

# TRABAJO FIN DE GRADO

Ingeniería Electrónica Industrial  
y Automática

**Sistema digital de medidas de potencia eléctrica  
mediante el procesador DSC-28377S con  
interconexión a distancia**



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

Alumno:

Alejandro Escribá Aparisi

Director:

Francisco José Gimeno Sales

# ÍNDICE

Capítulo 1	Introducción y objetivos.....	3
1.1	Introducción .....	3
1.2	Objetivos .....	4
Capítulo 2	Sistemas de medida de la potencia eléctrica. ....	5
2.1	Equipos de medidas y teorías de la potencia eléctrica. ....	5
2.2	Normativa sobre los equipos de medidas comerciales.....	6
2.3	Descripción general del sistema escogido .....	7
Capítulo 3	DISEÑO Y DESARROLLO HARDWARE .....	8
3.1	Necesidades .....	8
3.2	Acondicionamiento de señales de tensión .....	9
3.2.1	Estrategia.....	9
3.2.2	Aislamiento de la etapa de potencia - Amplificadores de aislamiento: ACPL-790A9	
3.2.3	Aplicación con el ACPL-790A .....	10
3.2.4	Adecuación al rango de tensiones del ADC.....	13
3.2.5	Filtro antialiasing .....	17
3.2.6	Simulación en Matlab – Simulink .....	19
3.3	Acondicionamiento de señales de corriente.....	23
3.3.1	Estrategia.....	23
3.3.2	Sensores de efecto Hall: ACS-712.....	23
3.3.3	Aplicación con ACS712-20A.....	24
3.3.4	Adecuación al rango de tensiones del ADC.....	26
3.3.5	Simulación .....	29
3.4	Otros aspectos hardware .....	32
Capítulo 4	DISEÑO Y DESARROLLO SOFTWARE .....	33
4.1	Introducción a los controladores digitales de señal.....	33
4.1.1	Familia C2000 – Texas Instruments.....	33
4.1.2	El TMS320F28377S MCU .....	34
4.2	El lenguaje C .....	37
4.3	Entorno de programación Code Composer Studio (CCS).....	37
4.3.1	Vista modo de edición .....	38
4.3.2	Vista modo depuración .....	39
4.4	Estrategia de cálculo de las medidas .....	40
4.4.1	Interrupción del ADC .....	40

4.4.2	Algoritmos de cálculo .....	46
4.5	Comunicaciones .....	53
4.5.1	Introducción comunicación serie .....	53
4.5.2	Protocolo de comunicación Modbus.....	53
4.5.3	Modbus capa de enlace de datos.....	55
4.5.4	Modo de transmisión RTU (Remote Terminal Unit).....	55
4.5.5	Trama en el modo de transmisión RTU .....	56
4.5.6	Implementación de Modbus en el DSC .....	58
Capítulo 5	VISUALIZACIÓN DE LOS RESULTADOS .....	59
5.1	Linux en sistemas embebidos .....	59
5.2	Node-Red.....	60
5.2.1	Modbus en node-red.....	61
5.2.2	El Dashboard de node-red.....	62
5.2.3	Interconectando nodos .....	62
Capítulo 6	MONTAJE EXPERIMENTAL.....	63
6.1	Caracterización del hardware de sensado .....	63
6.2	Interconexión del hardware y Calibración el sistema .....	69
6.3	Prueba del de monitorización .....	71
Capítulo 7	Referencias. ....	77
Capítulo 8	Presupuesto.....	78
8.1	Introducción .....	78
8.2	Equipamiento utilizado .....	79
8.3	Desglose de costes .....	81
8.4	Presupuesto .....	83
8.5	Resumen de costes.....	85

# Capítulo 1 Introducción y objetivos.

## 1.1 Introducción

Como se indica en [1], las primeras teorías de la potencia eléctrica desarrolladas a principios del siglo XX definían correctamente todos los fenómenos físicos (eficientes y no eficientes), presentes en la red eléctrica donde las tensiones y corrientes eran completamente senoidales y equilibradas.

Con la llegada de las cargas no lineales las cuales consumen corrientes no senoidales, aparecen en las redes eléctricas nuevos fenómenos no eficientes que las teorías clásicas no son capaces de cuantificar.

En el intento de identificar y cuantificar todos los fenómenos que actualmente se pueden dar en la red eléctrica se han propuesto diferentes teorías de la potencia eléctrica a lo largo de los años. Por ejemplo, el Std. 100 de IEEE que implementan numerosos equipos comerciales, o el Std. 1459 más novedoso pues ascendió a norma "full use" en 2010.

La mayor parte de los equipos de medidas comerciales que se utilizan actualmente siguen considerando que las tensiones y corrientes son senoidales, o presentan valores de distorsión muy bajos (<2%), lo que indica que sus medidas se siguen basando en las teorías clásicas de la potencia eléctrica no contemplando todos los fenómenos físicos debidos a las cargas no lineales y desequilibradas.

Con la nueva definición de la potencia eléctrica del IEEE Std.1459 es posible, por ejemplo, identificar todas las magnitudes de potencia en cualquier tipo de sistema eléctrico. Por ello se hace necesario el diseño e implementación de nuevos medidores basados en dicha teoría, capaces de cuantificar cada uno de los términos eficientes y no eficientes presentes en la red.

La utilidad de estos nuevos equipos de medidas se hace evidente teniendo en cuenta que los medidores comerciales que se utilizan para medir y penalizar a los usuarios no eficientes basan sus medidas en corrientes y tensiones senoidales, aumentando el error en la medida cuanto más se alejan de dichas condiciones. Resulta necesario el desarrollo de equipos de medida que posibiliten la implementación de algoritmos como los presentados en la IEEE Std.1459 para la correcta medición de fenómenos y su tarificación.

## 1.2 Objetivos

El trabajo presentado en este TFG se enmarca en el área de los sistemas de medidas digitales para la medida de la potencia eléctrica en sistemas trifásicos.

Se plantean los siguientes objetivos:

- Diseñar un hardware para un sistema de medidas versátil y económico capaz de permitir una evolución hacia las nuevas teorías de la potencia eléctrica.
- Realizar una implementación sencilla basada en las teorías clásicas de la potencia eléctrica que valide la metodología escogida pero que permita una posterior evolución hacia estándares más completos como el IEEE Std. 1459
- Desarrollar un sistema de monitorización web accesible desde cualquier dispositivo fijo o portátil capaz de acceder a un portal http.
- Obtener las medidas en tiempo real por ciclo de red

## Capítulo 2 Sistemas de medida de la potencia eléctrica.

A continuación, se presenta una introducción a los sistemas de medida que se han ido implementando en los distintos equipos de medida desarrollados a lo largo del tiempo [1].

### 2.1 Equipos de medidas y teorías de la potencia eléctrica.

A lo largo de la historia se han desarrollado múltiples equipos de medida basados en las distintas teorías de la potencia eléctrica que han sido propuestas por los distintos autores. Hoy la mayor parte de los equipos de medidas comerciales siguen las recomendaciones propuestas en el IEEE Std. 100 para identificar las magnitudes eléctricas. Dichas magnitudes están pensadas para casos de corrientes y tensiones que sean completamente senoidales y equilibradas en el caso trifásico, no teniendo en cuenta las demás situaciones que se puedan dar con respecto a tensiones, corrientes. El desarrollo de las distintas teorías de la potencia eléctrica ha estado ligado a la evolución que ha sufrido el sistema eléctrico a lo largo de la historia y como se ha comentado en el capítulo 1 las primeras teorías de la potencia eléctrica definían los fenómenos físicos en los sistemas eléctricos con corrientes y tensiones completamente senoidales y equilibradas en el caso trifásico. A medida que las cargas no lineales conectadas al sistema eléctrico han ido aumentando, han surgido diferentes teorías de la potencia eléctrica en donde se ha intentado dar explicación a los nuevos fenómenos físicos que han surgido.

Aunque como se ha comentado a lo largo de la historia se han desarrollado distintos equipos de medidas de la potencia eléctrica basados en las distintas teorías que se han ido desarrollando, a día de hoy los equipos de medidas comerciales se siguen diseñando teniendo en cuenta que las medidas se realizarán sobre sistemas de tensiones y corrientes senoidales y equilibrados en el caso trifásico, considerando únicamente los errores máximos cometidos en la medida en los casos de distorsión de tensión o corriente. Existe una gran discusión entre la comunidad científica sobre la necesidad de adaptar los sistemas de medidas a las nuevas condiciones de funcionamiento de la red eléctrica, y de cómo los sistemas de medidas deben de garantizar una correcta medición bajo cualquier situación que se pueda dar en la red eléctrica, además de ser capaces de medir las distintas magnitudes correspondientes a los distintos fenómenos físicos presentes en ese momento en la red.

En los tradicionales medidores electromecánicos de energía eléctrica resultaba imposible integrar el contenido armónico en la medida realizada ya que su comportamiento en régimen estacionario correspondía a un filtro para todos los armónicos excepto el fundamental. La llegada en la década de los 80 de los medidores estáticos de energía basados en microprocesadores supuso la capacidad de integrar en las medidas los distintos fenómenos presentes en la red eléctrica y con ello, el debate sobre la necesidad de hacerlo. Las nuevas posibilidades ofrecidas por los medidores estáticos han provocado que los distintos fabricantes de equipos hayan integrado en sus dispositivos de medidas distintas fórmulas correspondientes a las distintas teorías de la potencia eléctrica para la medida de los diferentes fenómenos que se puedan dar en la red. La integración de dichas fórmulas se hace de forma complementaria a la integración de las ecuaciones que exige la normativa de equipos de medidas, en donde como se analizará en el apartado (2.2), los equipos de medidas deben de presentar un correcto funcionamiento bajo condiciones de tensiones y corrientes senoidales.

## 2.2 Normativa sobre los equipos de medidas comerciales.

Aunque los fabricantes de equipos de medidas introducen en sus equipos cada vez más funciones nuevas para la medida de magnitudes eléctricas bajo condiciones no senoidales la normativa que debe cumplir cualquier equipo de medidas comercial no contempla la medida de otras magnitudes eléctricas que no sean las correspondientes a un sistema de tensiones y corrientes senoidales, y equilibradas en el caso trifásico.

En el análisis presentado sobre la normativa que deben cumplir los equipos de medidas de las magnitudes eléctricas (sobre todo los que se utilizan como elementos de tarificación de energía), se definen cuáles deben ser los modos de funcionamiento bajo condiciones de corrientes y tensiones senoidales y se define el error máximo que puede cometer dicho equipo en el supuesto caso de que no se cumpla dicha condición.

La norma UNE-EN 62052 -11 “Equipos de medida de la energía eléctrica (ca)” en su parte 11, correspondiente a los equipos de medidas, define que las normas correspondientes a potencias reactivas son sólo aplicables a intensidades y tensiones sinusoidales que contienen únicamente la frecuencia fundamental. La misma norma define la potencia reactiva como el producto del valor eficaz de la corriente por la tensión, por el seno del ángulo de fase entre ambas, y define de esta forma que es lo que debe medir un equipo comercial en lo que se refiere a la potencia reactiva. A la vista de lo que expresa la norma queda claro que cualquier equipo de medidas comercial no debe tener en cuenta la distorsión armónica o el desequilibrio presente en las tensiones y corrientes que se utilice para realizar los cálculos necesarios en la medida de la energía reactiva, ya que en la propia definición hecha por la normativa sobre la energía reactiva se supone que las tensiones y corrientes son puramente senoidales a la frecuencia fundamental.

## 2.3 Descripción general del sistema escogido

En el presente TFG se presenta un sistema de medidas que empleando un hardware que ofrece una resolución en la medida suficiente y un software que permite la sincronización con la red permitirían la implementación del IEE1459 en una segunda fase del proyecto. Sin embargo, con la intención de validar el sistema se propone una implementación más sencilla en cuanto a teoría de la potencia eléctrica se refiere.

El sistema consta de tres elementos conectados que realizan diferentes tareas en el proceso de medida: el circuito de sensado, el procesador digital de señales, y la raspberry pi.

La estrategia para realizar las medidas es la siguiente:

El circuito de sensado se encarga de transformar las señales de tensión y corriente de cada fase en señales que puedan ser leídas por el conversor analógico-digital con el que cuenta nuestro DSC.

Estas señales serán leídas con una frecuencia de muestreo determinada. El DSC se sincronizará a la red mediante un PLL que le permitirá guardar un periodo de cada una de las señales de tensión y corriente discretizadas en memoria. Una vez llenos este buffer, el DSC calculara mediante diferentes algoritmos las magnitudes más relevantes del sistema y guardara los resultados volviendo nuevamente a sincronizarse con la red para efectuar nuevas medias.

Los resultados se envían a través del puerto serie a una raspberry pi mediante el protocolo Modbus RTU. La raspberry ejecuta un flujo o programa dentro del entorno de node-red que se encarga de manejar esta comunicación además de crear un servicio web donde cualquier dispositivo de la red puede acceder para ver las medidas.



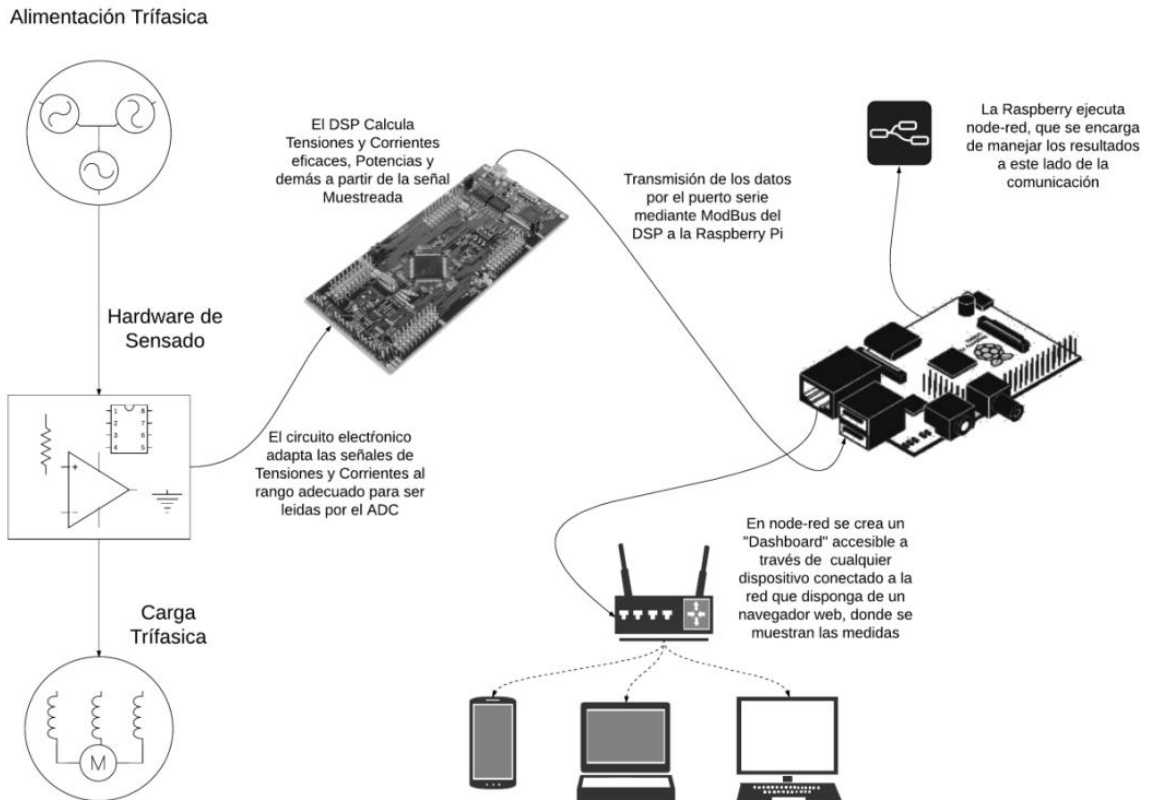


Figura 1. Diagrama global del sistema de medidas

## Capítulo 3 DISEÑO Y DESARROLLO HARDWARE

### 3.1 Necesidades

Se debe resaltar la necesidad de diferenciar dos regiones aisladas dentro del mismo circuito: la parte de potencia, conectada directamente al cableado trifásico, y la parte digital que irá conectada al DSC. Cada una con una referencia (GND) y una alimentación distintas y aisladas entre sí.

Por otra parte, el ADC del micro trabaja en el rango de 0 – 3.3 V por lo que será necesario transformar las señales de tensión y corriente de cada una de las fases en señales de tensión en ese rango. Para que el sistema de medidas sea preciso la información que las anteriores señales transportan no debe verse alterada, en la medida de lo posible, durante el proceso de transformación. Esto implica recurrir a filtros pasabajo para hacer frente principalmente a dos cuestiones: el aliasing asociado al muestreo de las señales y el ruido que se superpone durante el procesado electrónico en sí mismo (circuitos integrados, conmutaciones, acoplamientos, etc).

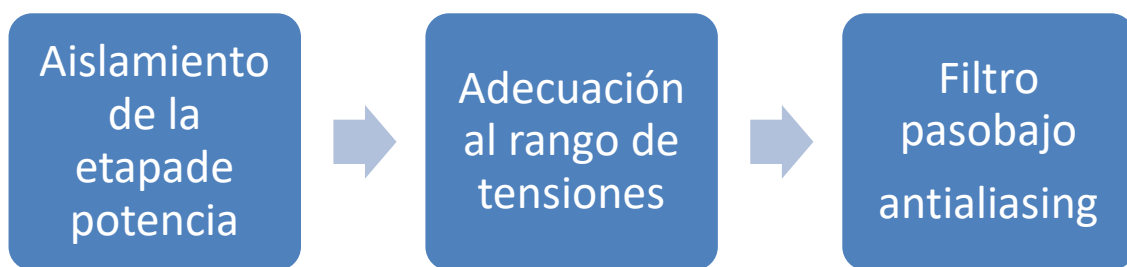
## 3.2 Acondicionamiento de señales de tensión

### 3.2.1 Estrategia

Se pretende medir las tensiones de fase, esto es la tensión entre cada una de las fases y el neutro. Sin embargo, el neutro no es accesible en muchos de los sistemas trifásicos, por lo que necesitamos generar una referencia virtual (neutro virtual) empleando para ello el punto central de una carga trifásica resistiva equilibrada en estrella. Este punto será la referencia de 0V de la parte de potencia, pudiéndose conectar al neutro del sistema si estuviera accesible. Esto permite medir sistemas tanto equilibrados como desequilibrados.

Partiendo de esta base se replicará el mismo circuito para las tres señales de tensión.

Lo primero que haremos será aislar la parte de potencia del resto del circuito empleando amplificadores de aislamiento (*“Isolation Amplifiers”*). Una vez tenemos una señal aislada de la parte de potencia debemos conseguir ajustarla al rango del ADC, por lo que tendremos que ajustar la ganancia y además añadir cierto valor de offset a la señal. Por último, se hace pasar a la señal por un filtro antialiasing antes de ser entregada al ADC del DSP.



**Figura 2.** Diagrama de las etapas de acondicionamiento de las señales de tensión

### 3.2.2 Aislamiento de la etapa de potencia - Amplificadores de aislamiento: ACPL-790A

Los amplificadores de aislamiento (*“Isolation Amplifiers”*) son circuitos integrados que entregan a su salida una señal proporcional a la de entrada, pero eléctricamente aislada. Esto resulta especialmente útil cuando se trabaja en la entrada con tensiones muy elevadas con respecto al resto del circuito, como es el caso que nos compete. Estos circuitos integrados en su mayoría están doblemente alimentados (alimentación de la etapa de potencia y alimentación de la etapa digital).

Aunque existen diferentes clasificaciones, aquí hablaremos del modelo concreto empleado en este proyecto, el ACPL-790A de Avago.

Se trata de un amplificador de aislamiento diseñado específicamente para el sensado de tensiones y corrientes en convertidores electrónicos de potencia. Tanto la entrada como la salida trabajan en configuración diferencial. El rango máximo de tensiones de entrada es de  $\pm 300\text{mV}$ , aunque el datasheet recomienda no sobrepasar los  $\pm 200\text{mV}$ , pues por encima no aseguran la linealidad del sistema. Tiene una ganancia interna de  $8.2 \text{ V/V} \pm 1\%$ .

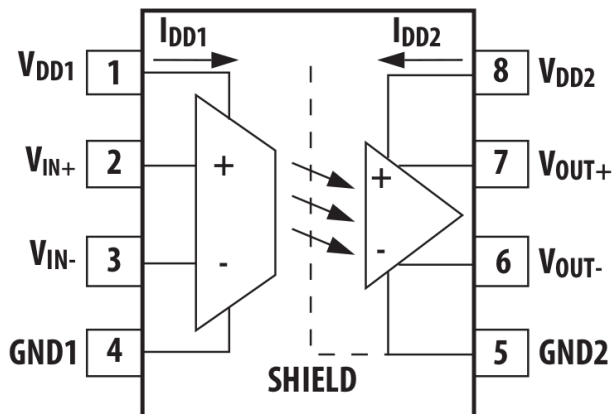


Figura 3. Diagrama funcional del ACPL-790

### 3.2.3 Aplicación con el ACPL-790A

Adentrándonos ya en el problema técnico propiamente dicho debemos conseguir una señal proporcional a la tensión de red en los niveles de tensión recomendados por el fabricante de nuestro amplificador de aislamiento. Para ello emplearemos un divisor de tensión resistivo. Este debe tener una impedancia elevada para consumir la menos potencia posible de la red, pero a la vez debe permitir la excitación de la entrada del integrado.

Recordamos que deseamos medir las tensiones de fase, y que tomamos como referencia un neutro virtual fabricado con tres resistencias en estrella (que puede o no estar conectado al neutro real). Entonces sabemos que las tensiones estándares de fase son de 230 V eficaces. Para hallar la tensión máxima que podremos leer con nuestro sensor debemos hallar la amplitud máxima que equivale la tensión eficaz nominal y además dejaremos un margen del 10% por encima de ese valor de pico.

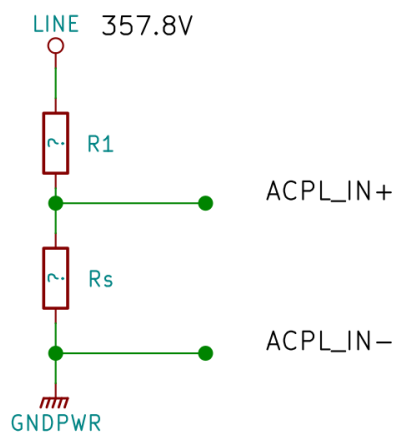
Sabemos que la relación entre tensión eficaz y amplitud en señales senoidales es:

$$V_p = V_{RMS} \cdot \sqrt{2}$$

Por tanto, y teniendo en cuenta el margen del 10%:

$$V_p = V_{RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot 1.1 = 230 \cdot \sqrt{2} \cdot 1.1 = 357.8 V_p$$

Ahora debemos calcular los valores de resistencias del divisor para que se ajuste la entrada máxima al valor máximo de amplitud esperado en las señales de tensión de fase. Despreciaremos de momento la corriente que entra al amplificador.



