7 kΩ	4.683 kΩ	4.709 kΩ
5.6 kΩ	5.588 kΩ	5.602 kΩ
6.8 kΩ	6.801 kΩ	6.811 kΩ
8.2 kΩ	8.223 kΩ	8.226 kΩ
10 kΩ	10.054 kΩ	10.05 kΩ
12 kΩ	11.976 kΩ	11.97 kΩ
22 kΩ	21.97 kΩ	21.93 kΩ
33 kΩ	32.96 kΩ	33.11 kΩ
39 kΩ	38.44 kΩ	38.79 kΩ
47 kΩ	46.77 kΩ	46.97 kΩ
56 kΩ	56.47 kΩ	56.65 kΩ
100 kΩ	99.66 kΩ	99.78 kΩ
130 kΩ	130.86 kΩ	130.4 kΩ
150 kΩ	149.29 kΩ	149.1 kΩ
180 kΩ	179.4 kΩ	179.4 kΩ
220 kΩ	218.7 kΩ	218.4 kΩ
270 kΩ	273.0 kΩ	275.8 kΩ
330 kΩ	329.6 kΩ	329.9 kΩ
390 kΩ	393.7 kΩ	391.7 kΩ
470 kΩ	470.0 kΩ	468.5 kΩ
560 kΩ	560.8 kΩ	559.5 kΩ
680 kΩ	696.8 kΩ	697.5 kΩ
1 MΩ	997.1 kΩ	996.6 kΩ
2.7 MΩ	2.680 MΩ	2.659 MΩ
3.3 MΩ	3.285 MΩ	3.252 MΩ

6.2.2 Medida de inductancia

Frecuencia de test de 1kHz.

Inductancia	PROMAX MZ-505B		Medidor LCR	
	L	Q	L	Q
1 mH	1.030 mH	0.780	1.142 mH	2.6544
10 mH	10.150 mH	3.31	10.27 mH	2.6780
47 mH	44.73 mH	11.4	42.46 mH	7.3069
68 mH	77.78 mH	12.01	84.5 mH	4.4695
100 mH	106.39 mH	14.2	113.8 mH	5.7384

6.2.3 Medida de capacidad

Frecuencia de test de 1kHz.

Capacidad	PROMAX MZ-505B		Medidor LCR	
	C	D	C	D
22 pF	27.49 pF	0.002	28.34 pF	0.1004
220 pF	210.9 pF	0.006	210.8 pF	0.0125
330 pF	365.9 pF	0.020	366.2 pF	0.0380
1 nF	942.0 pF	0.010	946.0 pF	0.0080
1.5 nF	1.310 nF	0.008	1.269 nF	0.0017
3.3 nF	3.065 nF	0.011	3.088 nF	0.0182
100 nF	98.40 nF	0.005	98.96 nF	0.0017
1 uF	976.2 nF	0.045	980.5 nF	0.0114
4.7uF	4.794 uF	0.132	4.833 uF	0.0377

6.3 CONCLUSIONES

Después de haber realizado pruebas y haber examinado los resultados obtenidos, se puede extraer como conclusión que el dispositivo desarrollado satisface los objetivos marcados inicialmente.

Se diseñó un medidor digital LCR portátil de amplio intervalo de mediciones, con variaciones de las características de la señal de prueba (frecuencia y voltaje), con autoescala, pantalla gráfica LCD, teclado y memoria para almacenar mediciones.

Aunque se han tenido algunos problemas con los multiplexores analógicos, éstos se han solventado mediante el proceso de calibración.

Por último me queda por decir que gracias a la posibilidad que me ha brindado mi tutor, Salvador Perdomo González, por poder realizar este proyecto y ayudarme a aplicar parte del conocimiento adquirido a lo largo de mis estudios, he obtenido una experiencia que recordaré durante mucho tiempo.

BIBLIOGRAFÍA

7 BIBLIOGRAFÍA

7.1 LIBROS

- [1] Andrés Cánovas López.
“MANUAL DE USUARIO DEL COMPILADOR PCW DE CCS”, 2006.
- [2] Hewlett-Packard.
“LCR / IMPEDANCE MEASUREMENT BASICS”, 1997.
- [3] José María Angulo, Eugenio Martín Cuenca e Ignacio Angulo Martínez.
“MICROCONTROLADORES PIC, LA SOLUCIÓN EN UN CHIP”
Ed. Thomson, 2000.
- [4] Agilent Technologies.
“IMPEDANCE MEASUREMENT HANDBOOK”, 2006.
- [5] Xavier Fernard.
“EL BUS USB, GUÍA DEL DESARROLLADOR”
Ed. Thomson, 2001.
- [6] Dogan Ibrahim.
“ADVANCED PIC MICROCONTROLLER PROJECTS IN C”
Ed. Elsevier, 2008.
- [7] Eduardo García Breijo.
“COMPILADOR C CCS Y SIMULADOR PROTEUS PARA MICROCONTROLADORES PIC”
Ed. Marcombo, 2008.
- [8] Ramón Pallas Areny.
“INSTRUMENTOS ELECTRÓNICOS BÁSICOS”
Ed. Marcombo, 2006.