**Figura 4.** Divisor de tensión a la entrada del amplificador de aislamiento

R1 debe fijarse a un valor alto, para no consumir potencia, y ajustar Rs para obtener 200mV ante la entrada máxima. Si elegimos  $R1 = 560K$ , y teniendo en cuenta que

$$V_{IN+} = V_p \cdot \frac{R_s}{R_s + R1} \quad y \quad V_{IN-} = 0$$

Podremos calcular Rs:

$$0.2 = 357.8 \cdot \frac{R_s}{R_s + 560 \cdot 10^3} \rightarrow R_s = 313.2 \Omega$$

Buscamos el valor de resistencia más cercano de la serie E24, con lo que  $R_s = 330 \Omega$ .

Ahora recalculamos para ese valor nominal:

$$V_{IN+} = 357.8 \cdot \frac{330}{330 + 560 \cdot 10^3} = 0.211 V$$

También podemos calcular la corriente que atraviesa el divisor y la potencia disipada en él:

$$I_{div}(RMS) = \frac{V_{RMS}}{R_{div}} = \frac{230 \cdot 1.1}{560K + 330} = 4.515 \cdot 10^{-4} A \quad *$$

$$P_{div} = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \cdot \cos(0) = 230 \cdot 1.1 \cdot 4.515 \cdot 10^{-4} = 0.114 W \quad *$$

(\*)Valores máximos despreciando la corriente de polarizacion del amplificador

Por otra parte, el fabricante nos recomienda realizar la conexión tal y como se muestra en la Figura 5, por lo que esto, en combinación con las impedancias teóricas de entrada del amplificador haría variar ligeramente los cálculos. Sin embargo, esto no tiene relevancia en la fase de diseño, pues la implementación real aportaría nuevos errores (ejemplo: la tolerancia de las resistencias) que eliminarían la precisión matemática de unos cálculos más rigurosos.

Posteriormente en la simulación del sistema podremos ajustar más los cálculos a la realidad.

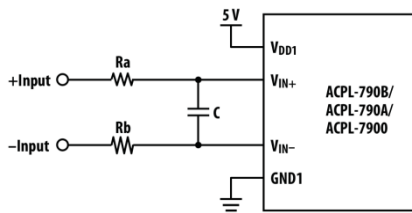


Figura 5. Diagrama de conexión recomendado por el fabricante

Continuando con el proceso de aislamiento de la señal, el amplificador nos ofrece una salida en configuración diferencial igual a la entrada por una ganancia. Según el fabricante esta ganancia es de 8.2 V/V, por lo que si esperamos tener como máximo 0.211V a la entrada, el valor de amplitud máxima a la salida del amplificador de aislamiento será:

$$V_{pout} = 8.2 \cdot 0.211 = 1.73 V_p$$

Esta señal ya estaría referenciada a la masa digital y podremos trabajar con ella de forma segura. En la Figura 6 se muestra la etapa completa.

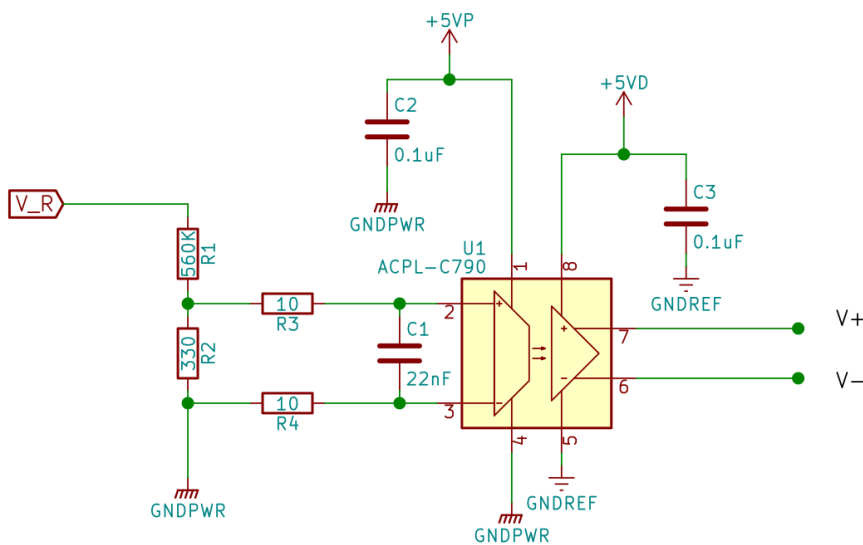


Figura 6. Aislamiento de la señal de tensión de la fase R

Los condensadores C2 y C3 sirven para la estabilización de la alimentación de los integrados. Estos deben ubicarse de manera que estén lo más pegados posible al chip en la PCB. Además, podemos observar aquí las dos alimentaciones aisladas: alimentación de potencia (+5VP) y alimentación digital (+5VD).

### 3.2.4 Adecuación al rango de tensiones del ADC

Una vez obtenida una señal aislada debemos ajustar sus niveles de tensión para poder entregarla al conversor analógico-digital del DSC.

El ACPL nos entrega una señal en configuración diferencial que deberemos pasar a single-ended. Además, sumaremos un valor de offset. Para ello utilizaremos amplificadores operacionales. Pero primero vamos a concretar a que valores de tensión debemos ajustar la señal.

En capítulos posteriores hablaremos más extensamente del conversor analógico-digital que vamos a emplear, sin embargo, ahora adelantamos que se trata de un conversor con un fondo de escala máximo de 3.3 V, y referenciado a masa (0V), al menos tal y como va a utilizarse en esta aplicación. No obstante, para asegurarnos tomaremos 3V como la tensión máxima real que el ADC puede digitalizar de manera fiable.

En el apartado anterior calculamos que para la máxima tensión esperada en la red obtendríamos una señal de 1.73V de pico, es decir, una señal que varía entre -1.73 V y 1.73 V. Por lo que:

$$V_{pp} = 1.73 \cdot 2 = 3.46 V$$

Esta señal está centrada en los 0V, es decir no tiene offset y como el ADC no admite tensiones negativas debemos ajustar el valor medio de la señal al valor medio del rango de entrada. Esto es:

$$V_{offset} = \frac{3V}{2} = 1.5V$$

Es decir, tendremos que sumar 1.5V a la señal entregada por el amplificador de aislamiento.

Ahora debemos ajustar la señal para que su tensión de pico a pico sea como máximo de 3V (y centrada en los 1.5V), calculamos la ganancia que debe tener el sistema:

$$G_v = \frac{3.00}{3.46} = 0.867 V/V$$

Resumiendo, debemos encontrar un sistema que transforme la señal de configuración diferencial a single-ended aplicando una ganancia de 0.867 V/V y que sume un offset de 1.5 V.

Analicemos el circuito de la figura 7.

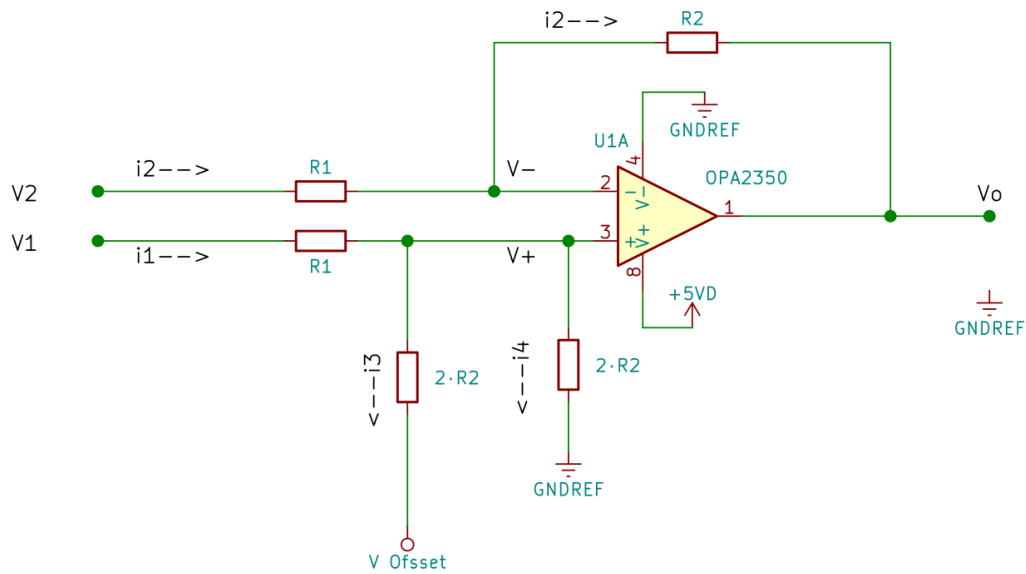


Figura 7. Amplificador diferencial sumador

Asumiremos que la impedancia de entrada al operacional es infinita y por lo tanto no entra corriente por los pines 2 y 3. Además como esta realimentado negativamente consideraremos las tensiones en dichos pines iguales:

$$v_{(+)} = v_{(-)}$$

Entonces la corriente que atraviesa R1 y R2 de la rama negativa es la misma:

$$i_2 = \frac{v_2 - v_{(-)}}{R1} = \frac{v_{(-)} - v_o}{R2}$$

Y la corriente de la rama positiva  $i_1$  se divide en  $i_3$  e  $i_4$ :

$$i_1 = i_3 + i_4, \quad i_1 = \frac{v_1 - v_{(+)}}{R1}, \quad i_3 = \frac{v_{(+)} - v_{off}}{2 \cdot R2}, \quad i_4 = \frac{v_{(+)} - 0}{2 \cdot R2}$$

Por lo que:

$$\frac{v_1 - v_{(+)}}{R1} = \frac{v_{(+)} - v_{off}}{2 \cdot R2} + \frac{v_{(+)} - 0}{2 \cdot R2}$$

Y atendiendo al cambio de nomenclatura,

$$v_{(+)} = v_{(-)} = v_x$$

obtenemos el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\frac{v_1 - v_x}{R1} = \frac{v_x - v_{off}}{2 \cdot R2} + \frac{v_x}{2 \cdot R2}, \quad \frac{v_2 - v_x}{R1} = \frac{v_x - v_o}{R2}$$

Descomponiendo en ambas ecuaciones cada sumando por separado y ordenando llegamos a las expresiones e1 y e2

$$\frac{v_1 - v_x}{R1} = \frac{v_x - v_{off}}{2 \cdot R2} + \frac{v_x}{2 \cdot R2} \rightarrow \frac{v_1}{R1} - \frac{v_x}{R1} = \frac{v_x}{2 \cdot R2} - \frac{v_{off}}{2 \cdot R2} + \frac{v_x}{2 \cdot R2} \rightarrow \frac{v_1}{R1} - \frac{v_x}{R1} = \frac{v_x}{R2} - \frac{v_{off}}{2 \cdot R2}$$

$$\frac{v_x}{R1} + \frac{v_x}{R2} = \frac{v_1}{R1} + \frac{v_{off}}{2 \cdot R2} \quad (e1)$$

$$\frac{v_2 - v_x}{R1} = \frac{v_x - v_o}{R2} \rightarrow \frac{v_2}{R1} - \frac{v_x}{R1} = \frac{v_x}{R2} - \frac{v_o}{R2}$$

$$\frac{v_x}{R1} + \frac{v_x}{R2} = \frac{v_2}{R1} + \frac{v_o}{R2} \quad (e2)$$

Ahora podemos deshacernos de  $v_x$  igualando ambas expresiones:

$$e1 = e2$$

$$\frac{v_2}{R1} + \frac{v_o}{R2} = \frac{v_1}{R1} + \frac{v_{off}}{2 \cdot R2}$$

$$\frac{v_o}{R2} = \frac{v_1}{R1} - \frac{v_2}{R1} + \frac{v_{off}}{2 \cdot R2}$$

$$v_o = \frac{R2 \cdot v_1}{R1} - \frac{R2 \cdot v_2}{R1} + \frac{R2 \cdot v_{off}}{2 \cdot R2}$$

Ordenando términos y despejando  $v_o$  llegamos a la expresión:

$$v_o = \frac{R2}{R1}(v_1 - v_2) + \frac{v_{off}}{2}$$

Dejando de lado el offset tenemos que la ganancia del sistema es  $G_v = \frac{R2}{R1}$  y tal y como calculamos anteriormente:

$$G_v = \frac{R2}{R1} = 0.867$$

Fijando  $R2 = 10K$ ,

$$\frac{10K}{R1} = 0.867 \rightarrow R1 = \frac{10}{0.867} = 11.534K$$

Tomaremos el valor más cercano de la serie E24, por lo que:

$$R2 = 10K, \quad R1 = 12K, \quad G = \frac{10}{12} = 0.833 V/V$$



Ahora debemos inyectar la tensión de offset correcta. Como queremos un valor medio de 1.5V entonces:

$$v_{off} = 2 \cdot 1.5 = 3.00 \text{ V}$$

Para conseguir este nivel de voltaje haremos uso de un divisor de tensión resistivo y para que la tensión de offset no varíe según la corriente que pasare a través del amplificador sumador anterior ponemos un buffer en medio, tal y como vemos en la figura 8

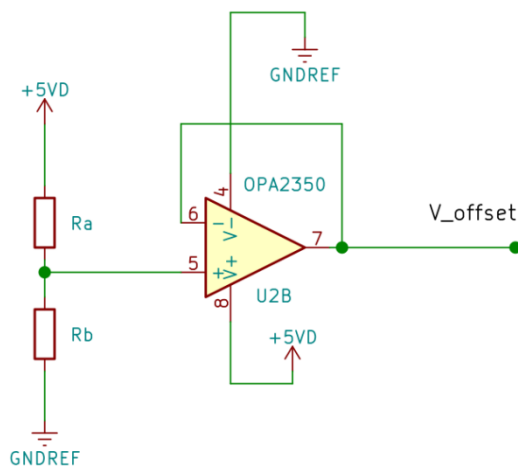


Figura 9. Circuito de inyección del offset

Sabemos que Ra y Rb deben cumplir la siguiente relación:

$$v_{off} = 5 \cdot \frac{Rb}{Ra + Rb} = 3.00$$

Por lo que fijando una, obtendremos la otra:

$$Ra = 33K \rightarrow 3.00 = 5 \cdot \frac{Rb}{33 + Rb} \rightarrow Rb = 49.5K$$

El valor de resistencia nominal más cercano es de 47K, lo que nos dejaría un valor medio en la señal de:

$$\frac{v_{off}}{2} = \frac{1}{2} \cdot 5 \cdot \frac{47}{33 + 47} = 1.47 \text{ V}$$

Esto sería una buena aproximación, sin embargo, ante la entrada máxima esperada la señal se vería recortada en el semiciclo negativo, y dado que en las tensiones positivas tenemos algo más de margen (recordemos que el fondo de escala del ADC en teoría llega hasta los 3.3V – 0.3 Voltios de margen), pues ajustaremos Rb a valores superiores.

En este caso tomaremos  $R_b=55K$  como concatenación de dos resistencias en serie de 22K y 33K. Lo que nos dejaría el siguiente valor medio:

$$\frac{v_{off}}{2} = \frac{1}{2} \cdot 5 \cdot \frac{55}{33 + 55} = 1.56 V$$

Con todo esto podemos calcular cuales serían los valores máximo y mínimo de entrada al ADC para la amplitud máxima de tensión de fase esperada:

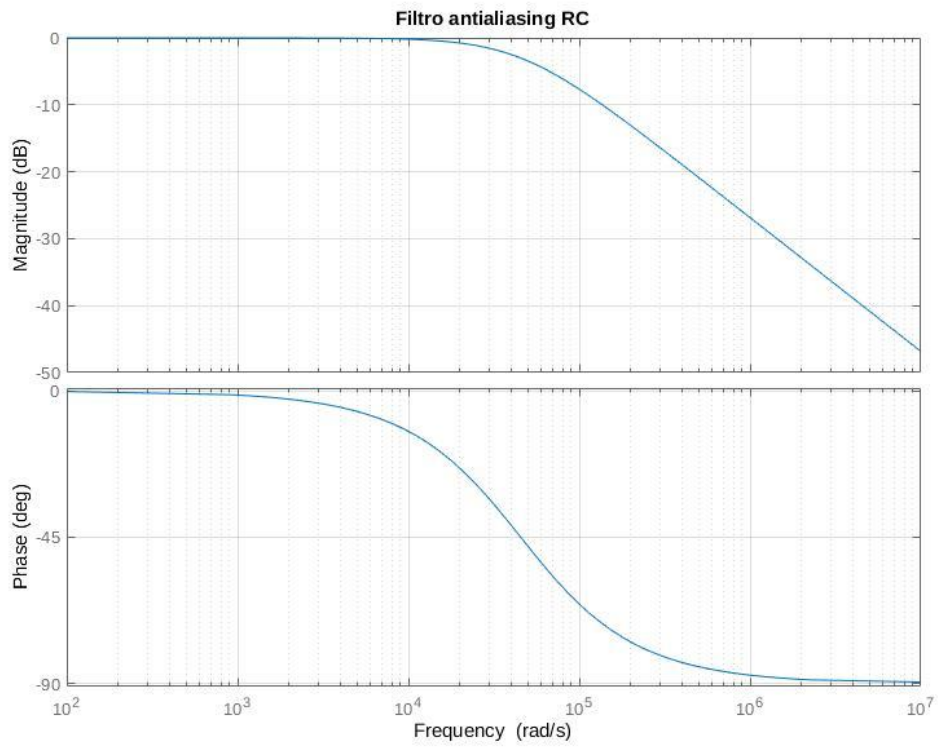
$$V_{ADC\_Max} = v_p(+)\cdot G_v + \frac{v_{off}}{2} = 1.73 \cdot 0.833 + 1.56 = 3.001 V$$

$$V_{ADC\_min} = v_p(-)\cdot G_v + \frac{v_{off}}{2} = -1.73 \cdot 0.833 + 1.56 = 0.119 V$$

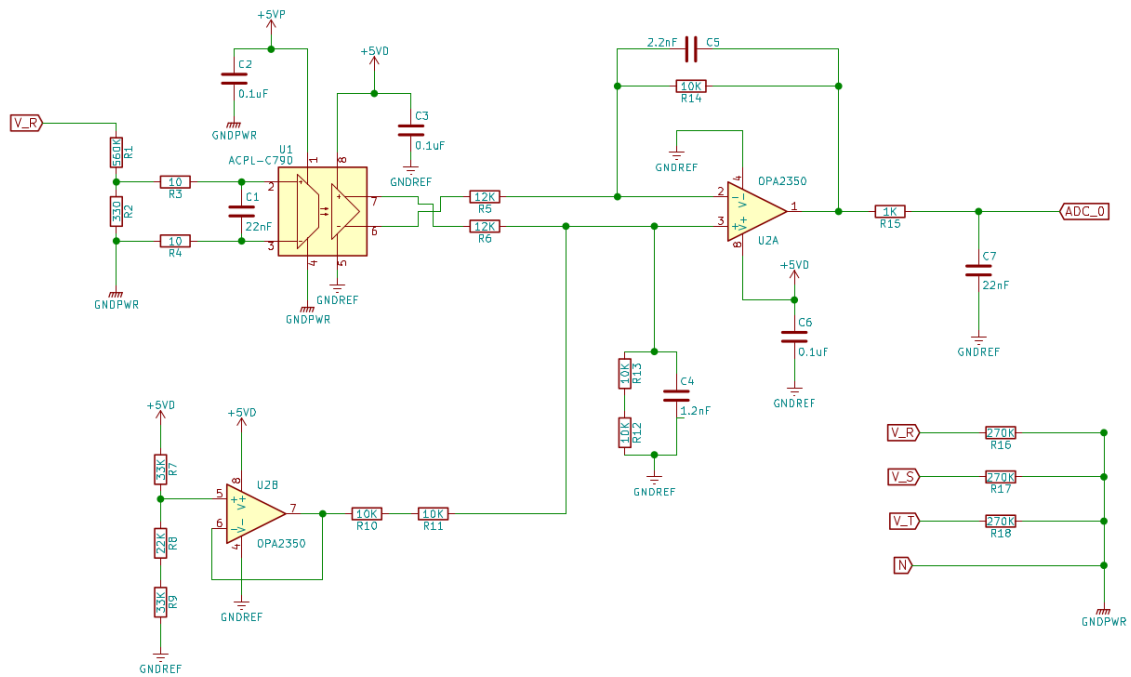
### 3.2.5 Filtro antialiasing

El efecto aliasing surge como consecuencia de la discretización de una señal continua, pues el espectro de dicha señal discreta se vuelve periódico de periodo igual a la frecuencia de muestreo, pero repartido en valores de frecuencias positivas y negativas. Esto significa que el espectro útil de una señal discreta está comprendido entre  $[-\frac{f_{sw}}{2}, +\frac{f_{sw}}{2}]$ . Por lo que si la señal continua contiene alguna componente frecuencial mayor a la mitad de la frecuencia de muestreo ( $\frac{f_{sw}}{2}$ ), esta aparecerá en la señal discreta como otra componente espectral diferente (un subarmónico). Se produciría lo que se denomina solapamiento espectral. Esto implicaría que la señal discreta no representaría la señal continua, sino otra señal diferente. Es por esto por lo que el teorema de Nyquist marca la frecuencia de muestreo mínima como el doble de la frecuencia máxima que se desee adquirir (y ser interpretada correctamente) por un sistema de muestreo.

Por lo tanto y a fin de evitar que se produzca el efecto aliasing optamos por filtrar la señal antes del ADC con un filtro paso bajo, que elimine todas las componentes frecuenciales por encima de un determinado valor. Teóricamente ese valor debería ser al menos la mitad de la frecuencia de muestreo. Si muestreamos a  $f_{sw} = 25.6kHz$ , deberíamos filtrar con una frecuencia de corte  $f_c \leq \frac{f_{sw}}{2} = 12.8kHz$ . Sin embargo, elegimos una frecuencia de corte  $f_c = 7kHz$  por dos razones. La primera que no deseamos ver componentes armónicas más allá de los 7kHz en este sistema. La segunda viene implícita con el tipo de filtro que vamos a usar. Se trata de un filtro RC que ofrece una pendiente de 20dB/dec de caída de la ganancia, por lo que si colocáramos una frecuencia de corte más alta correríamos el riesgo de ver alguna componente armónica no deseada que provocase aliasing en la señal discreta. A continuación, se muestra el diagrama de bode del filtro escogido y el circuito de adecuación de tensión completo, incluido el filtro antialiasing en la salida.



**Figura 10.** Diagrama de bode del filtro antialiasing



**Figura 11.** Adecuación de la señal de tensión de la fase R, esquemático del circuito completo

### 3.2.6 Simulación en Matlab – Simulink

Mediante la herramienta simulink de Matlab podemos simular circuitos electrónicos haciendo uso de la librería simscape.

Para simular el amplificador de aislamiento podemos emplear una fuente de tensión controlada por tensión. Ahora sí tendremos en cuenta tanto las impedancias de entrada como de salida proporcionadas por el fabricante en la hoja de características del ACPL\_790A.

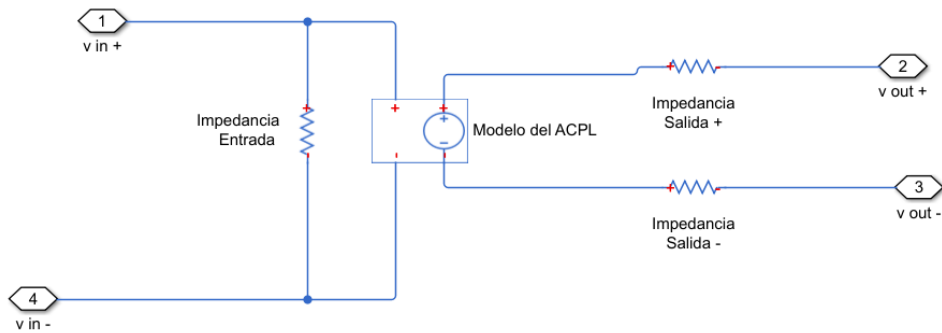


Figura 12. Modelo para la simulación del ACPL-790A

Para el resto de componentes, la librería simscape incluye sus modelos correspondientes. Además, contamos con bloques para medir tensiones y corrientes:

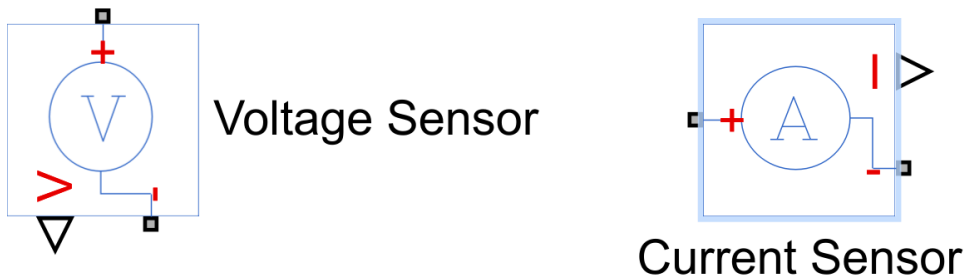


Figura 13. Bloques para medir tensión y corriente en Simulink

Simulink permite exportar los datos de la simulación al entorno de trabajo de Matlab. Esto nos permite manejar los resultados de la simulación con más facilidad.

En la siguiente figura podemos ver el circuito completo de tensión simulado en el entorno de Simulink, con sus correspondientes elementos de adquisición de resultados.

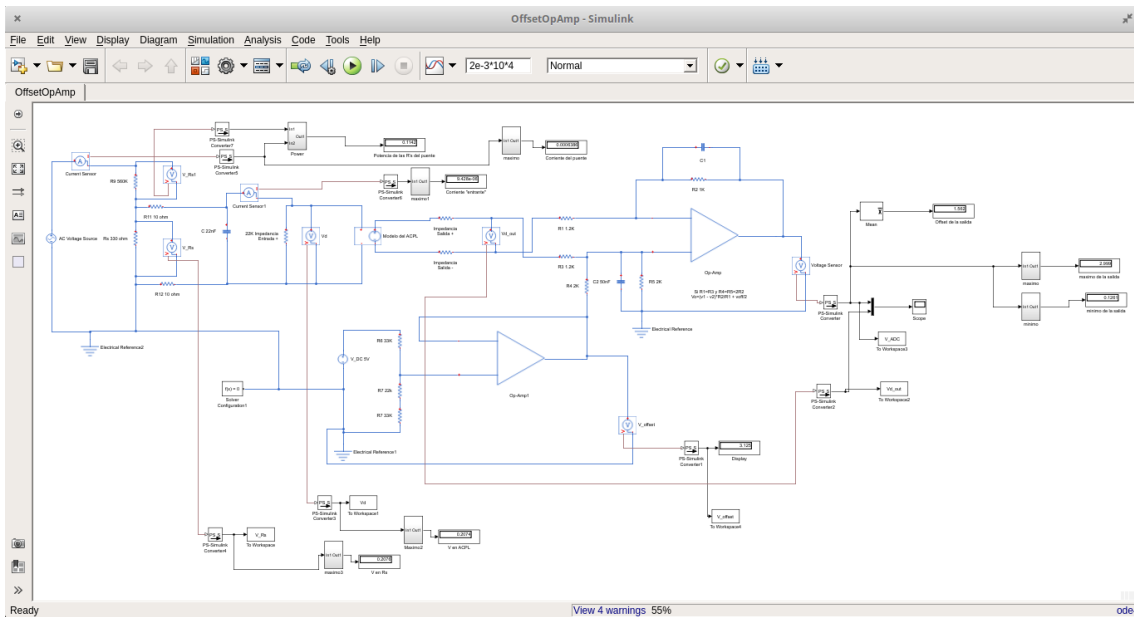


Figura 14. Simulación de la etapa de tensión con Simulink

A continuación, se comentarán los aspectos más relevantes de los resultados de la simulación.

La Figura 15 muestra la relación global entre entrada y salida del sistema. Podemos observar como la señal de salida de la parte aislada que entraría al ADC está en fase con la tensión que cae en la resistencia de sensado. Se puede observar también que los niveles de tensión son los esperados.

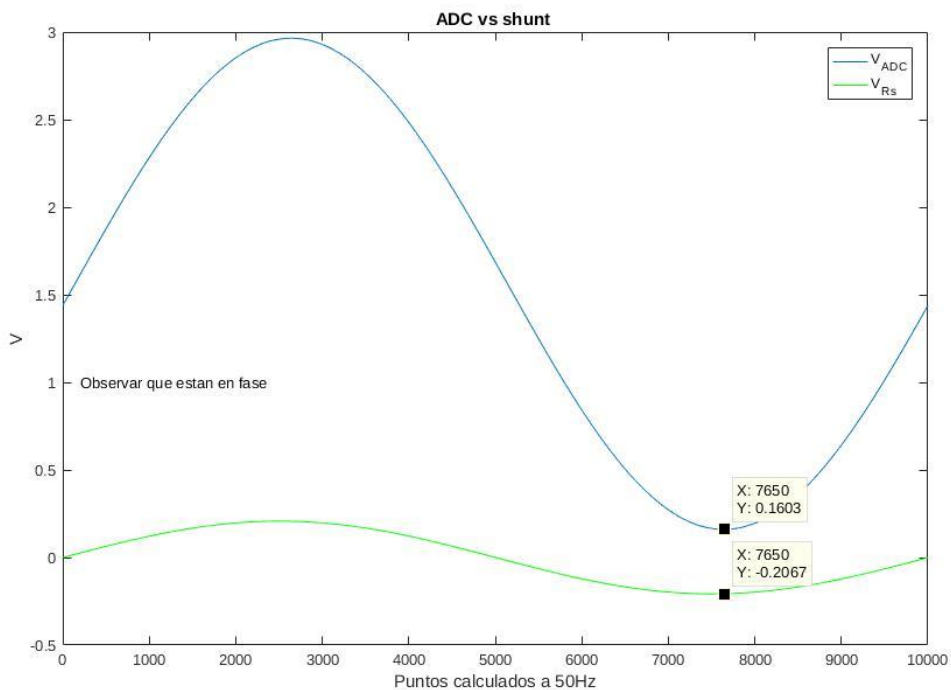
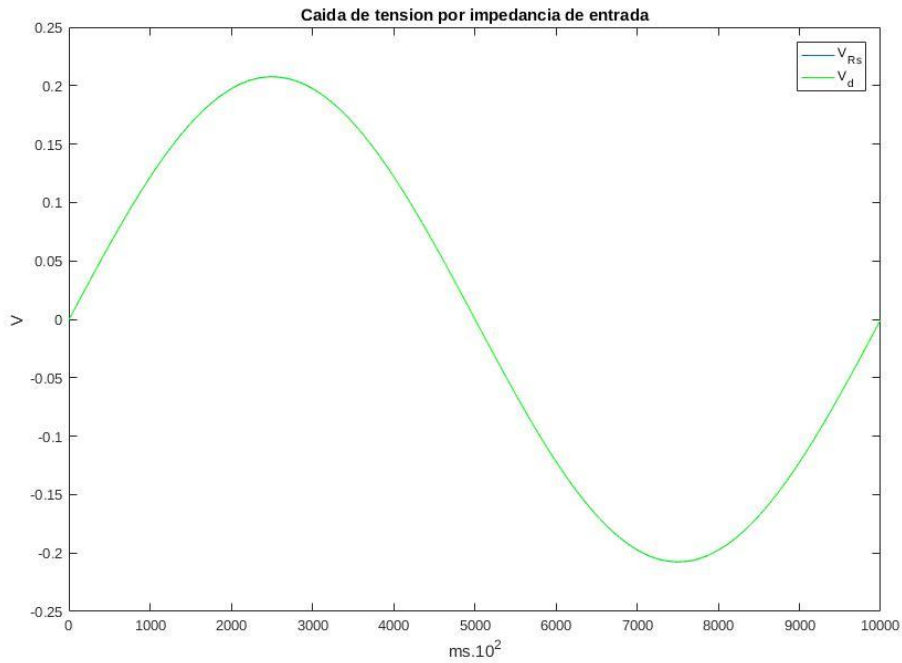
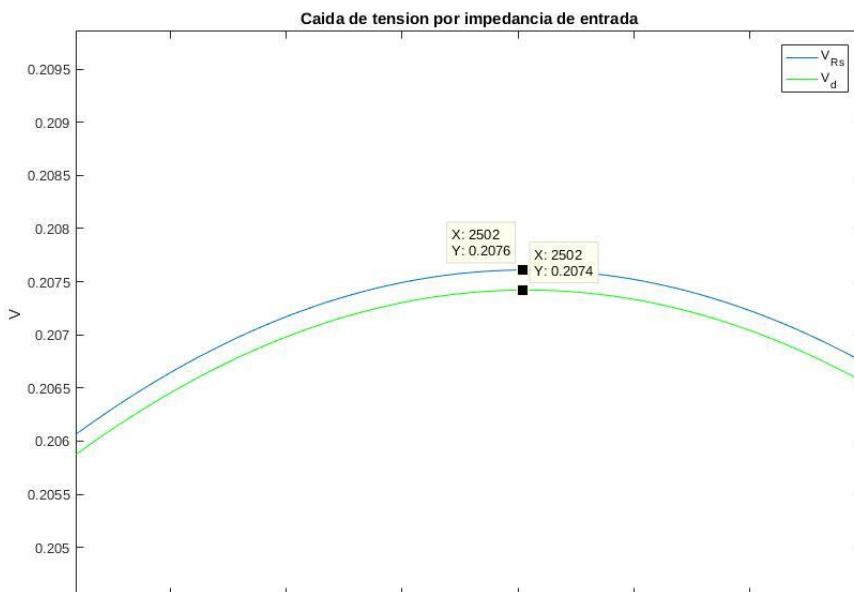


Figura 15. Simulación de tensión: señal en el shunt y a la salida del sistema

A continuación, podemos ver lo despreciable que supone la caída de tensión debida a la impedancia de entrada del amplificador de aislamiento.



**Figura 16.** Simulación de tensión: caída de tensión por impedancia de entrada en amplificador de aislamiento.



**Figura 17.** Simulación de tensión: caída de tensión por impedancia de entrada en amplificador de aislamiento en detalle.

En las siguientes figuras se aprecia el desfase que el filtro RC antialiasing produce en una señal de 50 Hz.

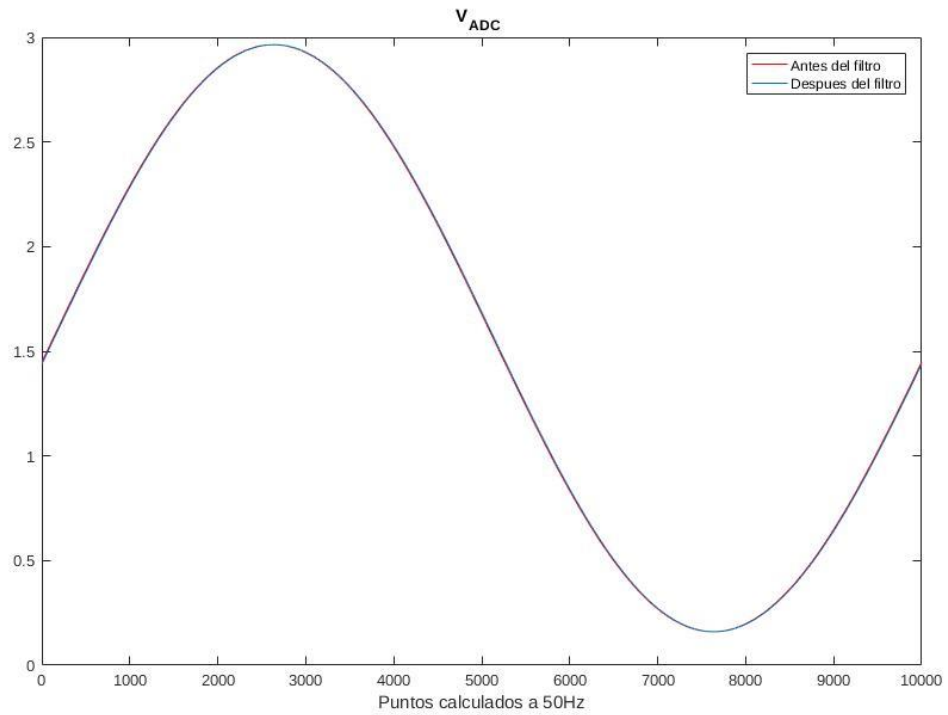


Figura 18. Simulación de tensión: desfase por filtro antialiasing a 50 Hz

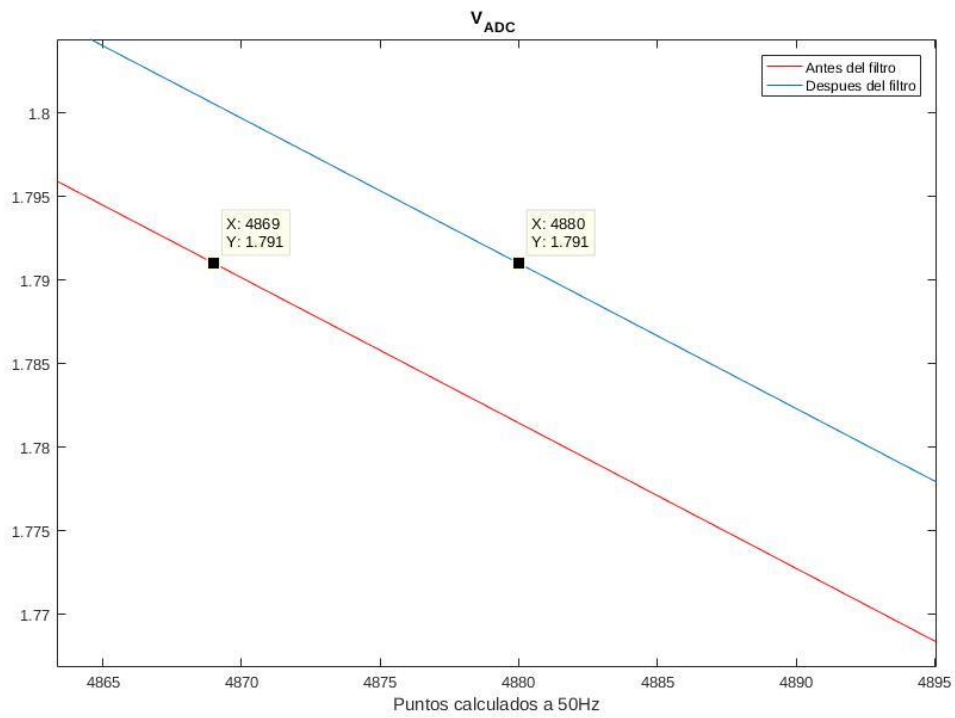


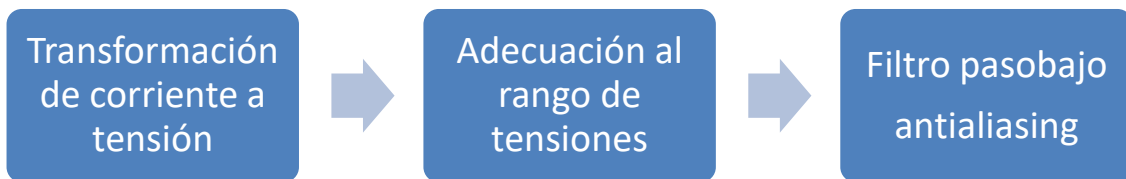
Figura 19. Simulación de tensión: desfase por filtro antialiasing a 50 Hz en detalle.

### 3.3 Acondicionamiento de señales de corriente

#### 3.3.1 Estrategia

Se pretende medir la corriente de fase o corriente simple. Para ello lo primero que haremos será transformar esa señal de corriente en una señal de tensión para ser capaces de digitalizarla.

Además, análogamente a las señales de tensión deberemos ajustar el rango de dicha señal.



**Figura 20.** Diagrama de las etapas de acondicionamiento de las señales de corriente

#### 3.3.2 Sensores de efecto Hall: ACS-712

Según lo descrito en [4] el efecto Hall, consiste en una caída de tensión a través de un conductor o semiconductor con corriente, bajo la influencia de un campo magnético externo. Para esto es necesario que la dirección del campo magnético sea perpendicular a la dirección de flujo de la corriente. El campo magnético transversal ejerce una fuerza desviadora (Fuerza de Lorentz) sobre el conductor o semiconductor. Esta fuerza causa la desviación de los portadores de carga que se mueven a través del material. Como resultado, aparece una diferencia de potencial (denominada voltaje de Hall) entre los extremos del conductor. Este voltaje es proporcional a la intensidad del campo magnético aplicado y su polaridad depende del signo de los portadores de carga. El efecto Hall se presenta en conductores y en semiconductores. Las diferencias de potencial producidas en tiras metálicas son muy pequeñas, siendo a menudo enmascaradas por el ruido. Por esto, los dispositivos comerciales usan materiales semiconductores especiales, donde el efecto Hall es más notable. En estos casos, el elemento básico es generalmente una tira de arseniuro de galio (GaAs) o de indio (InAs). Este voltaje es reforzado por un amplificador incorporado en el dispositivo y se procesa para proporcionar una señal de salida útil.

Los integrados ACS712 de Allegro ofrecen una solución precisa y económica para el sensado de corriente tanto alterna como continua en sistemas industriales. Estos dispositivos cuentan con un circuito hall lineal basado en un conductor de cobre. Aplicando corriente a través de este conductor se genera un campo magnético que el integrado convierte en un voltaje proporcional. La salida de estos dispositivos ofrece una pendiente positiva ante un aumento en la corriente a través del conductor en el sentido de los pines 1 y 2 a 3 y 4, (ver figura 21).

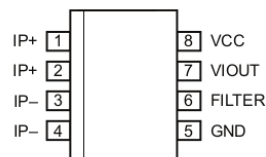


La resistencia interna del conductor es de  $1.2\text{m}\Omega$  (típicamente) produciendo poca caída de tensión y disipación de potencia. Además, cabe resaltar que los terminales o pines a los que está conectado el conductor están aislados eléctricamente del resto del circuito lo que evita otra etapa de aislamiento de la arte de potencia en contraposición a un sensor resistivo (como sucedía en la etapa de tensión).

Existen diferentes versiones según la corriente máxima que alcanzan a medir. Para esta aplicación se empleará el ACS712-20A, capaz de medir una corriente de pico  $I_p = \pm 20\text{ A}$ . Para este modelo en particular la ganancia típica es de  $100\text{mV/A}$ . Y la tensión de salida para 0 Amperios es igual a la mitad de la tensión de alimentación del integrado, (*Quiescent output voltage* :  $V_{IOUT(Q)} = \frac{V_{CC}}{2}$ ). Esto implica un offset en la señal de salida, lo cual es perfecto para nuestra aplicación.

Además, contamos con un pin para conectar un condensador, a través del cual podemos delimitar el ancho de banda del sistema.

### Pin-out Diagram



### Terminal List Table

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sampled; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sampled; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VIOUT	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal

**Figura 21.** Diagrama de pines de los ACS712 extraído del datasheet de Allegro™

### 3.3.3 Aplicación con ACS712-20A

En la figura 22 se puede apreciar el filtro RC pasabajo configurable a través de un condensador externo en el pin 6 del integrado.

### Functional Block Diagram

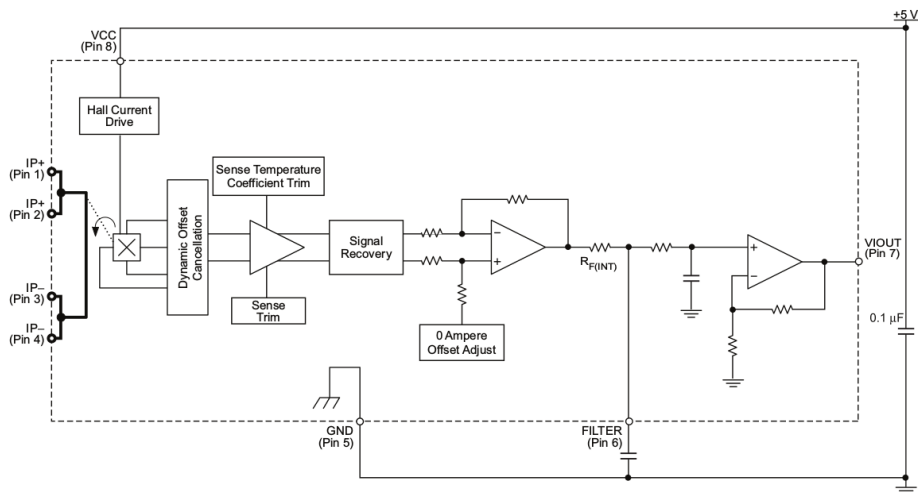


Figura 22. Diagrama funcional del ACS712

Según la hoja de características,  $R_{F(INT)} = 1.7 \text{ k}\Omega$ .

La frecuencia de corte del filtro sería

$$\omega_c = \frac{1}{R_{F(INT)} \cdot C_F} = 2\pi f_c \rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{F(INT)} \cdot C_F} = \frac{1}{2\pi \cdot 1700 \cdot C_F}$$

Si queremos filtrar ruido de alta frecuencia, podemos fijar  $f_c = 10 \text{ kHz}$ , y calcular el valor del condensador:

$$C_F = \frac{1}{2\pi \cdot R_{F(INT)} \cdot f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 1700 \cdot 10000} = 9.362 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

Tomamos el valor comercial más próximo:

$$C_F = 10 \text{ nF}$$

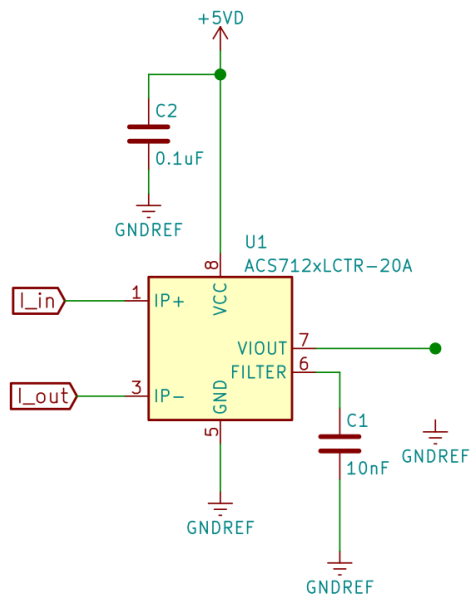


Figura 23. Aplicación con ACS712-20A

Por otra parte, podemos estudiar los valores de tensión de salida del integrado.