7.2 PÁGINAS WEB

<http://www.microchip.com/> Página oficial de MICROCHIP.

<http://www.ccsinfo.com/> Características del compilador C de CCS.

<http://es.rs-online.com/> Página de componentes RS.

<http://www.maximintegrated.com/> Página oficial de MAXIM.

<http://www.analog.com/> Página oficial de Analog Devices.

<http://www.ti.com/> Página oficial de Texas Instruments.

<http://www.linear.com/> Página oficial de Linear Technology.

<http://www.neoteo.com/ltc6904-oscilador-de-1khz-a-68mhz-i2c/> Página con información sobre la programación del C.I. LTC6904.

<http://picmania.garcia-cuervo.net/> Página con ejemplos de programación del PIC con el compilador C de CCS.

ANEXOS

8 ANEXOS

8.1 ANEXO A: MANUAL DE INSTRUCCIONES.

8.1.1 Teoría de Referencia

Abreviaturas

R	Resistencia	C	Capacidad
L	Inductancia	Z	Impedancia
X	Reactancia	Q	Factor de calidad
D	Factor de disipación	ω	$2\pi \times$ frecuencia
Subíndice s = serie		Subíndice p = paralelo	

Formulario

$$Z_s = R + jX = R + j\omega L = R - \frac{j}{\omega C}$$

$$|Z_s| = \sqrt{(R^2 + X^2)}$$

$$|Z_p| = \frac{RX}{\sqrt{(R^2 + X^2)}}$$

$$X_L = \omega L$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{1}{\omega C_s R_s} = \frac{1}{D} = \tan \theta$$

$$D = \frac{R_s}{\omega L_s} = \omega C_s R_s = \frac{1}{Q} = \frac{1}{\tan \theta}$$

$$R_s = |Z| \cos \theta$$

$$X_s = |Z| \sin \theta$$

Conversión serie/paralelo

$$R_s = \frac{R_p}{(1 + Q^2)} \quad R_p = R_s(1 + Q^2)$$

$$C_s = C_p(1 + D^2) \quad C_p = \frac{C_s}{(1 + D^2)}$$

$$L_s = \frac{L_p}{\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)} \quad L_p = L_s \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)$$

8.1.2 Especificaciones

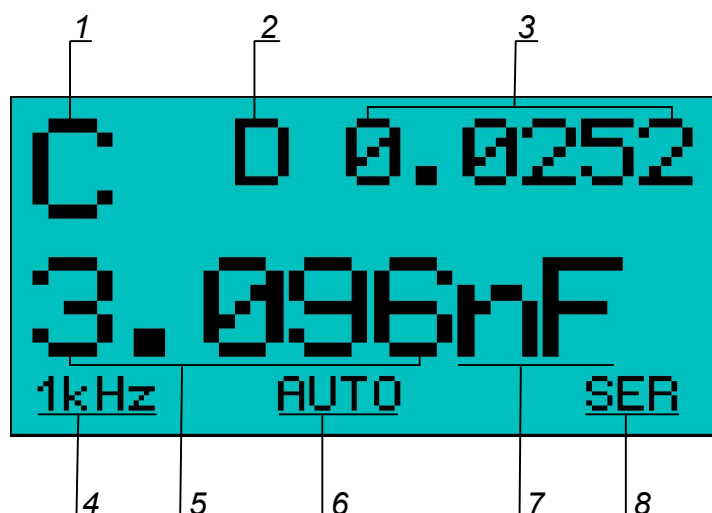
Parámetros de medida	L, C, R, Z, D y Q	
Frecuencia de prueba	30Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz y 100kHz	
Nivel de señal de prueba	0.2Vrms, 0.4Vrms y 1Vrms	
Modo de medidas	Modo Serie y Paralelo	
Velocidad de medida	30 Hz, Aprox. 1 medida/1.5 segundo	
	100Hz, Aprox. 1 medida/1.2 segundo	
	1kHz, 10kHz, 100kHz, Aprox. 1 medida/segundo	
Rango de medida	R, Z	100Ω - 3.3MΩ
	L	330μH - 100mH
	C	1pF - 22μF