La corriente máxima que esperamos es:

$$I_p = \pm 20 A$$

Y la ganancia:

$$G_{sensor} = 100 mV/A = 0.1 V/A$$

Teniendo en cuenta el offset la salida del sensor será:

$$V_{out} = G_{sensor} \cdot I_{in} + \frac{V_{cc}}{2}$$

Por lo que la tensión máxima y mínima a la salida del integrado será:

$$V_{out}(\text{Max}) = +20A \cdot \frac{0.1V}{A} + \frac{5}{2}V = 4.5 V$$

$$V_{out}(\text{min}) = -20A \cdot \frac{0.1V}{A} + \frac{5}{2}V = 0.5 V$$

### 3.3.4 Adecuación al rango de tensiones del ADC

Para aprovechar al máximo la resolución del ADC es necesario ajustar el valor de offset de la señal a 1.5V, igual que con la etapa de tensión.

En este caso es más sencillo pues la señal de la que partimos ya tiene offset, y no tiene valores de tensión negativos, por lo tanto, simplemente debemos aplicar cierta ganancia  $G_i$ , de manera que:

$$G_i \cdot \frac{V_{CC}}{2} = 1.5 \rightarrow G_i \cdot 2.5 = 1.5 \rightarrow G_i = \frac{1.5}{2.5} = 0.6 V/V$$

Además, los nuevos niveles máximo y mínimo serían:

$$V_{out}(\text{Max}) = 4.5 \cdot 0.6 = 2.7 V$$

$$V_{out}(\text{min}) = 0.5 \cdot 0.6 = 0.3 V$$

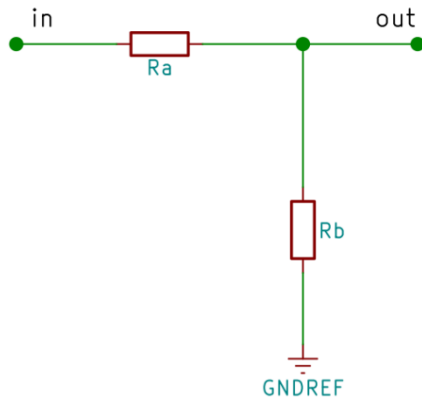
Estos niveles están dentro de los niveles del ADC, y aunque no son óptimos, sí son suficientes para esta aplicación. También aseguran valores de tensión dentro del rango del ADC incluso si eventualmente se sobrepasase la corriente máxima de  $\pm 20A$  para la que el integrado está optimizado. Además, el circuito se simplifica, lo que implica menor coste económico.

Podemos implementar esta ganancia con un divisor resistivo como el de la figura 24, de manera que:

$$G_i = \frac{R_b}{R_a + R_b} = 0.6$$

$$R_b = 0.6 \cdot (R_a + R_b) \rightarrow R_b \cdot (1 - 0.6) = 0.6 \cdot R_a$$

$$\frac{R_b}{R_a} = \frac{0.6}{1 - 0.6} = 1.5$$



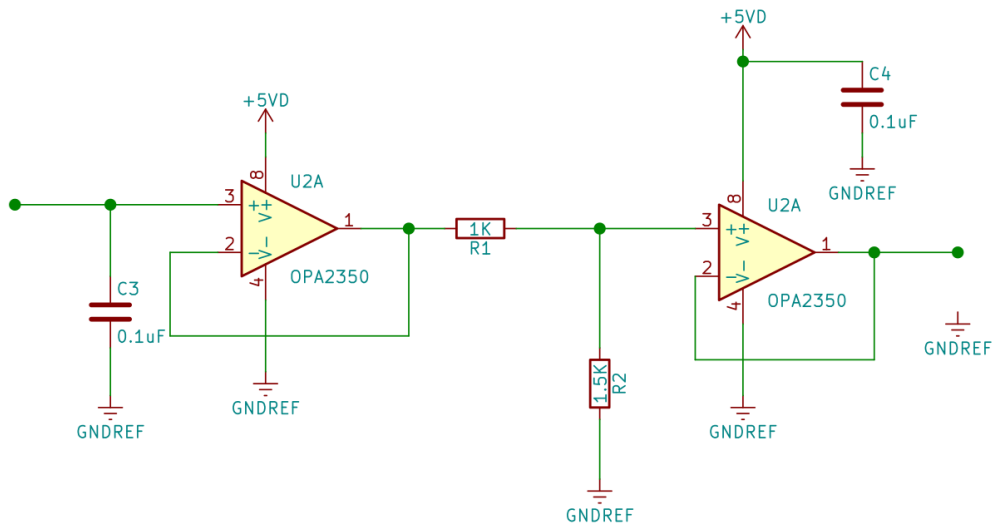
**Figura 24.** Divisor de tensión para ajuste de offset de las señales de corriente

Por lo que elegimos:

$$R_b = 1.5k\Omega \quad y \quad R_a = 1k\Omega$$

Además, para evitar errores de ganancia tanto con la impedancia de salida del sensor de corriente como con la impedancia de entrada de la siguiente etapa (filtro antialiasing) se ponemos seguidores de tensión (buffers) tanto a la entrada como a la salida.

También cabe destacar el uso del condensador C3 de la figura 25, el cual actúa como filtro de alta frecuencia en conjunción con la propia impedancia de la pista que une el primer operacional con el sensor de corriente.



**Figura 25.** Ajuste de ganancia de la señal de corriente

La frecuencia de muestreo es la misma para las señales de tensión y de corriente, por lo que el filtro antialiasing será el mismo. Esto también evita que señales de tensión y corriente se midan con un desfase erróneo, lo cual sí ocurriría si colocásemos filtros diferentes.

En la figura 26 podemos ver el circuito completo para la fase R.

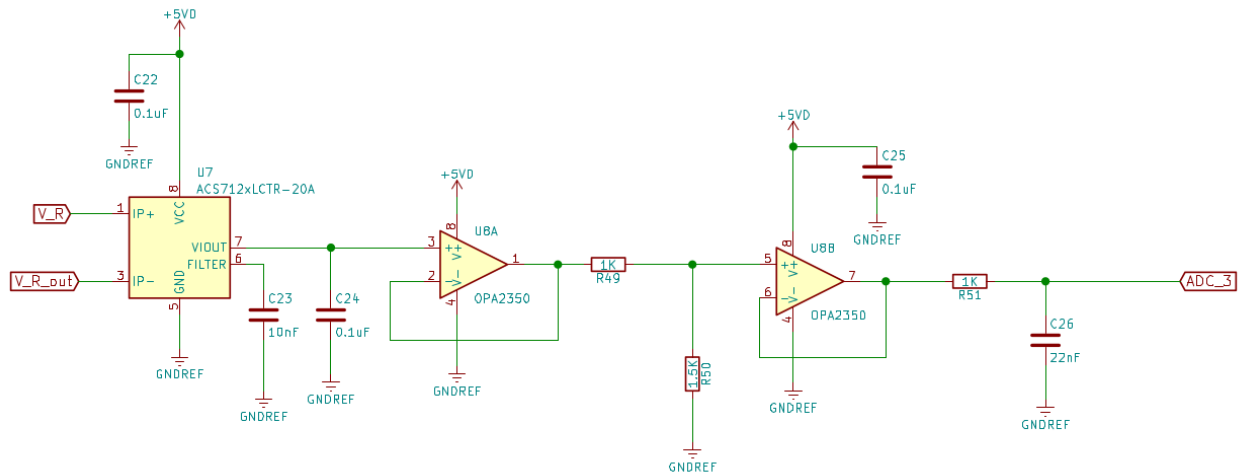


Figura 26. Adecuación de la señal de corriente de la fase R

### 3.3.5 Simulación

Análogamente al caso de la tensión una vez realizado el diseño lo simulamos mediante a la herramienta Simulink. Para la simulación del sensor de corriente se ha optado por implementarlo directamente con una fuente de tensión alterna más un offset de continua en los niveles descritos anteriormente.

En la siguiente figura podemos ver el circuito completo de tensión simulado en el entorno de Simulink, con sus correspondientes elementos de adquisición de resultados.

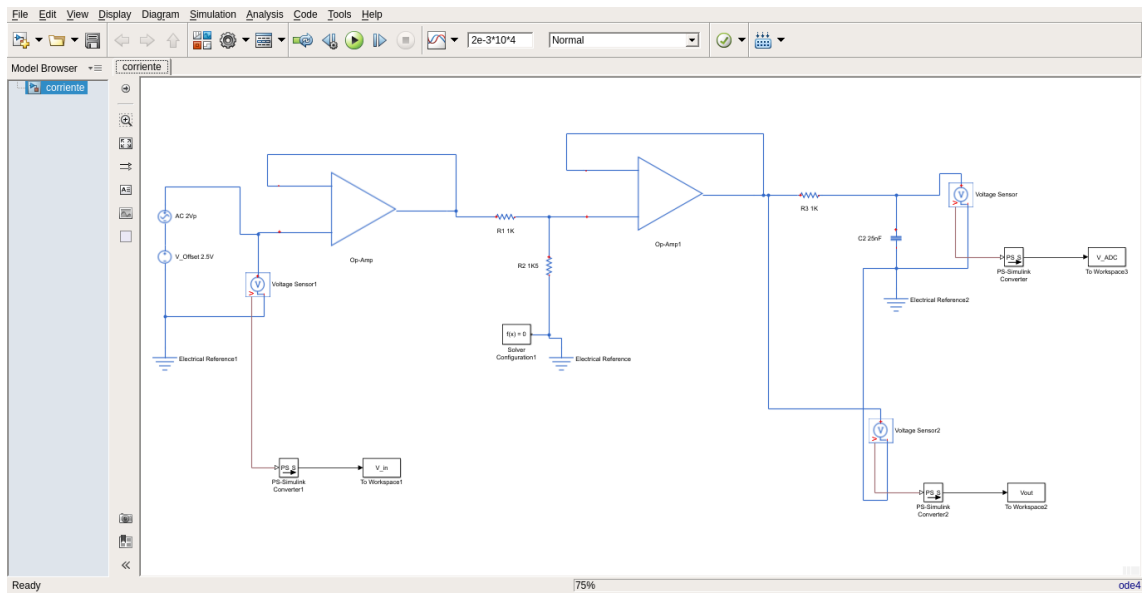


Figura 28. Simulación de la etapa de corriente con Simulink

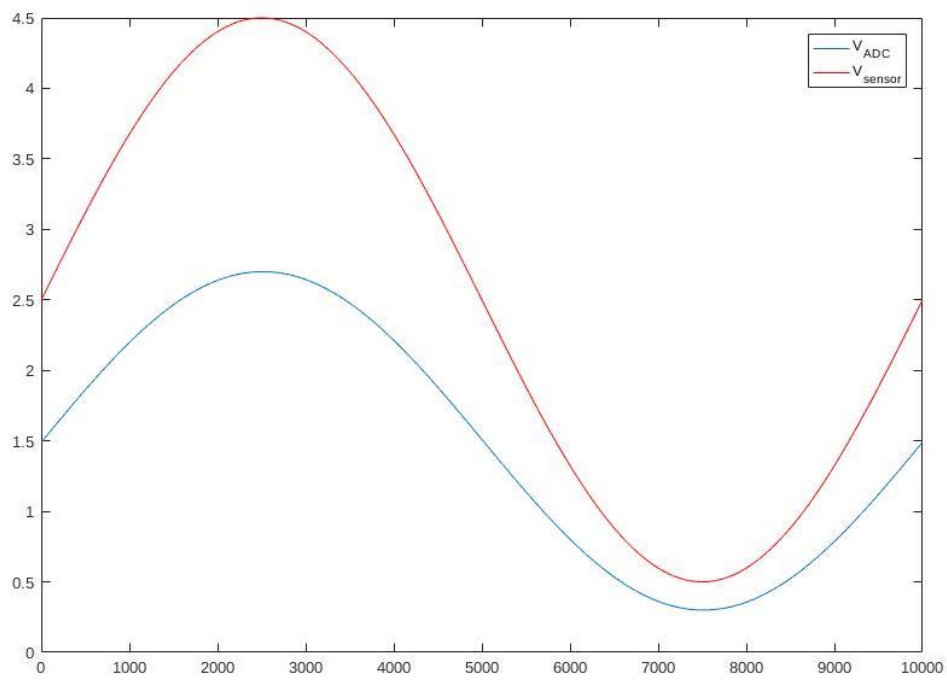


Figura 27. Simulación de corriente: señal entregada por el sensor y señal entregada al ADC.

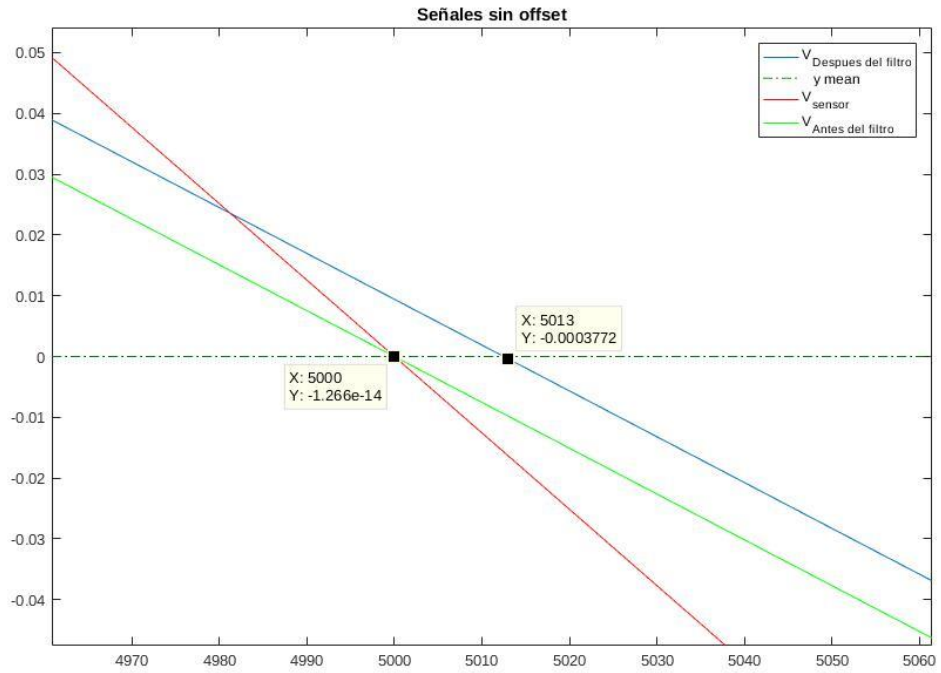


Figura 29. Desfase en la señal debido al filtro antialiasing, en detalle.

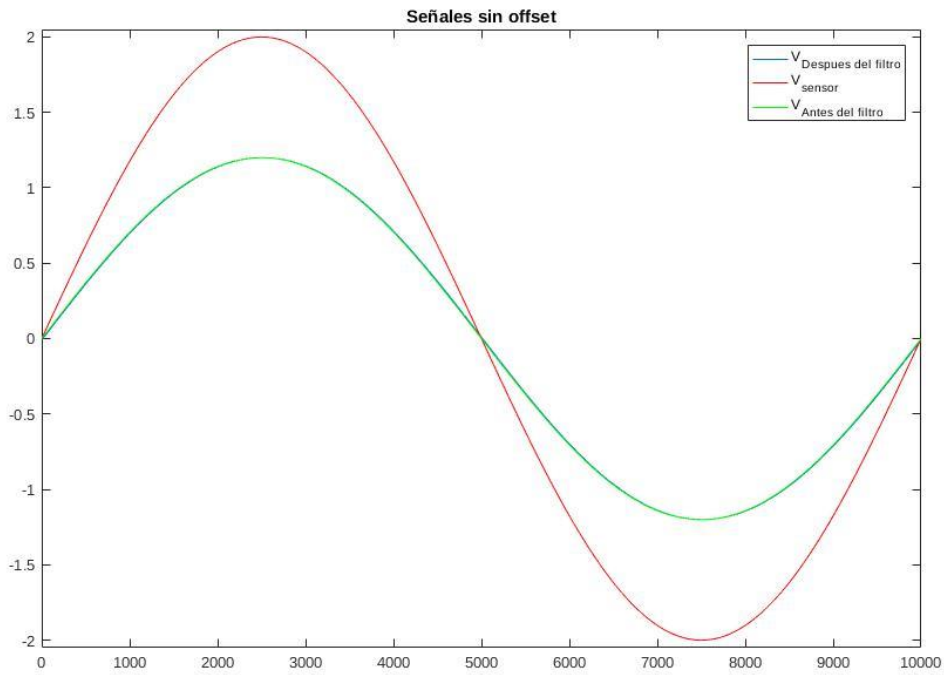


Figura 30. Desfase en la señal debido al filtro antialiasing, visión global.



### 3.4 Otros aspectos hardware

Ahora que sabemos para qué valores de tensión y corriente está diseñado el hardware de sensado podemos hacernos una idea de que rango de potencias seremos capaces de medir con él.

Considerando una carga lineal, es decir, que no consuma armónicos de corriente (corriente y tensión senoidal) la potencia máxima que podríamos medir en cada fase sería:

$$S_{Max} = I_{RMS-Max} \cdot V_{RMS-Max} = \frac{20}{\sqrt{2}} \cdot 230 \cdot 1.1 \approx 3578 VA$$

Y en total:

$$S_{Max}(3 \text{ fases}) = 3 \cdot 3578 \approx 10.7 kVA$$

Estos valores son orientativos y nos ofrecen una caracterización global del sistema de medidas de potencia.

## Capítulo 4 DISEÑO Y DESARROLLO SOFTWARE

### 4.1 Introducción a los controladores digitales de señal

Existe algo de controversia a la hora de referirnos a estos dispositivos. Podemos encontrar diversas fuentes citando a un mismo dispositivo con nomenclaturas diferentes: DSP (Digital Signal Processor - Procesador Digital de Señales), DSC (Digital Signal Controller - Controlador Digital de Señales), microcontrolador, microprocesador...

¿Qué diferencia un microcontrolador de un microprocesador? ¿O de un procesador a secas? ¿Y si encima es un procesador digital de señales...?

Todos ellos son dispositivos similares pero que están diseñados para cumplir funciones distintas, con diferentes prestaciones y usos. Así pues, tradicionalmente se habla de microcontrolador cuando en un solo chip se integra el microprocesador con diversos periféricos (PWM, Timers, ADC, Serial...). Bien, entonces si le añadimos “digital signal” delante, nos estaremos refiriendo a procesadores, microprocesadores (de tamaño reducido) o microcontroladores que estarían diseñados específicamente para el procesamiento de señales digitales.

En esencia los controladores digitales de señal son microcontroladores con unas prestaciones avanzadas y un gran número de periféricos que permiten la interacción entre diferentes sistemas. Típicamente cuentan con diversos subsistemas analógicos (ADC's , DAC's), diversos subsistemas de comunicación (CAN, Serie, I2C...), unidades de apoyo computacional (CLA's), unidades de control temporal (Timers, ePWM, eCAP), sistemas de interrupciones, GPIO's,etc.

Estos dispositivos constituyen el centro neurálgico de infinidad de aplicaciones de ámbito industrial: control de procesos, gestión de convertidores de potencia, control de máquinas eléctricas...

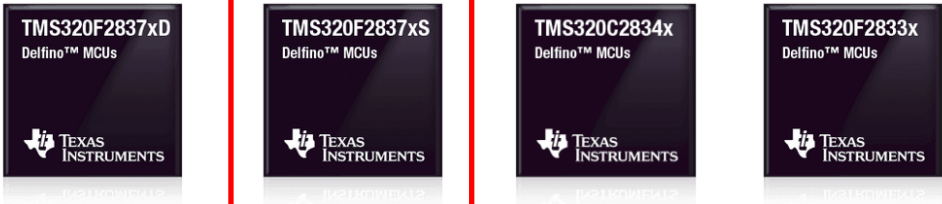
En el presente documento nos referiremos al dispositivo en cuestión indistintamente como DSC, DSP, microcontrolador, etc. Pues no es el objetivo de este texto entrar en este tipo de cuestiones de nomenclatura.

#### 4.1.1 Familia C2000 – Texas Instruments

Texas Instruments fabrica una serie de microcontroladores de 32 bits con características similares optimizados para mejorar el rendimiento de sensado, procesamiento y actuación en aplicaciones de lazo cerrado.

#### 4.1.2 El TMS320F28377S MCU

La elección del microcontrolador es siempre una tarea crucial para cualquier proyecto. Debemos basarnos en la idoneidad de sus características para los requerimientos del proyecto tanto como en el conocimiento previo y experiencia que se tenga sobre el dispositivo. Este último ítem es el que nos lleva a trabajar con esta familia (C2000) de DSP's, más concretamente la rama Delfino.



TMS320F2837xD MCUs	TMS320F2837xS MCUs	TMS320C2834x MCUs	TMS320F2833x MCUs
<b>Processing</b>			
800 MIPS	400 MIPS	200 – 300 MIPS	100 - 150 MIPS
2x CPU + 2x coprocessor	CPU + coprocessor	CPU	CPU
<b>Memory</b>			
Up to 1 MB Flash	Up to 1 MB Flash		Up to 512 KB Flash
Up to 204 KB SRAM	Up to 164 KB SRAM	Up to 516 KB SRAM	Up to 68 KB SRAM
<b>Pricing</b>			
Pricing from:	Pricing from:	Pricing from:	Pricing from:
\$14.33 (1ku)	\$11.32 (1ku)	\$8.95 (1ku)	\$13.20 (1ku)

Figura 31. Subclasificación de la serie MCU C2000 Delfino™

Para esta aplicación escogemos el modelo remarcado en la Figura 32 (TMS320F28377S), por ser el que más se ajusta según las prestaciones y posibilidades que presenta de entre los que se disponen para la realización del proyecto.

En la siguiente figura se presenta una imagen que resume sus características principales, así como los periféricos que incorpora el dispositivo.

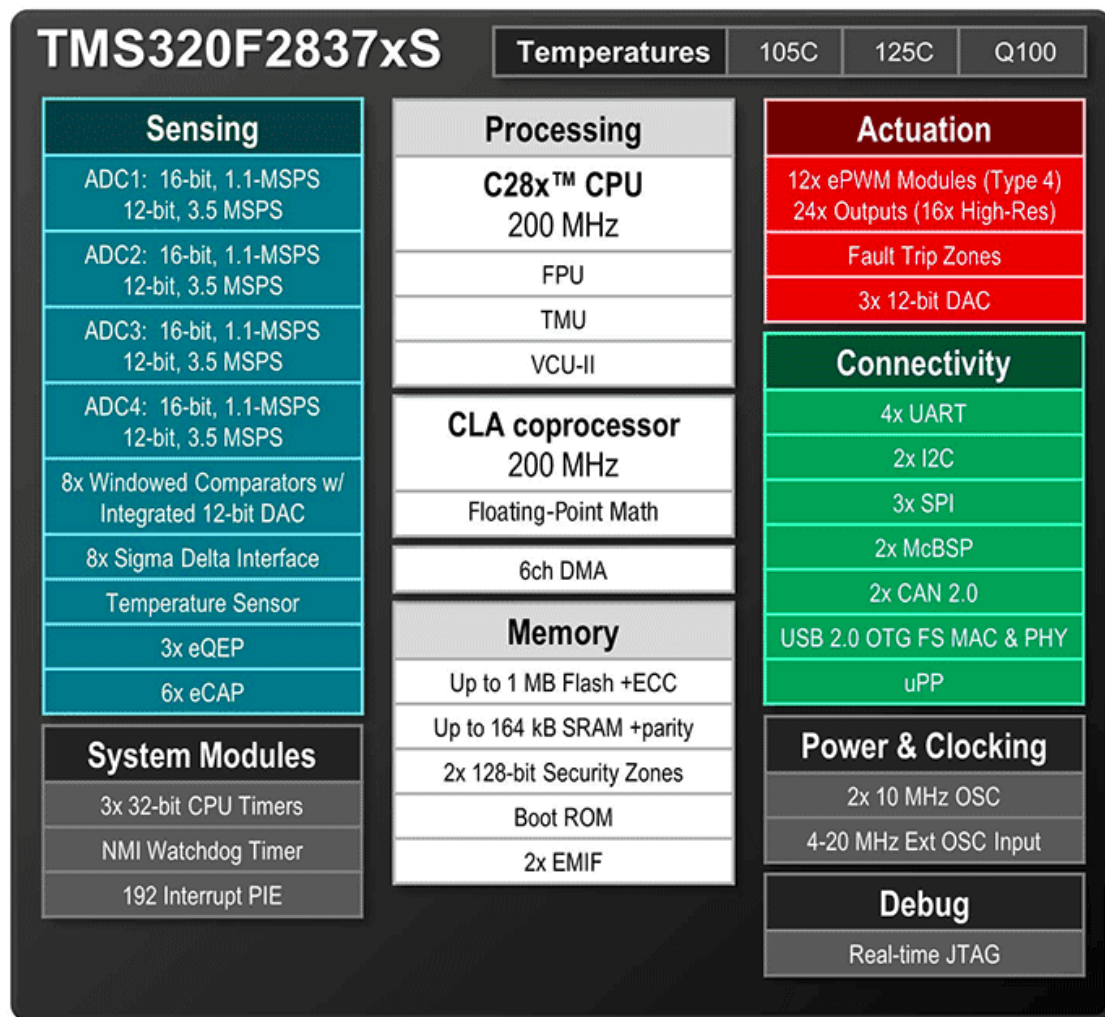
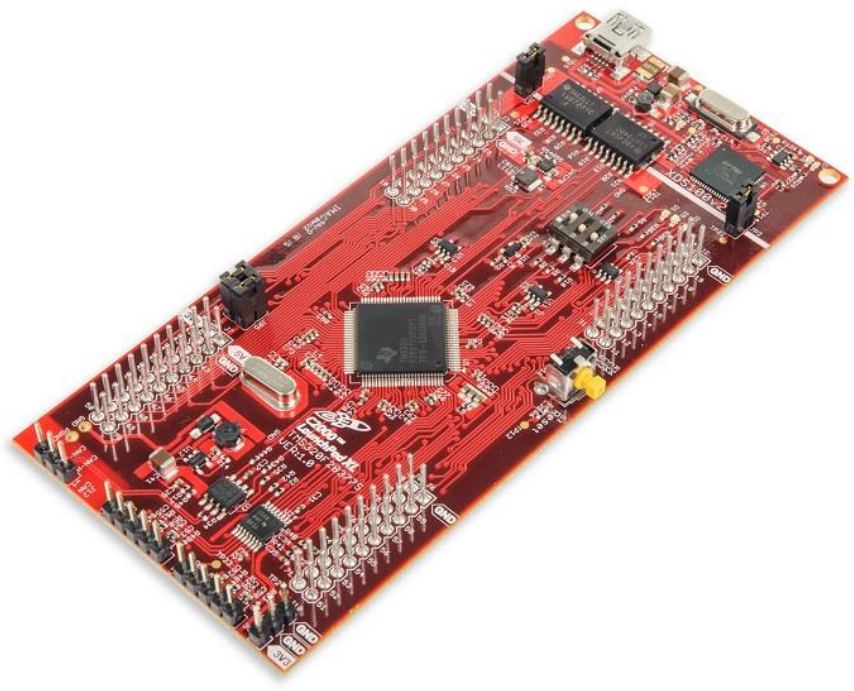


Figura 33. Características y periféricos del TMS320F283775

Cabe resaltar su velocidad de 200 MHz con un coprocesador (CLA) que permitiría alcanzar las 400M instrucciones por segundo. Además, cuenta con una unidad en coma flotante y una unidad trigonométrica que permitirá realizar las operaciones típicas en el tratamiento de señal (operaciones en coma flotante, senos, cosenos, arcotangentes...) con gran eficiencia, disminuyendo drásticamente los ciclos de reloj que ocupan dichas operaciones en comparación con otros microprocesadores que no cuentan con estas unidades.

Este microcontrolador se presenta en una placa de desarrollo embebido que proporciona Texas para el desarrollo de prototipos y ensayos con el DSP en general, denominada "C2000 Delfino MCUs F283775 LaunchPad Development Kit"

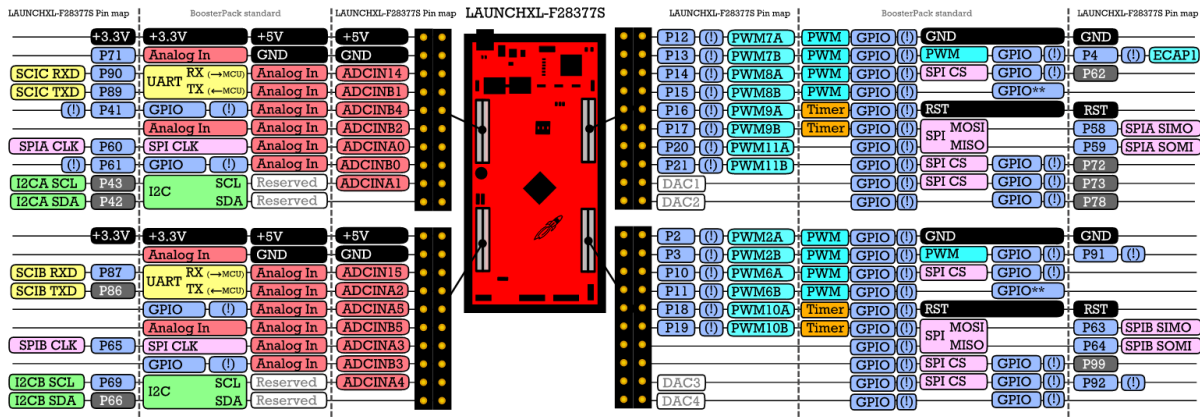


**Figura 34.** Placa de desarrollo embebido con en el DSC 28377S

En esta placa tenemos accesibles a través de sus pines 2 convertidores analogico-digital multiplexados a 16 canales. Para el caso del ADC-A existen 8 canales con salida a pines. Es decir Tenemos 8 canales para leer señales con ese ADC. Estos nos servirán para leer las 3 señales de tensión y la 3 de corriente del sistema trifásico.

Por lo tanto, los pines del ADC irán conectados a las salidas de la instrumentación. Además dispone de un puerto serie con salida por USB gracias al convertor FTDI Serie-USB integrado en la placa.

En la Figura 35 se muestran las funciones principales de los pines de la launchpad.



**Figura 35.** Principal función de cada pin en la launchpad del 28377S

## 4.2 El lenguaje C

Como se describe en [3], la evolución de la electrónica con microcontroladores está haciendo de ellos auténticas computadoras integradas en las que ya no es necesario programar en lenguaje ensamblador para conseguir unos resultados óptimos.

Aunque podemos encontrar distintas soluciones para programar microcontroladores en lenguajes de alto nivel como Pascal, Basic, Prologa, Ada, etc., con el que se pueden programar la inmensa mayoría de microcontroladores es con el lenguaje C.

Por lo tanto, hoy en día si se desea programar de manera efectiva y rápida cualquier microcontrolador independientemente de su fabricante o lenguaje ensamblador propio, se hace imprescindible conocer el lenguaje de programación C en general, y más tarde sus particularidades a la hora de programar un determinado microcontrolador, o las particularidades de la herramienta (compilador) con la que programas en lenguaje C ese microcontrolador.

Es un lenguaje de alto nivel, pero con características muy específicas que permiten trabajar a bajo nivel, accediendo directamente a direcciones de memoria a través de punteros y manejando registros bit a bit mediante el uso de estructuras y uniones. Por ello es perfecto para la programación de microcontroladores.

## 4.3 Entorno de programación Code Composer Studio (CCS)

Code Composer Studio es un entorno de desarrollo integrado (IDE) basado en eclipse preparado para la programación de microcontroladores y procesadores integrados de TI. Code Composer también comprende un conjunto de herramientas utilizadas para desarrollar y depurar aplicaciones integradas. Incluye un compilador optimizador de C/C++, editor de código fuente, entorno de compilación, depurador, generador de perfiles y muchas otras características. El IDE proporciona una interfaz de usuario intuitiva para el desarrollo de aplicaciones

A continuación, podemos ver la presentación de su entorno gráfico en las dos tareas principales durante el desarrollo de una aplicación con sistemas embebidos, como son el desarrollo del código y su depuración.

### 4.3.1 Vista modo de edición

Este modo está pensado para llevar a cabo las tareas de desarrollo del código, estructuración de los ficheros y se compilación del proyecto.

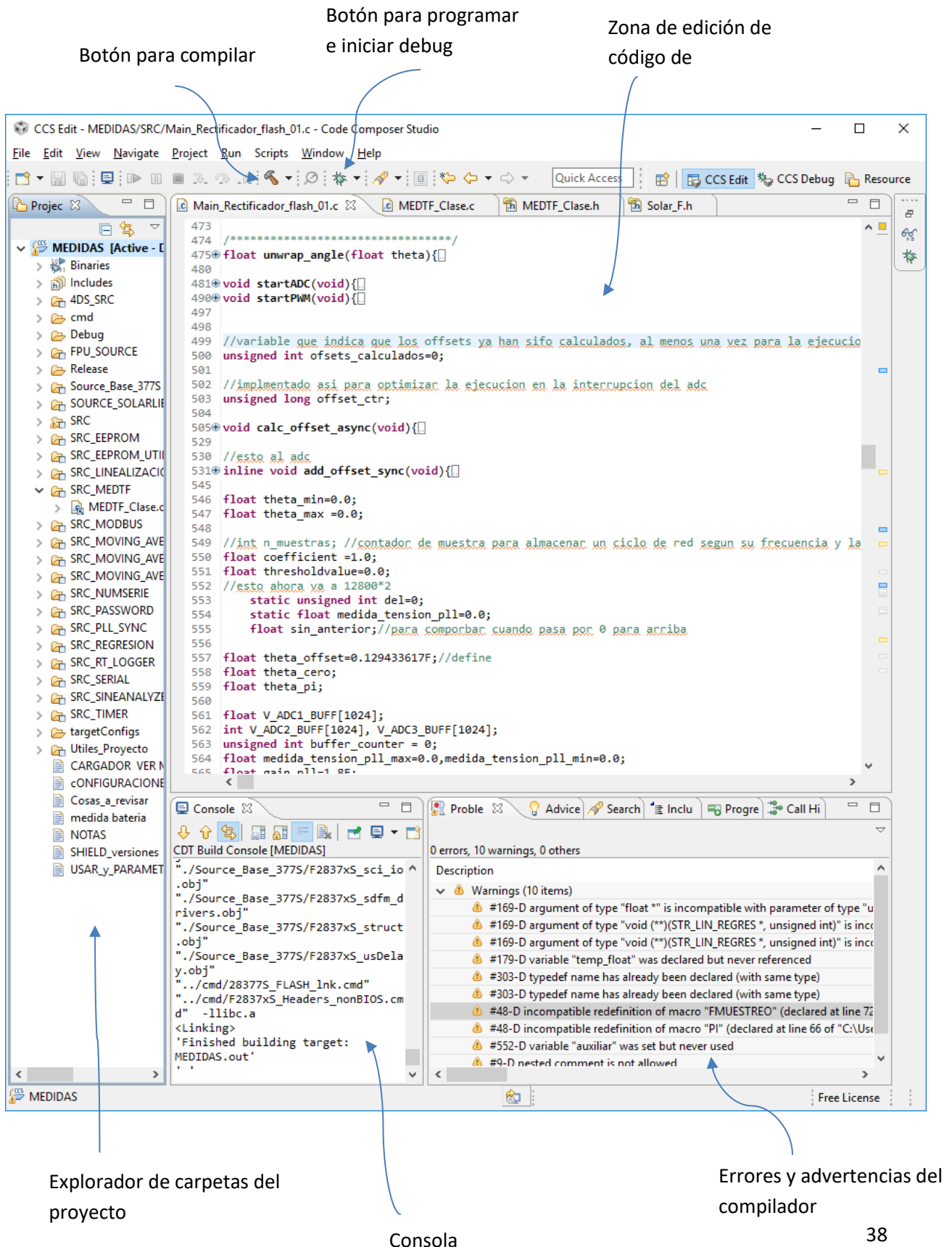


Figura 36. Vista modo edición en Code Composer Studio 6

### 4.3.2 Vista modo depuración

Este modo se muestra cuando cargamos el programa en el microcontrolador para iniciar la depuración de éste. Permite visualizar los valores de las variables en tiempo real, así como controlar el flujo del programa, ejecución paso a paso, introducción de breakpoints, etc.

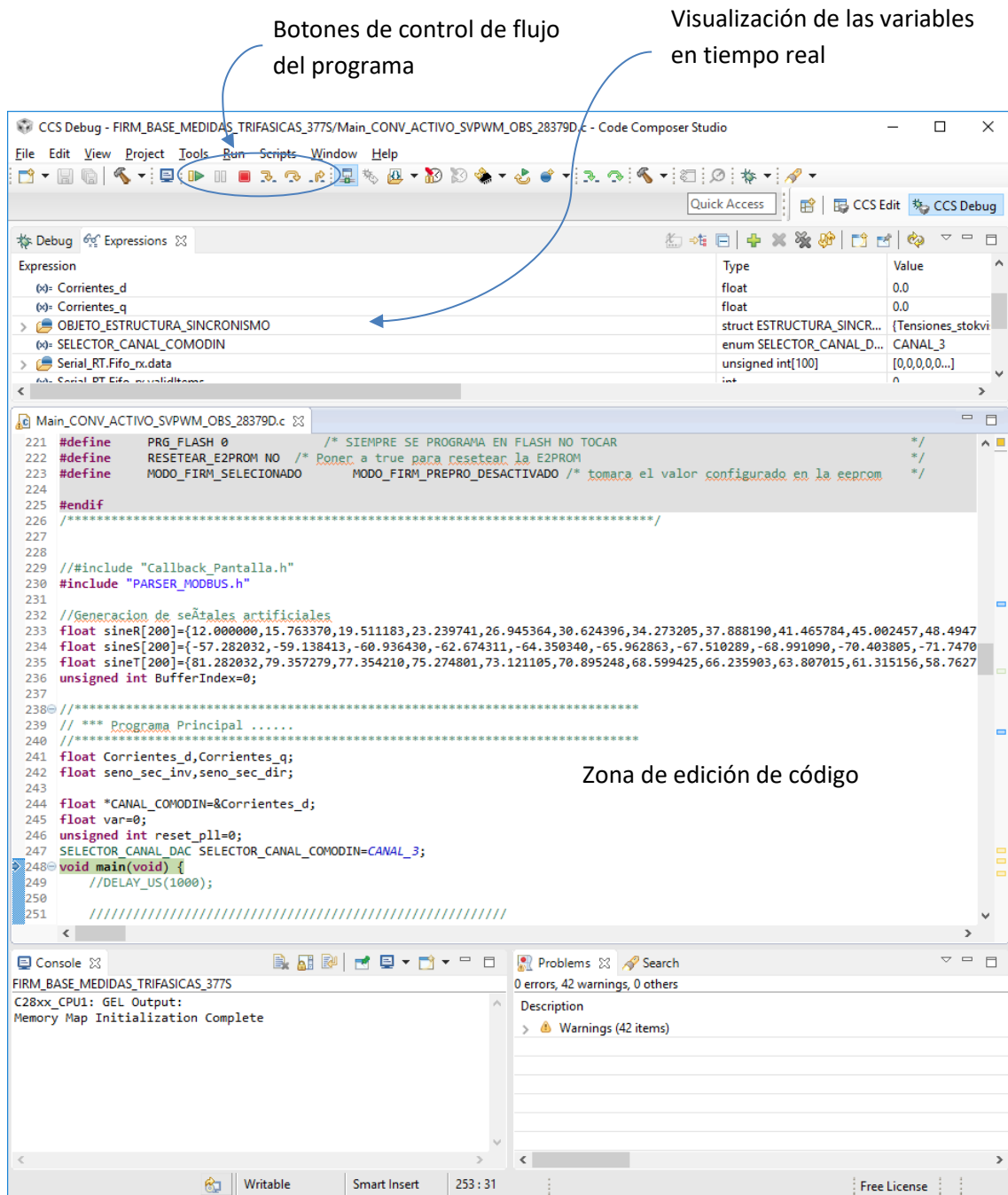


Figura 37. Vista modo edición en Code Composer Studio 6



## 4.4 Estrategia de cálculo de las medidas

Es evidente que el sistema debe adquirir la información de las señales de tensión y corriente a través de un conversor analógico digital, y esa información debe procesarse para darnos la información que buscamos (potencias, valores eficaces, etc...)

Ahora bien, para que el valor que el usuario final visualiza (ej:  $P=3000W$ ) se corresponda con lo que está sucediendo en la realidad, este procesamiento de la información debe realizarse de manera correcta.

Por tanto, si nuestro objetivo final es calcular potencias de señales periódicas, necesitaremos conocer el periodo, y este es en cierto modo el aspecto más importante de las medidas.

El ADC será disparado por una unidad PWM, lo que nos proporcionará muestras equiespaciadas temporalmente de las señales en cuestión. Estaremos discreteando una señal continua. Para conseguir averiguar qué muestras forman un ciclo de esa señal implementaremos un PLL. Este se sincronizará con una de las señales (la señal de tensión de la fase R), que tomaremos como referencia. Esta implementación nos permitirá saber la frecuencia de la señal, así como el número de muestras que comprende un ciclo completo. Este número de muestras es extensible a las seis señales.

Trabajaremos a una frecuencia de muestreo de 25.6 kHz, con lo que si la frecuencia de red gira entorno a los 50 Hz, tendríamos 512 muestras por periodo.

A esta frecuencia de muestreo es a la que configuraremos el módulo PWM, que disparará el inicio de la conversión de los diferentes canales del ADC. Una vez adquiridas las medidas de los sensores el ADC produce una interrupción.

En esta interrupción leemos los resultados del ADC y los procesamos para conseguir guardar un periodo de cada señal y marcar un flag que provocara que empiecen los cálculos asíncronos en el main.

También en el main, en el bucle infinito se llevan a cabo las tareas de comunicación para la visualización de los resultados.

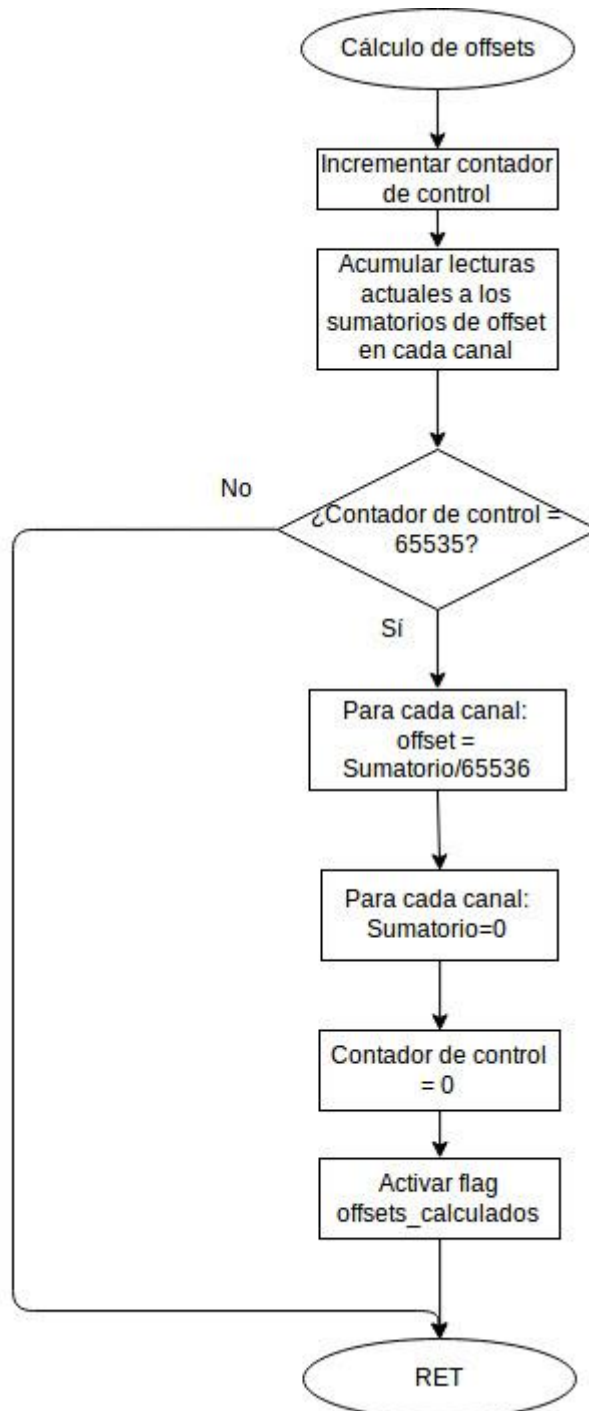
A continuación, se explicará con más detalle el procedimiento.

### 4.4.1 Interrupción del ADC

Se trata de la rutina que efectúa el tratamiento primario de los datos analógicos adquiridos. Su funcionalidad es transformar los datos del ADC en valores de tensión y corriente, sincronizarse a la referencia de tensión y conseguir capturar un periodo completo de cada señal para guardarlo en un buffer en memoria.

El primer problema es que las señales para ser adquiridas por el ADC van montadas sobre una señal de continua. Lo primero que tendremos que hacer es eliminar esa componente de continua. Esto lo hacemos calculando el valor medio de la señal a lo largo de muchas muestras.

Para ello se ha implementado un algoritmo que acumule las muestras y calcule el valor medio cada 65535 muestras.



**Figura 38.** Diagrama de flujo del algoritmo de cálculo de offsets

Cuando ya tenemos el valor medio calculado se marca un flag. Este sirve solamente para el arranque del programa. En la interrupción no se puede proseguir hasta tener calculado el valor medio y poder escalar correctamente la señal. Esto determinara a su vez la correcta sincronización del PLL.

La sincronización corre a cargo de una librería proporcionada por Texas Instruments específica para la familia de DSP's con la que estamos trabajando. En este caso utilizamos un algoritmo basado en la siguiente estructura:

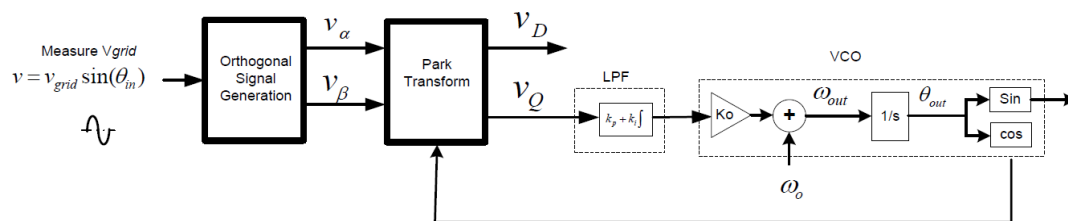


Figura 39. Estructura de un PLL basado en filtro SOGI

Consta de un filtro SOGI (Second Order Generalized Integrator) a la entrada sintonizado a la frecuencia estimada  $\omega_{out}$  que elimina todas las demás frecuencias y ofrece una salida en fase y otra en cuadratura. A esta salida se puede aplicar la transformada de Park, realimentada con la fase estimada  $\theta_{out}$  que convertirá las señales de alterna en señales de continua para poder aplicar control tipo PI (LPF – Low Pass Filter) donde se pretende ajustar la señal  $v_Q$  para determinar la fase con el VCO (Voltage Contolled Oscilator).