Para el caso de medida de inductancia, tomando como impedancia máxima (Z_L) 3.3MΩ y como frecuencia de la señal de test 100Hz, el límite superior teórico sería:

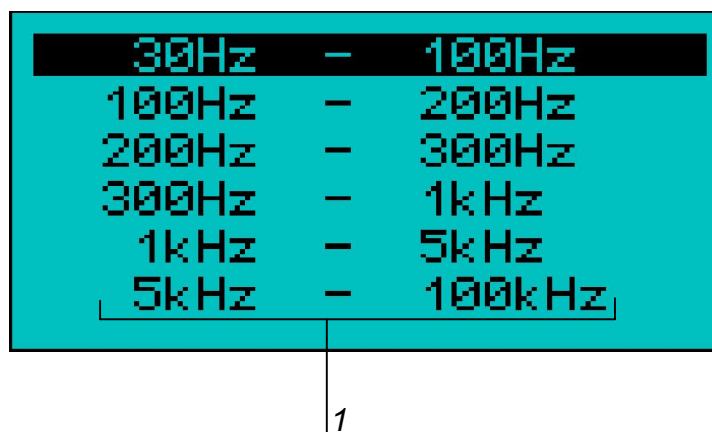
$$L = \frac{Z_L}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{3.3 \times 10^6}{2 \cdot \pi \cdot 100} = 5252H$$

Lo máximo que se ha medido ha sido 100mH por no disponer de bobinas de mayor valor.

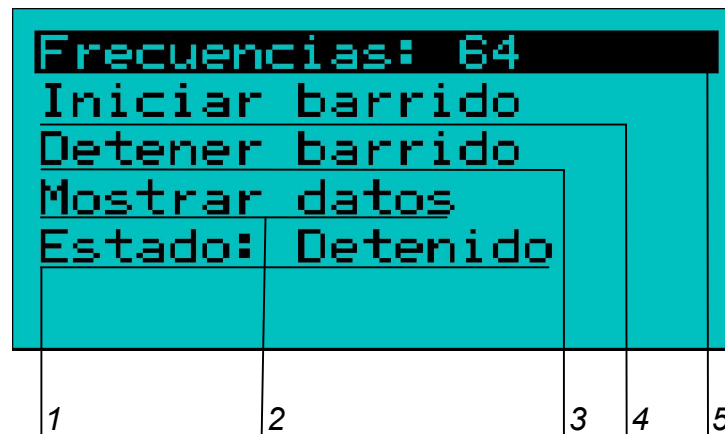
8.1.3 Descripción de las pantallas

Modo LCR

1. Parámetro principal
2. Parámetro secundario
3. Medida del parámetro secundario
4. Frecuencia de la señal de prueba
5. Medida del parámetro primario
6. Amplitud de la señal de prueba
7. Unidad del parámetro principal
8. Modo de medida

Modo barrido

1. Intervalos de medida

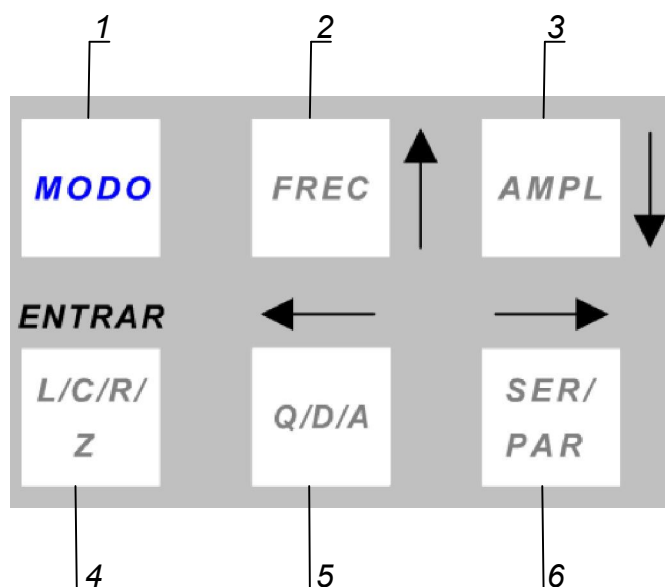
Submenú modo barrido

1. Estado en el que se encuentra el barrido: detenido, iniciado o finalizado
2. Muestra los datos de la medida en forma de tabla
3. Detiene el barrido
4. Inicia el barrido
5. Puntos de frecuencia del barrido

Ajustes

1. Tensión de la batería
2. Luz de la pantalla
3. Calibración

8.1.4 Funciones del teclado



Modo LCR

1. Cambia a modo barrido y ajustes.
2. Cambia la frecuencia de la señal de prueba entre: 30Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz y 100kHz.
3. Cambia la amplitud de la señal de prueba entre: 0.2Vrms, 0.4Vrms, 1Vrms y auto.
4. Cambia el parámetro principal de la medida entre: L, C, R y Z.
5. Cambia el parámetro secundario de la medida entre: Q, D y A (ángulo de fase).
6. Cambia el modelo aplicado al componente entre serie y paralelo.

Modo barrido y ajustes

1. Cambia a modo LCR.
2. Desplazamiento hacia arriba dentro de las opciones del menú y submenú.
3. Desplazamiento hacia abajo dentro de las opciones del menú y submenú.
4. Entramos en el submenú de la opción elegida dentro del menú principal.
5. Regresamos a la pantalla anterior.
6. Cambiamos los valores de la opción elegida.

8.1.5 Descripción del funcionamiento

Modo LCR

En este modo de funcionamiento se aplica al componente bajo test una señal con la frecuencia y amplitud seleccionadas. Si el valor de la impedancia es mayor que el máximo medible, en la pantalla aparece una indicación OV+, si por el contrario es menor que el mínimo, la indicación es OV-.

En ocasiones puede ocurrir que para una amplitud seleccionada, al aumentar la resistencia de la red de realimentación la magnitud medida sea superior a la máxima, y al disminuirla sea inferior a la mínima, en este caso la indicación que aparece en la pantalla es Err.

Para obtener la medida más precisa basta con poner la amplitud en AUTO, con lo que se realizarán tres medidas, una para cada amplitud. El valor mostrado en la pantalla será para la amplitud que tenga la mayor señal de respuesta de la impedancia a la entrada del conversor analógico-digital del AD5933.

Modo barrido

En este modo de funcionamiento primero se debe seleccionar el intervalo de frecuencias de interés entre los seis disponibles, y al pulsar el botón ENTRAR iremos a un submenú en el que podremos elegir los puntos de frecuencia que queremos que tenga el barrido entre: 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256 y 511. La amplitud de la señal de prueba estará en auto.

El resultado de la medida puede visualizarse en la pantalla en forma de tabla.

Frec.	Imped.	Fase
100.0	45.86k	-0.109
112.5	46.02k	-0.368
125.0	45.87k	-0.094
137.5	45.79k	-0.370
150.0	45.98k	-0.304

Al pulsar sobre el botón desplazamiento hacia abajo, se muestran las cinco medidas siguientes.

Frec.	Imped.	Fase
162.5	45.93k	-0.313
175.0	45.86k	0.0185
187.5	45.85k	0.1551
200.0	45.92k	-0.360

Ajustes

En este menú podremos activar o desactivar la luz trasera de la pantalla LCD, ver la tensión de la batería o calibrar el sistema.

Para la calibración se ha usado el método de compensación de medición en las puntas de prueba (open/short leads). Este método supone que el efecto parasitario de los cables de medida puede ser representado por un circuito pasivo como el mostrado en la siguiente figura:

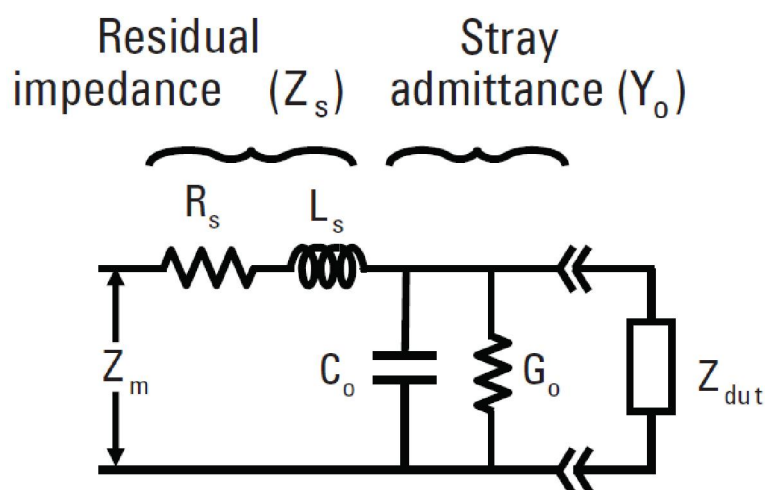


Figura 8.1 Modelo para los cables de medida.