Todo esto lo hace una macro de la librería de Texas, donde se pasa como parámetro la señal leída del ADC escalada en por unidad. Esta tarea se realizará en cada tratamiento de la interrupción para no perder el sincronismo con la red.

Este PLL nos proporciona tanto información de la fase como de la frecuencia de la señal/señales. A partir de la frecuencia estimada y de la frecuencia de muestreo podemos determinar el número de muestras que correspondería a un periodo discreto. Además, a partir de las salidas cuadratura del filtro sogi podremos calcular la amplitud de la componente fundamental de la señal leída haciendo el módulo del número complejo que forman.

$$A_{fundamental} = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$$

A su vez es necesario un algoritmo que determine cuando empezar a rellenar el buffer en el que deseamos tener en las muestras de un periodo, así como cuando parar e indicarle al programa principal que ya puede comenzar con los cálculos. Además, el programa principal deberá marcar si está haciendo cálculos mediante un flag que se comprobará antes de comenzar a guardar datos.

Para guardar un periodo nos fijamos en la fase estimada por el PLL. A continuación, se muestra el diagrama de flujo que representa el conjunto de la interrupción.

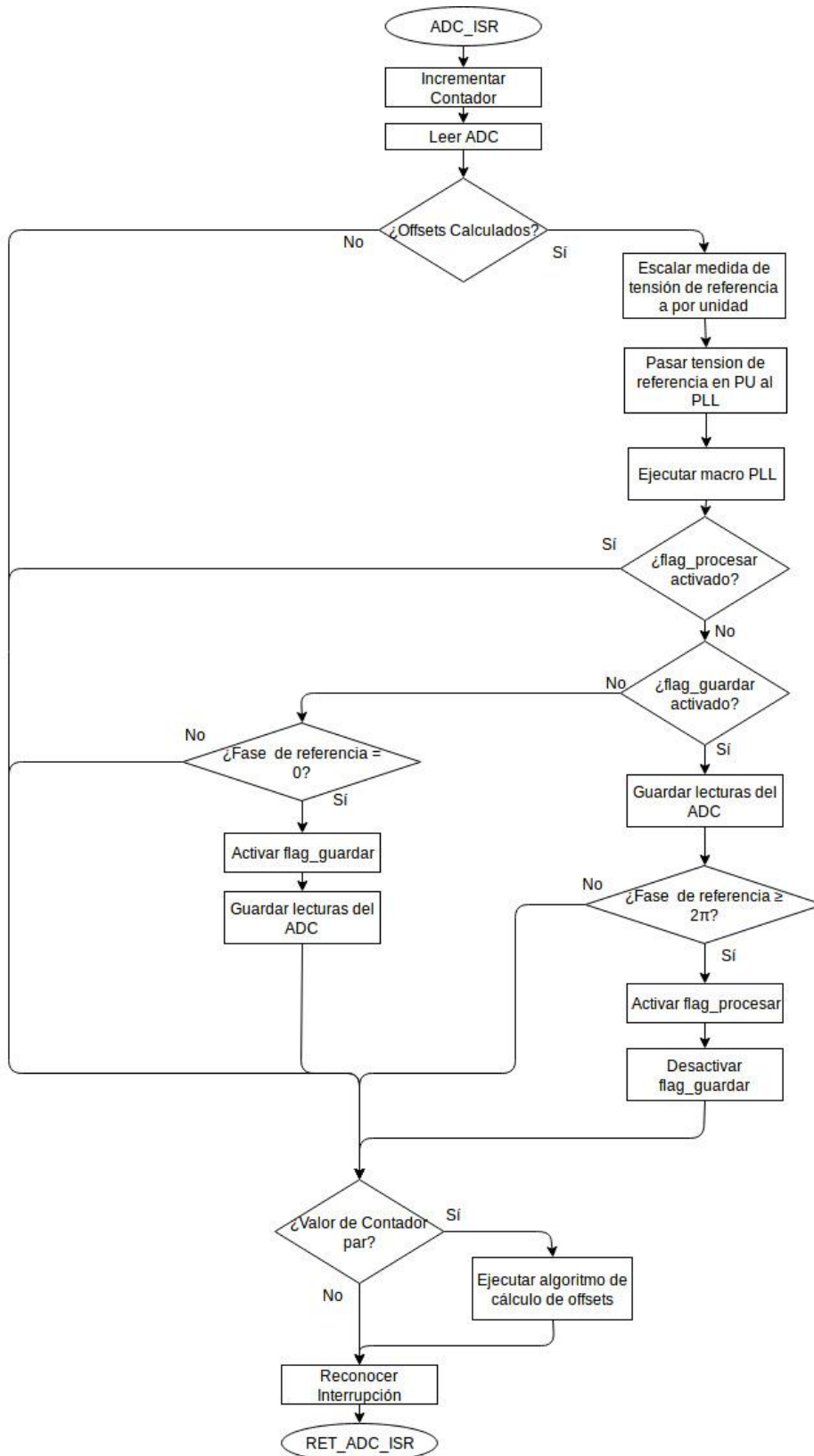


Figura 40. Flujograma del tratamiento de la interrupción del ADC

Por otra parte, cuando hablamos del programa principal tenemos por supuesto la configuración del sistema y de los periféricos que se ejecuta una única vez al encender el DSP más luego un bucle infinito donde se ejecutan el resto de las tareas asíncronas.

Estas tareas se ejecutan en lo que llamamos “tiempo idle”, es el tiempo en el que el microprocesador no está atendiendo ninguna interrupción.

La primera tarea es atender la comunicación. De esto se encarga la librería de Modbus, que implementa una máquina de estados para gestionar el protocolo. También se comprueba si hay orden de resetear el PLL. Esto se debe hacer si se pierde la red o si el PLL se desestabiliza.

Posteriormente se comprueba el flag que indica si los buffers que guardan el periodo de las señales están completos (buffers listos para procesar). Si es así se procede con el cálculo de las medidas, se copian los resultados a la estructura de datos que consulta Modbus para enviar los resultados y finalmente se marca el final del procesamiento para que el algoritmo en la interrupción del ADC vuelva a capturar las señales.

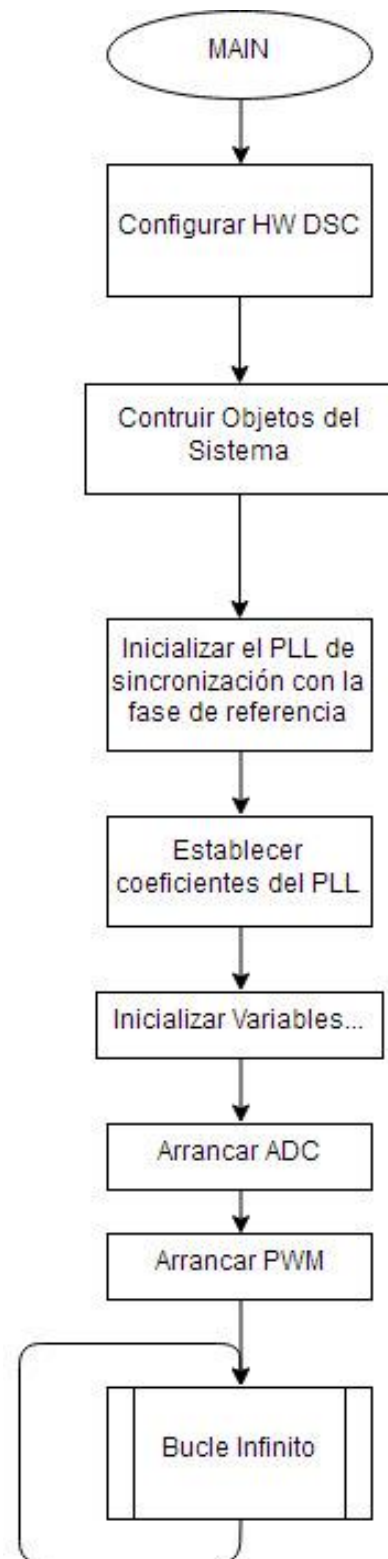
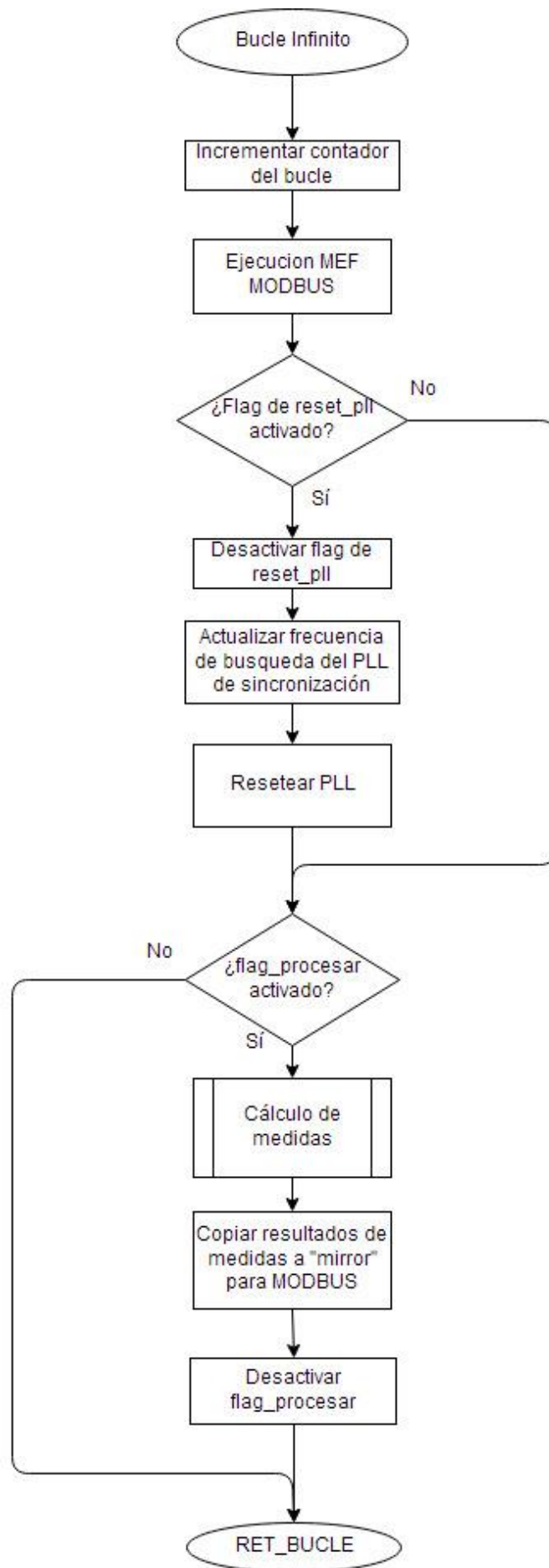


Figura 41. Flujograma de la función main



#### 4.4.2 Algoritmos de cálculo

En la figura X podemos observar la secuencia del cálculo y algoritmos de procesamiento que tendrán lugar sobre los buffers que contienen las señales muestreadas. Cabe destacar que llegados a este punto lo que se espera tener son 6 formas de onda en memoria 3 tensiones y 3 corrientes en forma de vectores en memoria. Lo primero que haremos será recorrer esos vectores ejecutando para cada valor almacenado y para cada señal el mismo algoritmo de PLL con el que nos sincronizamos a la red. Esto nos permitirá calcular la fase de cada señal con respecto a la referencia.

Lo siguiente será calcular los valores eficaces de las señales. Además de darnos información por si solo este cálculo es esencial para los demás algoritmos.

Primero calculamos el THD (Total Harmonic Distorsion - Distorsión Armónica Total) de cada señal. Reconstruimos la componente fundamental con la información de amplitud y fase proporcionada por la simulación de los PLL's y la restamos de la señal almacenada. El resultado es el contenido armónico de dicha señal. Por tanto, calculando el valor eficaz de los armónicos y con el valor eficaz de la señal calcularemos el THD.

Seguidamente se calculan la potencia activa, reactiva y aparente en las 3 líneas para finalmente obtener las potencias totales del sistema trifásico.

Por último, calculamos la corriente del neutro como la suma de las tres corrientes que nos indica cuán desequilibrado está el sistema.

A continuación, se muestran con más detalle cada uno de los algoritmos en concreto empleados.

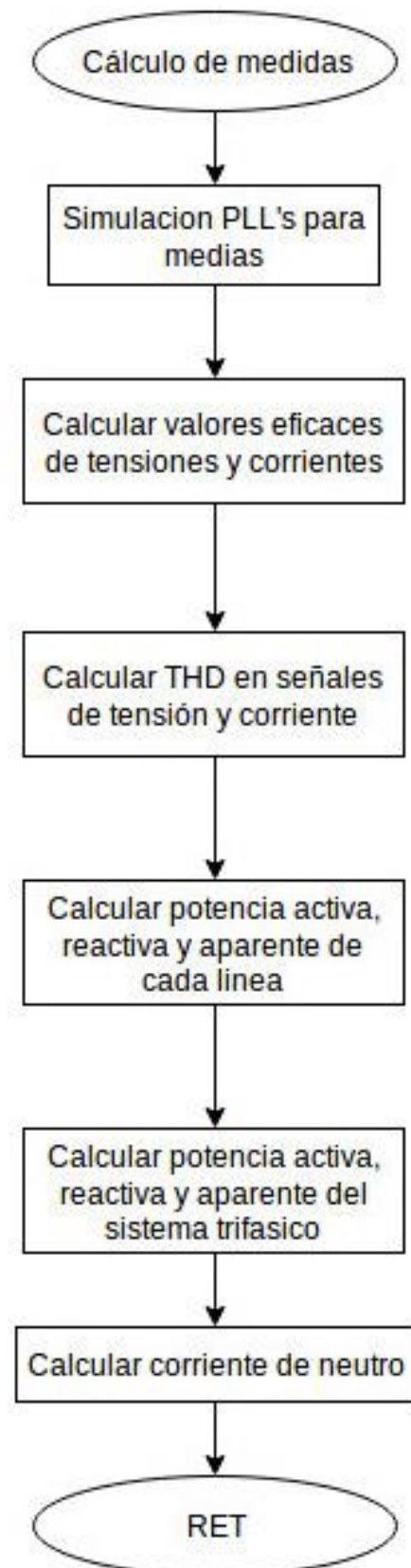


Figura 43. Diagrama de flujo de la rutina para el cálculo de las potencias

Para la simulación de los PLL's se recorren los vectores en un bucle interno de cálculo del algoritmo que a su vez está incluido en otro bucle que provoca que se recorran los vectores 10 veces con la intención de que la salida del filtro se estabilice y conseguir así resultados fiables. Cabe destacar que esta simulación es asíncrona, por lo que el tiempo consumido por las instrucciones generadas aquí no es relevante para el sincronismo del sistema.



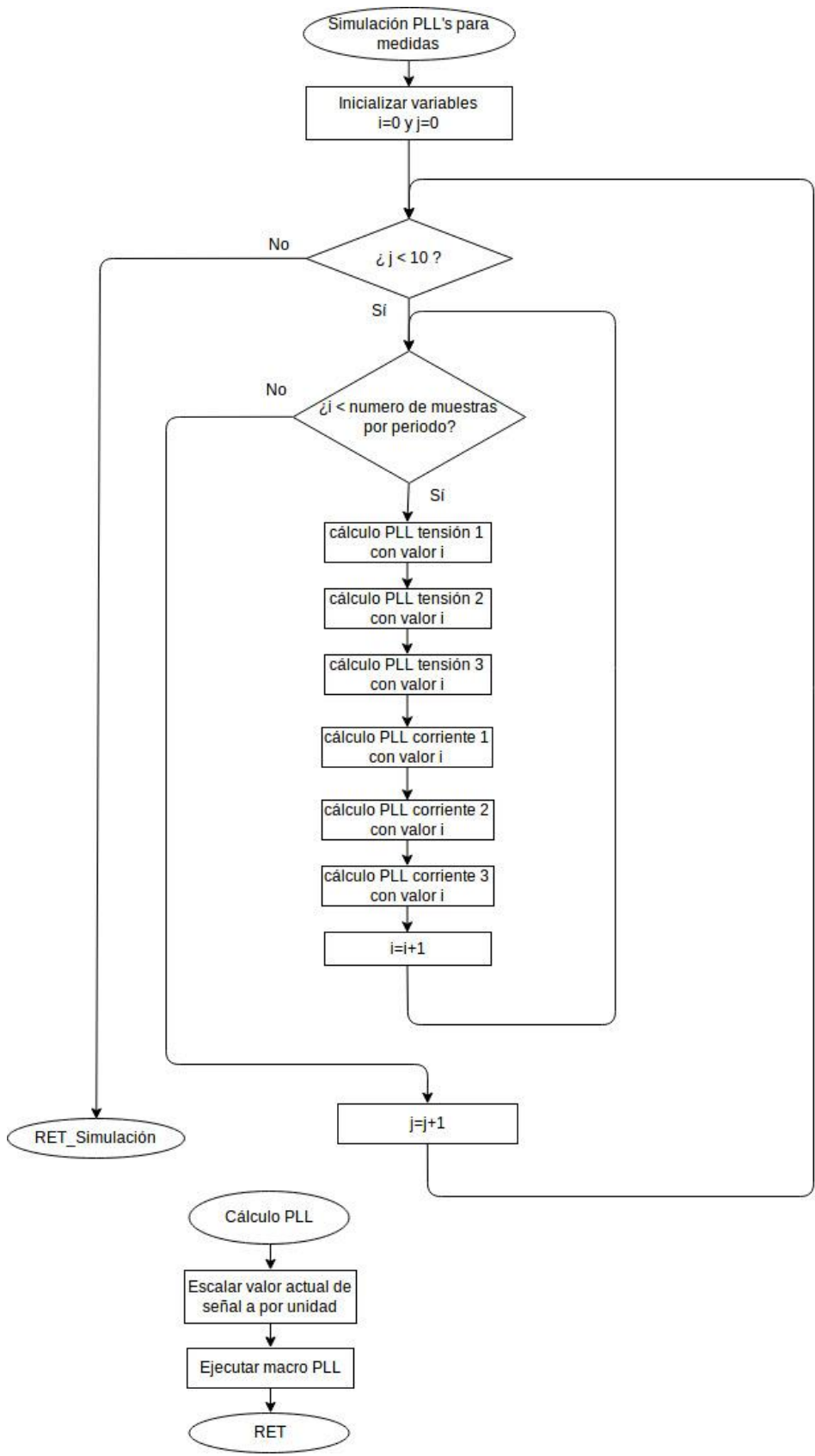


Figura 44. Flujograma de la simulación de los PLL's

Los valores eficaces se calculan según la discretización de su definición:

$$X_{t_{eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x^2(t) dt} \rightarrow X_{n_{eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x[n]^2}$$

Gracias a que el microprocesador cuenta con la TMU (Trigonometric Math Unit) las operaciones complejas como la raíz cuadrada generan muchas menos instrucciones y se llevan a cabo de manera más rápida y eficaz.

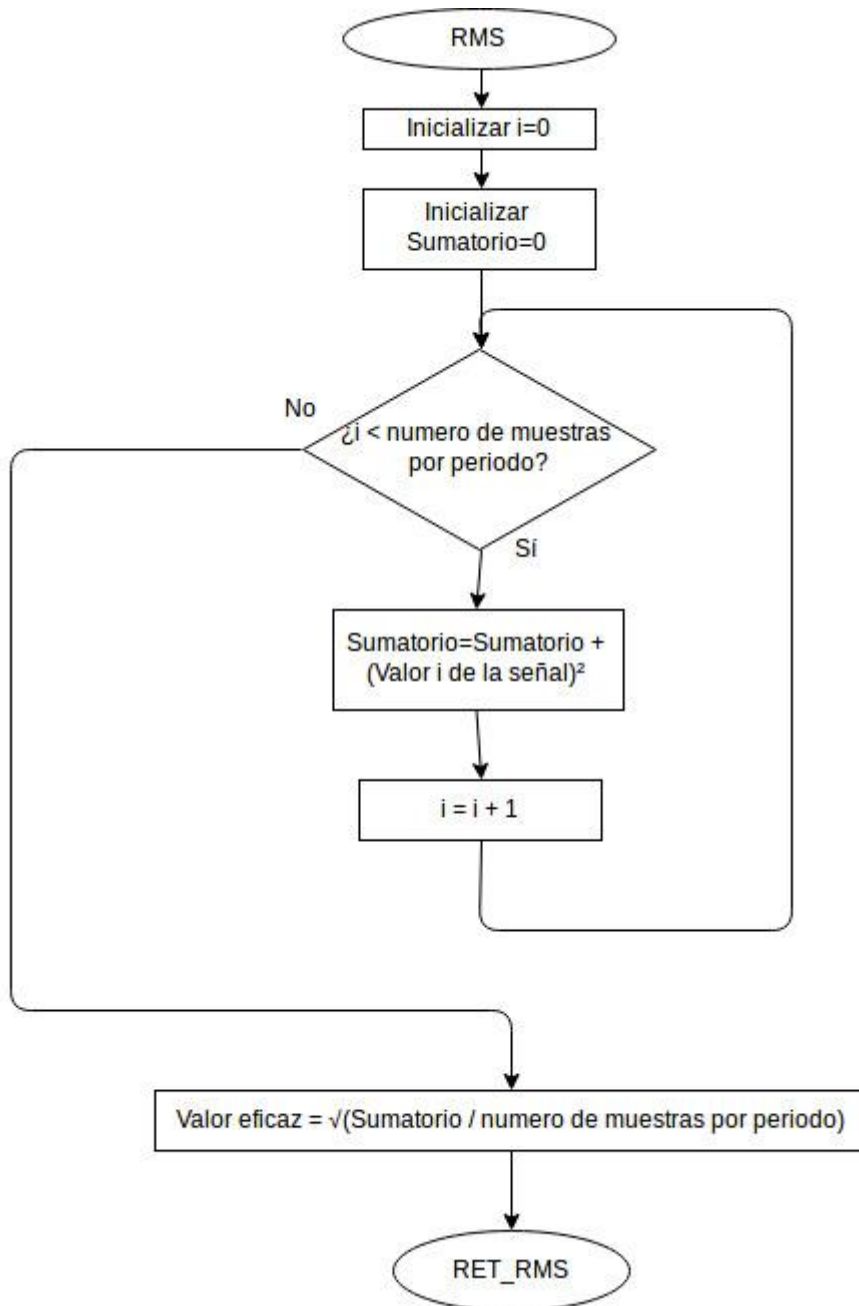


Figura 45. Flujo de algoritmo de cálculo de valor eficaz

EL THD se define como la relación entre el contenido armónico de una señal y el valor de su frecuencia fundamental. En este caso medido en relación con los valores eficaces. En la figura X se puede apreciar la metodología empleada anteriormente descrita.