Z_s = impedancia residual del cable.

Y_o = capacidad parásita que hay entre los conectores.

Con las puntas de prueba abiertas medimos $Y_o = G_o + j\omega C_o$, ya que la impedancia $Z_s = R_s + j\omega L_s$ es baja ($1/Y_o \gg Z_s$).

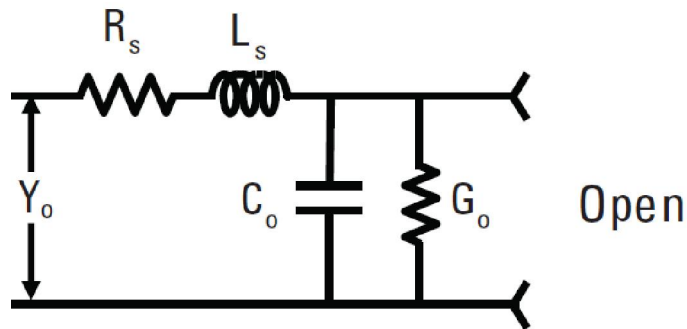


Figura 8.2 Medida con las puntas abiertas.

Luego, cortocircuitando las puntas se mide Z_s , ya que Y_o se anula.

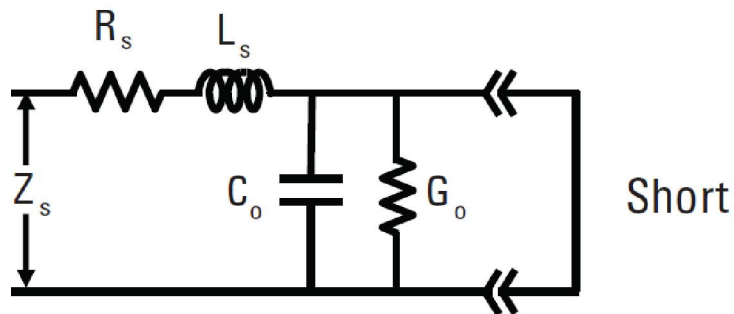


Figura 8.3 Medida con las puntas cortocircuitadas.

Una vez obtenidos estos valores, aplicamos el siguiente modelo:

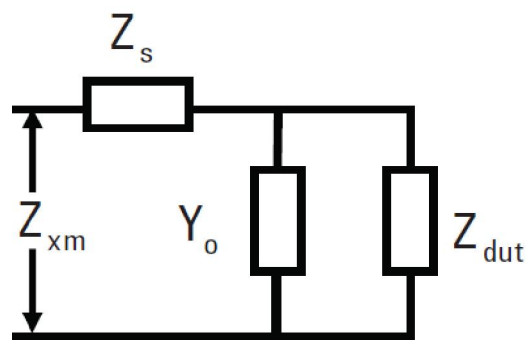


Figura 8.4 Circuito resultante.

El valor de la impedancia Z_{dut} se obtiene aplicando la siguiente ecuación para la corrección de la medida:

$$Z_{dut} = \frac{Z_{xm} - Z_s}{1 - (Z_{xm} - Z_s)Y_o}$$

Z_{dut} : Corrected DUT impedance

Z_{xm} : Measured DUT impedance

Y_o : Stray admittance

Z_s : Residual impedance

Para llevar a cabo este proceso en el medidor solo basta con seguir las indicaciones que se muestran en la pantalla. Al situarnos sobre la opción calibración y pulsar el botón flecha hacia derecha, se nos indica que abramos las puntas de prueba.



Con las puntas abiertas y tras pulsar de nuevo el mismo botón, comienza el proceso de medida de Y_o .



Una vez finalizada la medida de Y_0 , se nos indica que cortocircuitemos las puntas.



Pulsando el botón flecha hacia derecha comienza la medida de Z_S .



El medidor se encarga de forma automática de medir estos valores a las distintas frecuencias a las que va a trabajar, almacenándolos luego en la memoria para su posterior uso.

Gracias a la calibración conseguimos mejorar la precisión en las medidas para la escala más baja y la más alta.

8.2 ANEXO B: DATASHEETS.

Los datasheets contenidos en el CD del PFC son los siguientes:

1. AD5933
2. ADG708
3. AT24C64
4. DAC121C081
5. LM385-2.5
6. LTC6904
7. MAX1555
8. MAX1797
9. OPA355
10. PIC18F4550
11. 1N4148