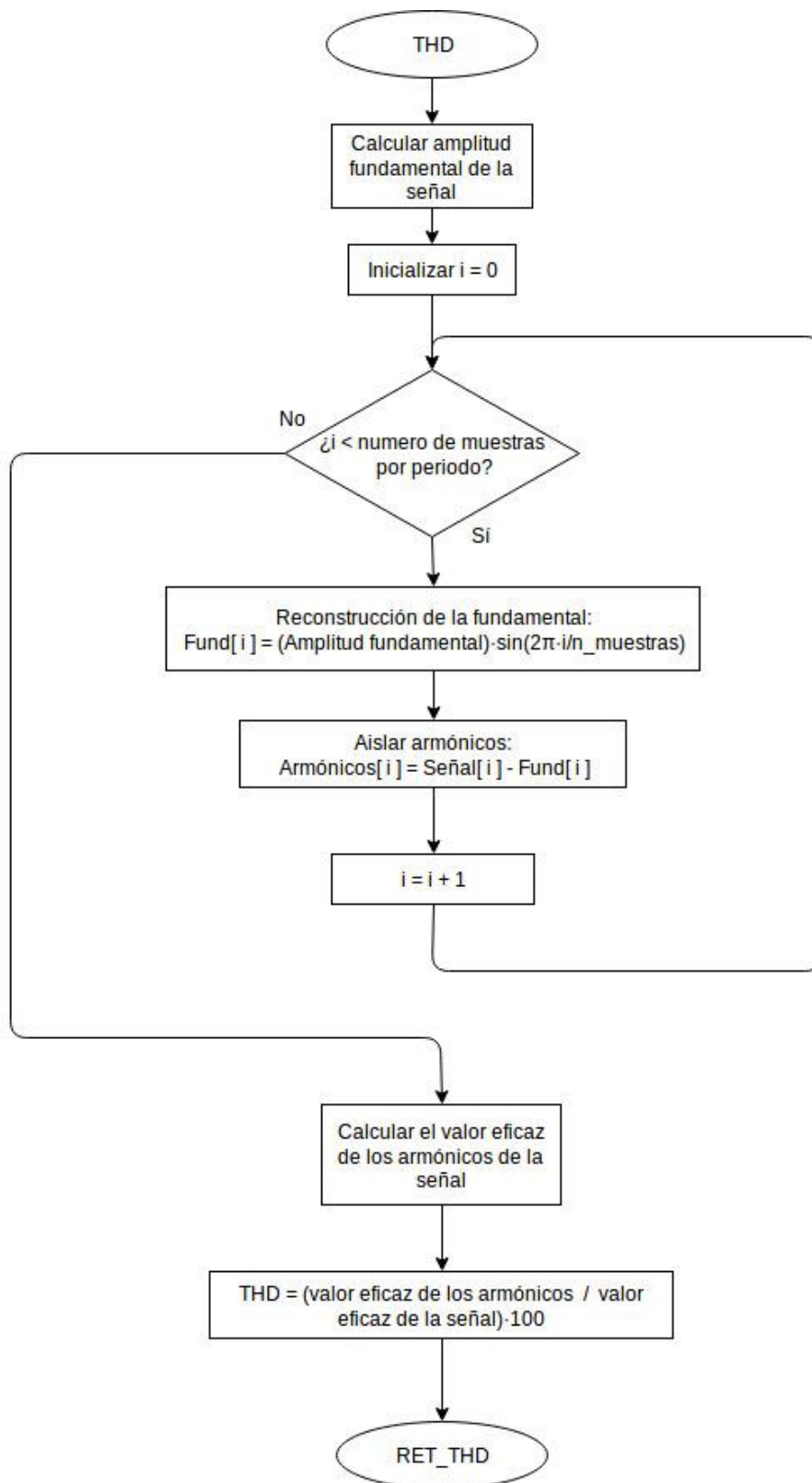
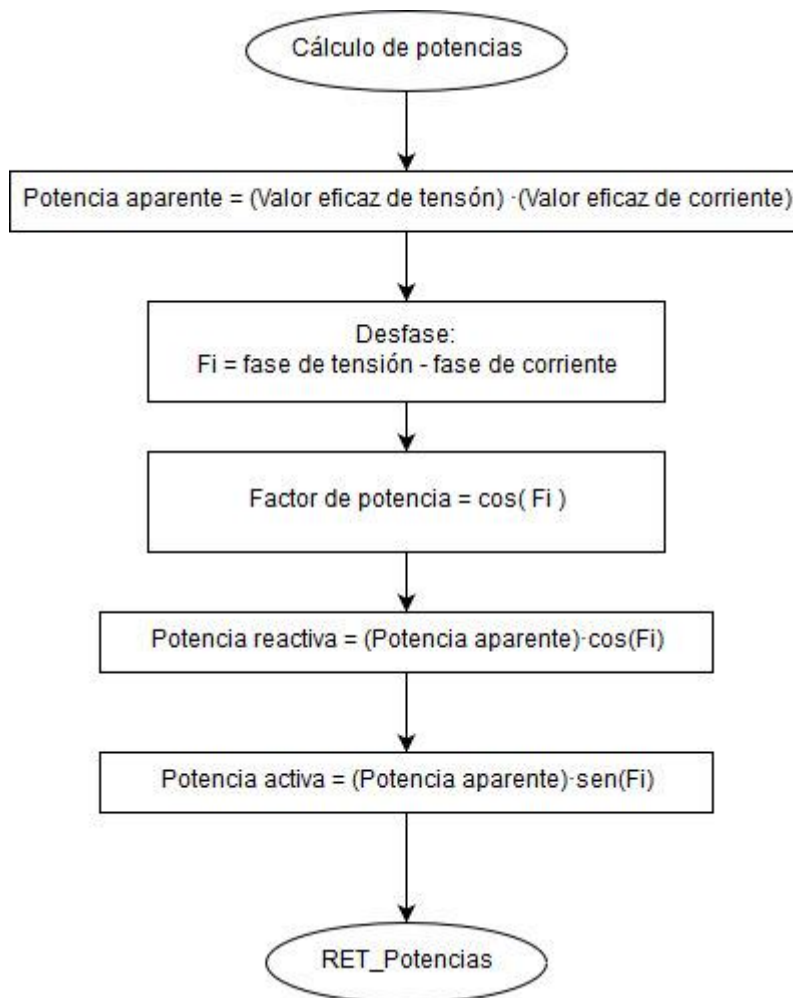


Figura 46. Flujograma de algoritmo de cálculo de distorsión armónica total

Cuando hablamos de potencia eléctrica en sistemas trifásicos existen un gran número de consideraciones y teorías a tener en cuenta. En sistema más riguroso se debería expresar la potencia en términos potencia armónica, de desequilibrios, potencia fundamental, potencia de componentes simétricas (teorema de Stokvis-Fortescue: secuencia directa inversa y homopolar), en definitiva, lo correcto sería seguir el estándar IEEE 1459 tal y como se detalló en la introducción. Sin embargo, eso excedería la complejidad requerida en un trabajo de final de grado, y complicaría enormemente el desarrollo del software. Es por eso por lo que se ha optado por una definición clásica de las potencias eléctricas para este proyecto.



**Figura 47.** Diagrama de flujo del algoritmo de cálculo de potencias

Para calcular la corriente del neutro recorreremos los vectores de corriente de las fases y sumamos la muestra de las tres. Si el sistema esta equilibrado el resultado debería ser cercano a cero.

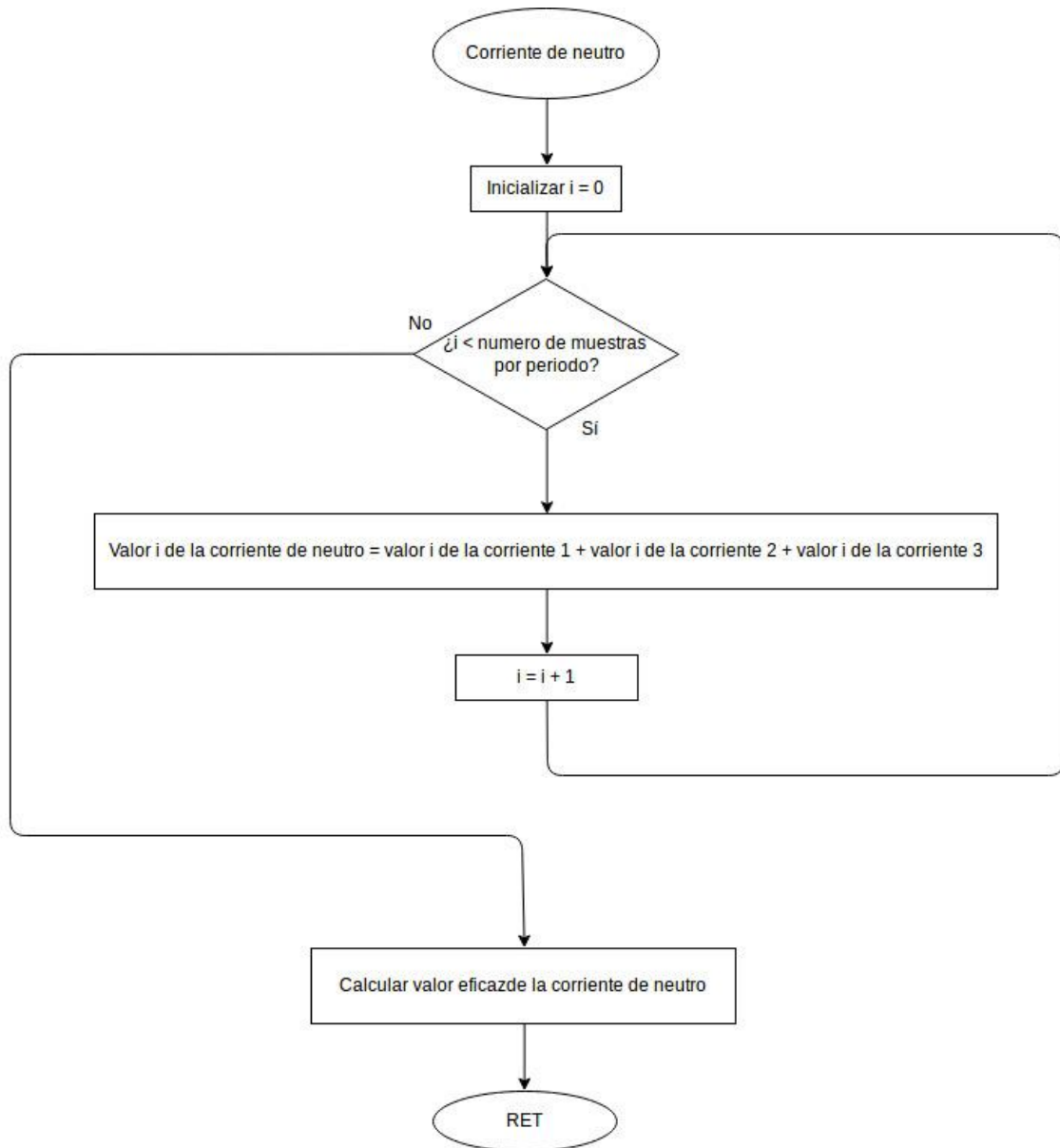
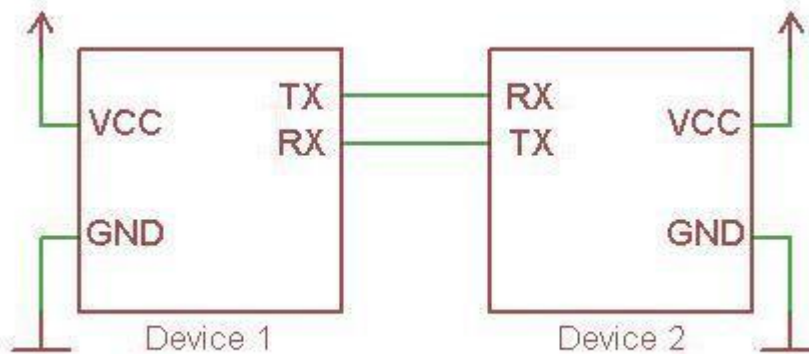


Figura 48. Diagrama de flujo del algoritmo de cálculo de corriente de neutro

## 4.5 Comunicaciones

### 4.5.1 Introducción comunicación serie

El conocido como puerto serie es usado en gran cantidad de dispositivos como microcontroladores o FPGA para transmitir tramas sencillas de datos. Está definido como una forma de comunicaciones punto a punto, es decir, una forma de conectar dos dispositivos entre sí, no más.



**Figura 49.** Representación de dos dispositivos comunicándose por puerto serie

Este sistema de comunicación se basa en dos líneas de datos referenciadas a la misma masa por las cuales fluyen los bits de los datos de comunicación. Una línea sirve para transmitir datos (TX) mientras que la otra se emplea para recibir datos (RX). Tal y como se muestra en la figura anterior el pin por donde el dispositivo 1 envía va conectado al pin de recepción del dispositivo 2 y viceversa.

Para que el entendimiento entre los dos dispositivos sea posible es preciso que compartan la misma configuración en cuanto a velocidad de transmisión y formato de la trama. La velocidad de transmisión se mide en baudios y determina los bits por segundo que se envían/reciben en la comunicación. A su vez el formato de la trama varía según el número de bits de datos (normalmente 8) y la ausencia o no de bit de stop y de bit de paridad.

Nuestro micro dispone de varios puertos serie, entre ellos hay uno que es el usado para la depuración y la programación desde el PC. En la launchpad hay un convertor de serie a USB, que usaremos para conectarnos con la raspberry. Aunque también sería posible la interconexión de los pines de la launchpad con los pines de la raspberry, esto requeriría la configuración de los pines en la raspberry y otros aspectos que restarían sencillez al sistema innecesariamente.

### 4.5.2 Protocolo de comunicación Modbus

Según lo descrito en [2], ModBus es un protocolo de comunicación posicionado en la capa 7 del modelo OSI. Es un estándar de facto, el cual provee una comunicación

cliente/servidor (TCP/IP) o maestro/esclavo (ModBus Serial Line) entre dispositivos conectados en diferentes tipos de buses o redes. Fue diseñado en 1979 por Modicon, parte de Schneider Automation para transmitir y recibir datos de control entre los PLC's y los sensores.

Entre las principales ventajas de usar ModBus están que es un protocolo seguro, que no requiere licencias y su implementación es relativamente sencilla en dispositivos electrónicos.

Actualmente ModBus se implementa usando:

- TCP/IP sobre Ethernet
- Transmisión serial asíncrona sobre: EIA/TIA-232-E, EIA-422, EIA/TIA-485-A; fibra, radio, etc. x MODBUS PLUS, red de transmisión de tokens de alta velocidad.

Debido a que en presente trabajo se va a trabajar con una transmisión serial sobre EIA/TIA 485, se describirá el protocolo ModBus que usa líneas seriales.

El protocolo ModBus que usa líneas seriales es un protocolo Maestro/esclavo que trabaja en el nivel 2 del modelo OSI. A nivel físico puede ser implementado sobre diferentes interfaces (RS485, RS232) siendo la interfaz de 2 cables (Half-duplex) la más común, tal y como hemos empleado en nuestra red de comunicación.

En Modbus serial el rol cliente es realizado por el Maestro del bus serial y los nodos esclavos actúan como servidores. Modbus tiene dos comunicaciones serie, ASCII y RTU para intercambiar mensajes entre los dispositivos, estos mensajes se conocen como tramas.

- **Modbus RTU** (Remote Terminal Unit) la comunicación entre dispositivos se realiza por medio de datos binarios. Es la comunicación serie que más se usa.
- **Modbus ASCII** (American Standar Code for Information Interchange) la comunicación entre dispositivos se lo realiza por medio de caracteres ASCII.

### 4.5.3 Modbus capa de enlace de datos

Modbus trabaja únicamente con un maestro conectado al bus, y uno o más esclavos (máximo 247) al mismo tiempo. La comunicación siempre la inicia el maestro y únicamente se puede iniciar una transacción al mismo tiempo. Los esclavos nunca transmiten datos sin recibir un requerimiento por parte del maestro y no pueden comunicarse entre ellos. Es decir, la comunicación es sencilla, el maestro envía los mensajes y el esclavo designado los responde.

Modbus define una PDU (Unidad de Datos de Protocolo) independiente de las capas de comunicación. El mapeo del protocolo en un bus o red específica introduce algunos campos adicionales a la PDU. El cliente que inicia la comunicación Modbus construye la PDU y luego añade los campos en orden para construir el PDU de comunicación apropiado, como se puede ver en la figura siguiente para el Modbus serial.

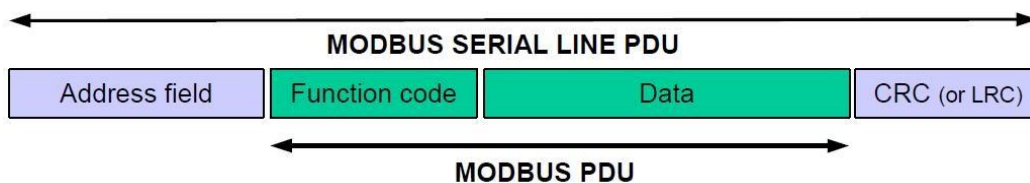


Figura 50. Trama Modbus serial

- El campo dirección únicamente contiene la dirección del esclavo.
- El código de Función indica que clase de acción se va a llevar a cabo.
- La Comprobación de Redundancia Cíclica CRC (de sus siglas en inglés Cyclic Redundancy Check) se usa para detectar errores y depende del modo de transmisión serial (RTU o ASCII).

### 4.5.4 Modo de transmisión RTU (Remote Terminal Unit)

Cuando los dispositivos se comunican con Modbus en modo RTU, cada byte de 8 bits en un mensaje consta de 2 caracteres hexadecimales de 4 bits. Su principal ventaja con respecto al modo ASCII es que puede enviar mayor cantidad de datos para la misma velocidad de transmisión. Cada mensaje debe ser transmitido en un flujo continuo de caracteres.



El formato por cada byte en modo RTU es el siguiente:

- 1 bit de inicio.
- 8 bits de datos, el bit menos significativo se envía primero.
- 1 bit de paridad (si no se usa paridad se debe enviar un bit de parada).
- 1 bit de parada.

La siguiente figura muestra la secuencia de bits en que se envía cada una de las tramas en el modo RTU



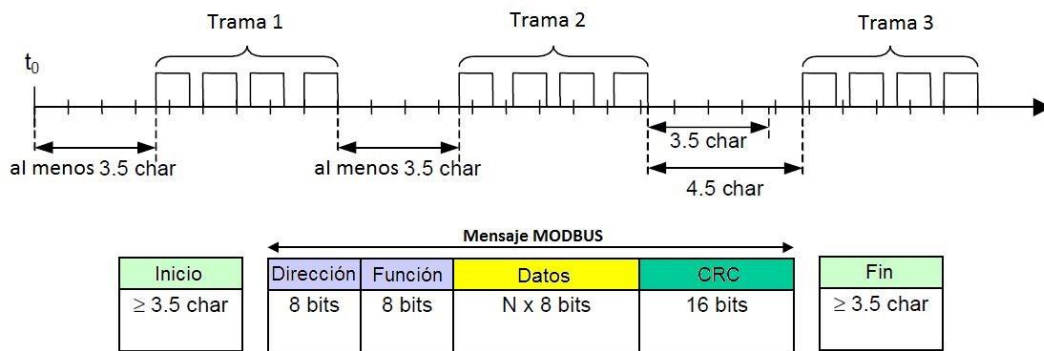
**Figura 51.** Secuencia de bits en modo RTU con bit de paridad y sin bit de paridad

#### 4.5.5 Trama en el modo de transmisión RTU

En el modo RTU las tramas de mensajes están separados por un intervalo de silencio de al menos 3.5 veces el tiempo necesario para enviar un carácter. Esto permite a los dispositivos que reciben una nueva trama empezar en el inicio del mensaje, y conocer cuando el mensaje termina. Los mensajes que no están completos deben ser detectados.

Después del silencio se envía el campo de dirección del esclavo, cuya longitud es de 8 bits. Seguidamente se envían 8 bits que corresponden al código de la función. Luego de esto se envían los datos y finalmente se envían 16 bits para el CRC.

Para enviar una trama Modbus RTU hay que tener en cuenta que el tamaño máximo de la trama es 256 bytes.



**Figura 52.** Trama en el modo de transmisión RTU

Si se produce un silencio por más de 1.5 el tiempo de un carácter entre dos caracteres, la trama se declara incompleta y podría ser descartada por el receptor.

#### 4.5.6 Implementación de Modbus en el DSC

Disponemos de una librería desarrollada por el laboratorio de electrónica de potencia y energías renovables implementada en C que gestiona todo lo relacionado con el protocolo de comunicación.

Lo único que debemos hacer para poder transmitir los resultados de las medidas tomadas y calculadas es asignar una dirección de memoria de Modbus (una dirección virtual para el protocolo, no una dirección de memoria del microcontrolador) y parsear los datos para que el protocolo los envíe cuando las direcciones de Modbus mencionadas pretendan ser leídas por el otro extremo de la comunicación.

Con el fin de evitar incongruencias en los datos enviados (como que se solicite la información de una variable mientras se está ejecutando el algoritmo de cálculo de las medidas) en este proyecto se ha optado por generar una estructura de datos donde se copie el valor de las variables que alojan el resultado de las medidas después de ser calculadas. Los valores dentro de esta estructura "espejo" serán los que parseemos, es decir, los que Modbus devolverá cuando reciba una petición de lectura de las direcciones de memoria correspondientes.

Debido a que el tamaño de dato de Modbus es de 16 bits, no se pueden mandar datos en coma flotante como tal. Sería necesario dividir la variable en dos datos de 16 bits, y enviarlos por separado. Luego el dato debería reconstruirse al otro extremo. Con el fin de evitar esto todas las variables que se envían son de tipo entero de 16 bits. Aunque los cálculos de las medidas se hacen en coma flotante, al copiar los resultados a la estructura que lee Modbus se hace un cast a entero del valor de la variable en coma flotante multiplicada por 100 para obtener dos decimales. En el otro extremo por tanto se deberá dividir entre 100 el entero recibido.

## Capítulo 5 VISUALIZACIÓN DE LOS RESULTADOS

### 5.1 Linux en sistemas embebidos

El uso de Linux está creciendo enormemente en sistemas embebidos, gracias a su estabilidad, al ser código abierto y la disponibilidad de controladores para una gran cantidad de periféricos.

Es interesante resaltar la proliferación de distribuciones de Linux portadas a sistemas embebidos con arquitectura ARM. Tal vez esto no es una novedad, pues en los dispositivos Android vine sucediendo desde la aparición de los primeros smartphones, sin embargo, que hayan aparecido plataformas con distribuciones de Linux no privativas ha supuesto un “boom” en el desarrollo del llamado internet de las cosas, y de sistemas embebidos con capacidades similares a las de algunos PC’s. Las ventajas más notables de estos sistemas son su gran capacidad de procesamiento en relación con su tamaño, su bajo consumo energético y su precio.

Aunque hoy en día existen muchos fabricantes de placas de desarrollo basadas en ARM + Linux el sistema más conocido, soportado y vendido es Raspberry Pi. Esta placa está desarrollada por la fundación Raspberry Pi y es la plataforma con más comunidad y soporte de entre todas con diferencia.

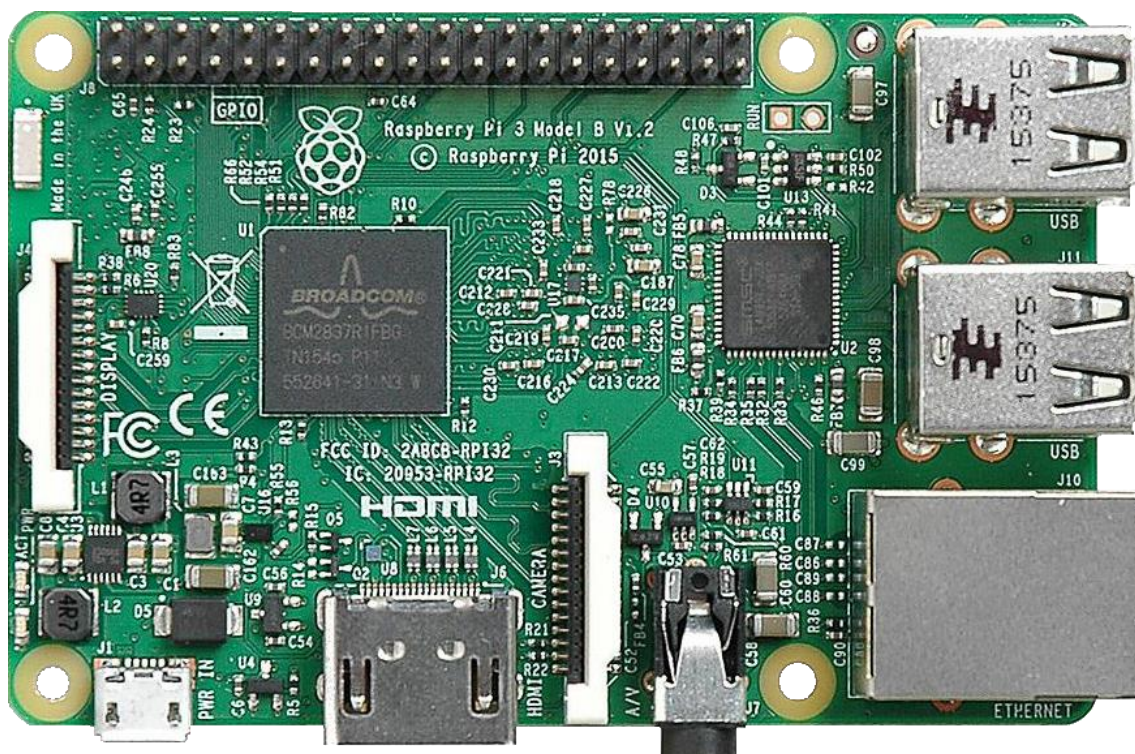


Figura 53. Raspberry Pi 3

En este proyecto se ha utilizado concretamente la Raspberry Pi 3 que cuenta con un procesador Broadcom BCM2387 trabajando a 1,2 GHz con cuatro núcleos ARM Cortex-A53, 1GB de RAM, conectividad wifi y bluetooth, puerto ethernet 10/100, 4 puertos USB, salida de audio Jack de 2.5 mm, HDMI y 40 pines GPIO con diversas funcionalidades y periféricos añadidos (UART, SPI, I2C, etc).

Como sistema operativo utilizaremos Raspbian Jessie. Se trata del sistema operativo soportado por la fundación Raspberry pi y está basado en Debian. Se trata de un sistema operativo de escritorio completo.

## 5.2 Node-Red

Debido al mencionado auge del internet de las cosas gracias en parte a la proliferación de placas de desarrollo con Linux como la Raspberry encontramos nuevas herramientas de desarrollo que se adaptan a este nuevo concepto. Es el caso de Node-RED, una herramienta de visualización open-source creada por IBM que nos permite interconectar todos los elementos del Internet de las Cosas. Estos elementos pueden ser desde dispositivos hardware a APIs o servicios online.

Node-RED muestra visualmente las relaciones y funciones, y permite al usuario programar sin tener que emplear ningún lenguaje. Es un editor de flujo basado en el navegador web donde se puede añadir o eliminar nodos y conectarlos entre sí con el fin de hacer que se comuniquen entre ellos.

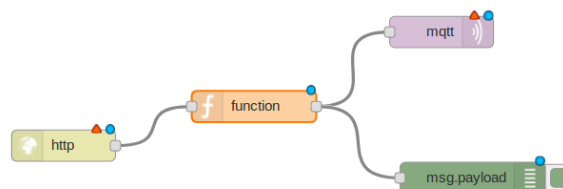


Figura 54. Ejemplo de programación por nodos en node-red

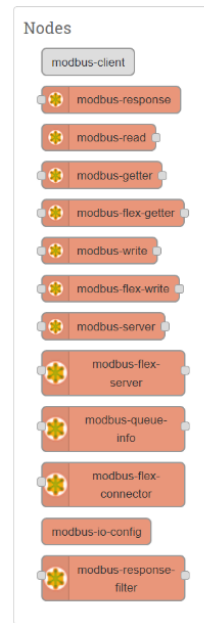
Está basado en node.js, una plataforma JavaScript del lado del servidor que usa un controlador de eventos y un modelo de entradas y salidas para crear aplicaciones intensivas en datos y en tiempo real que puedan funcionar sin problemas a lo largo de muchos dispositivos en arquitecturas distribuidas. Por tanto, lo único que se necesita para trabajar con Node-RED es que el dispositivo donde se ejecute sea compatible con la librería node.js o con alguno de los módulos que permiten la comunicación con ella. Sin embargo, el número de servicios y dispositivos compatibles es muy grande gracias, en parte, a la tendencia de muchas plataformas modernas de exponer sus datos de una forma funcional a través de APIs públicas que aceptan sin problemas peticiones HTTP.

Node.js funciona sin problemas en un gran número de dispositivos embebidos, como la Raspberry Pi.

### 5.2.1 Modbus en node-red

En node-red existen una gran variedad de paletas de nodos que ofrecen diferentes funcionalidades. Entre ellas encontramos el módulo “node-red-contrib-modbus”. Un paquete de nodos específicos para trabajar con modbus ya sea sobre TCP o puerto serie. Esta es una de las ventajas de utilizar protocolos de comunicacion estandar, pues se encuentran implementados en multitud de plataformas.

Este módulo se encarga de todo lo relacionado con la comunicación de forma transparente para el “programador” de node-red.



**Figura 55.** Nodos ModBus en node-red

### 5.2.2 El Dashboard de node-red

Para la visualización de los datos node-red cuenta con una serie de nodos capaces de representar tanto texto como gráficos en un entorno web sencillo pero muy vistoso. Forma una estructura web completa que se puede estructurar en pestañas y columnas, con un menú y títulos personalizables. Ofrece distintos tipos de gráficas, botones y demás.

Con esto construiremos la web que nos permitirá en ultima instancia visualizar los resultados de los cálculos y las medidas.

### 5.2.3 Interconectando nodos

Como hemos mencionado anteriormente la comunicación en node red esta resuelta gracias al paquete de ModBus. Este nos devuelve en el payload (la carga útil de datos del mensaje) un buffer con todos los registros leídos en el DSC. Para llevar los datos por separado a su representación en los distintos gráficos es necesario introducir un elemento demultiplexor, que separe el buffer y lo ofrezca en el formato correcto al resto de nodos. Esto se lleva a cabo con una sencilla función escrita en javascript dentro de un nodo nativo de node-red provisto para tal cometido.

Además, debemos aplicar el escalado correspondiente a las medidas que lo requieran para obtener los decimales (recordar que solo enviamos registros de 16 bits con datos de tipo entero) y luego conectar el dato con los elementos de representación del dashboard.

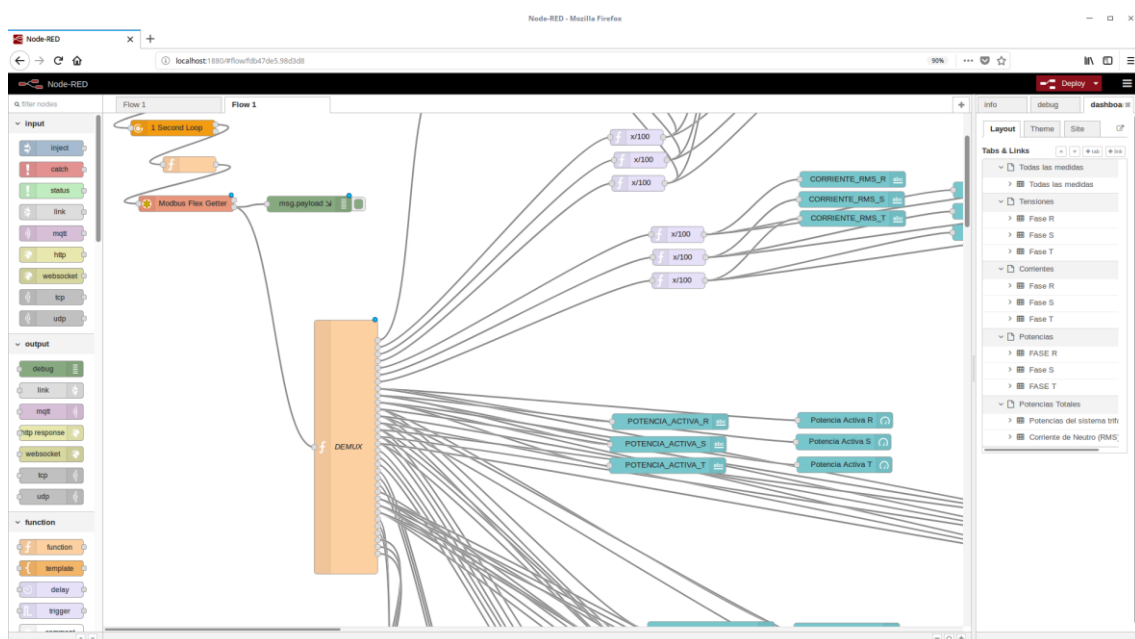


Figura 56. Desarrollo del flujo del sistema de medidas

## Capítulo 6 MONTAJE EXPERIMENTAL

Una vez definidos y desarrollados todos los aspectos del sistema debemos caracterizar y probar los distintos elementos que intervienen. Esto es el hardware de sensado, el software del DSC y el software de la Raspberry pi.

### 6.1 Caracterización del hardware de sensado

Lo primero será comprobar las características del circuito electrónico. Se pretende comprobar que los niveles de tensión a la salida del circuito sean correctos, que la señal de salida no tenga desfase (o sea mínimo) con respecto a la entrada, que el nivel de ruido sea correcto y por último se estudiará brevemente el comportamiento en frecuencia del circuito.

Para llevar a cabo los ensayos contamos con una fuente trifásica de laboratorio PACIFIC 360-AMX.



**Figura 57.** Fuente *PACIFIC Smart Source 360-AMX*

Se trata de una fuente lineal de 6000VA de potencia con capacidad para ofrecer señales tanto monofásicas como trifásicas con una frecuencia entre 20Hz y 5000Hz. Se puede ajustar tanto la amplitud como la fase como el contenido armónico de las señales de salida.

Se medirán las señales tanto de entrada como de salida mediante un LeCroy de cuatro canales que permite guardar información en una unidad USB externa tanto en forma de fotografía de la pantalla, como exportando los datos a un archivo tipo csv.



Para llevar a cabo las pruebas se colocaron sondas diferenciales en las medidas de tensión en la parte de potencia, sondas de corriente en las medidas de corriente de la parte de potencia y sondas normales en las señales de baja tensión.

En la figura a continuación podemos contemplar la respuesta del circuito en tensión ante la excitación con un sistema trifásico de 50Hz. En el canal 1 (color naranja) se representa la fase R medida con sonda diferencial. En los canales 2,3 y 4 se muestran las tres fases R, S y T que irían a la entrada del ADC. En la parte inferior de la captura podemos ver que el valor medio de cada fase en pequeña señal es distinto. Esto no afectará al sistema pues el offset se calcula en el micro de forma dinámica. También se puede observar que no hay desfase entre la señal de potencia y la pequeña señal.

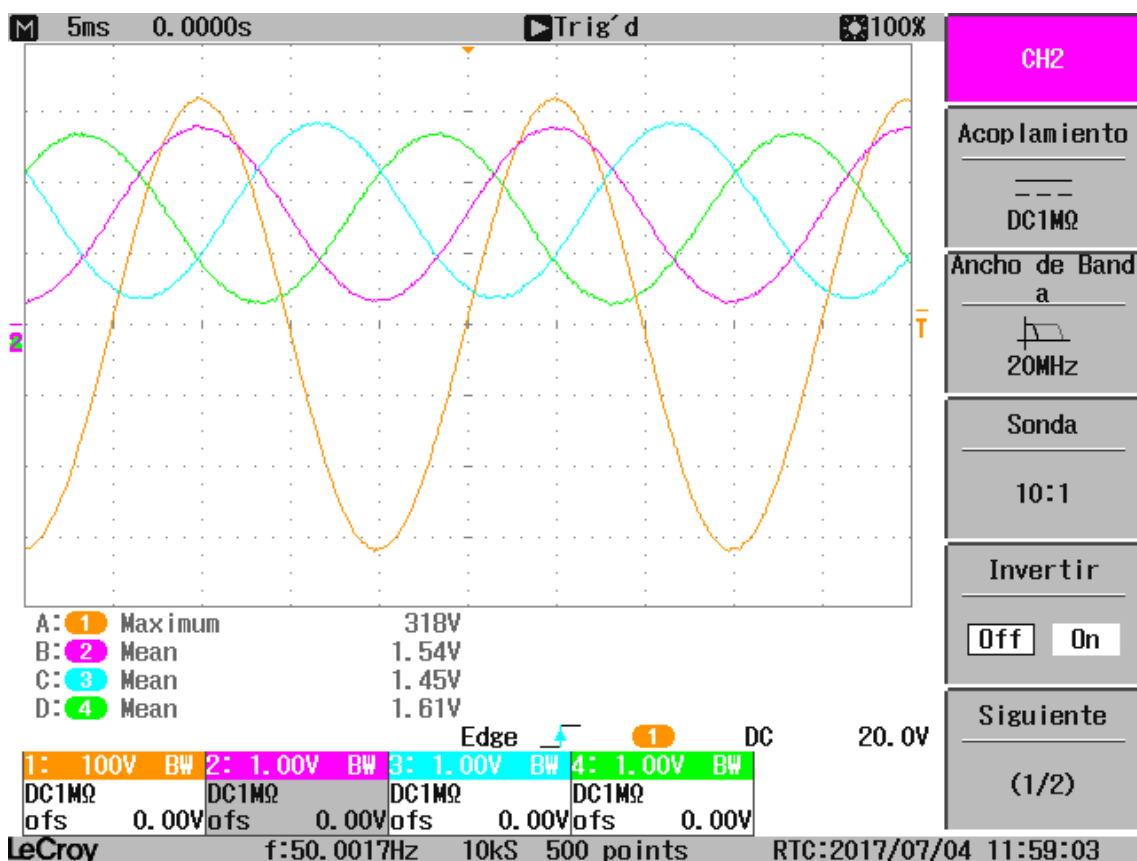


Figura 58. Captura del Osciloscopio. Tres fases en rango ADC y una fase de entrada

Para la siguiente captura se colocaron todos los canales en acoplamiento de alterna. Representamos todas las señales relacionadas con la misma fase. Para las medidas de corriente se puso una carga resistiva pura. Medimos la tensión de entrada en el canal 1 (naranja), la tensión de salida en el canal 2 (fucsia), la tensión del ADC que representa la corriente en el canal 3 (azul) y la corriente de entrada en el canal 4 (verde). En las medidas del osciloscopio se representan las amplitudes de cada señal. A partir de esta información podemos comprobar que las ganancias son las adecuadas, que coinciden con lo calculado en el apartado teórico. Nuevamente podemos comprobar que no hay desfase entre entrada y salida, tanto en tensión como en corriente. Además, podemos ver que el nivel de ruido es aceptable.

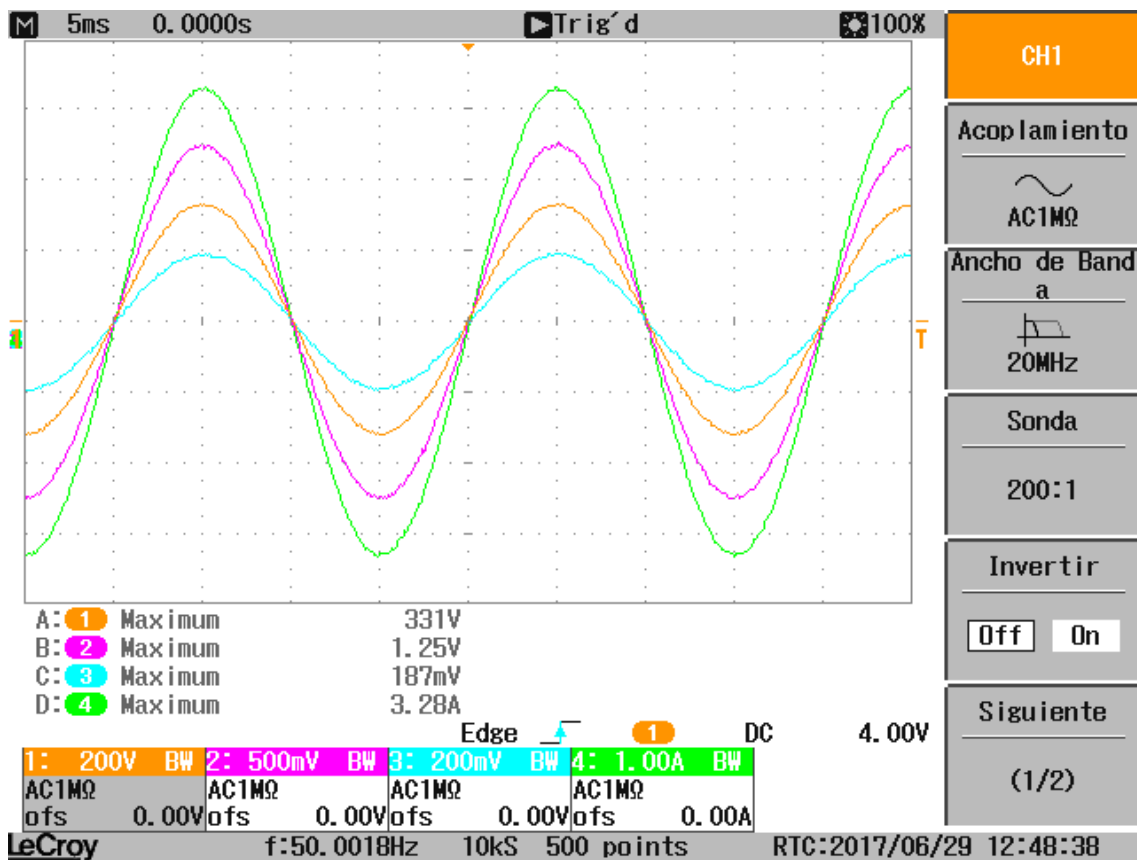


Figura 59. Tensiones y corrientes en potencia y pequeña señal

A continuación, analizaremos cómo se comporta el circuito en frecuencia, tanto la parte de tensión como la parte de corriente. Para ello cambiaremos la frecuencia con la fuente y capturaremos los datos con el osciloscopio. Sin embargo esta vez exportaremos los datos a un archivo .csv que leeremos con Matlab para la representación gráfica.

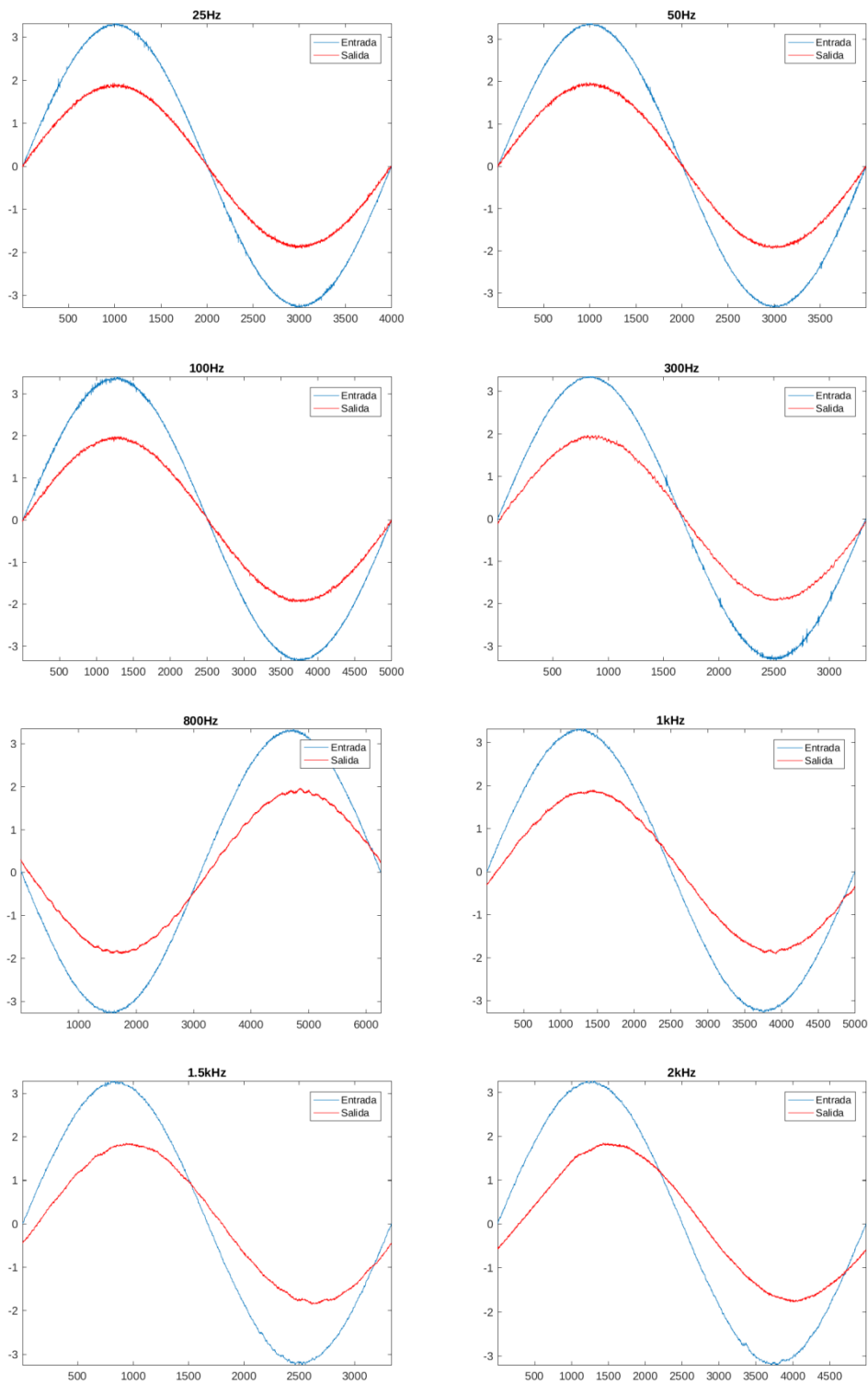
Todas las señales corresponden a la misma fase, sin embargo, al ser circuitos idénticos en todas las fases los resultados son extrapolables al resto de fases. Para la prueba se conectó carga resistiva para excitar los sensores de corriente.

Se excitaron los circuitos con señales de 25, 50, 100, 300, 800, 1000, 1500 y 2000 Hz. Los resultados se pueden apreciar en las figuras que aparecen a continuación.

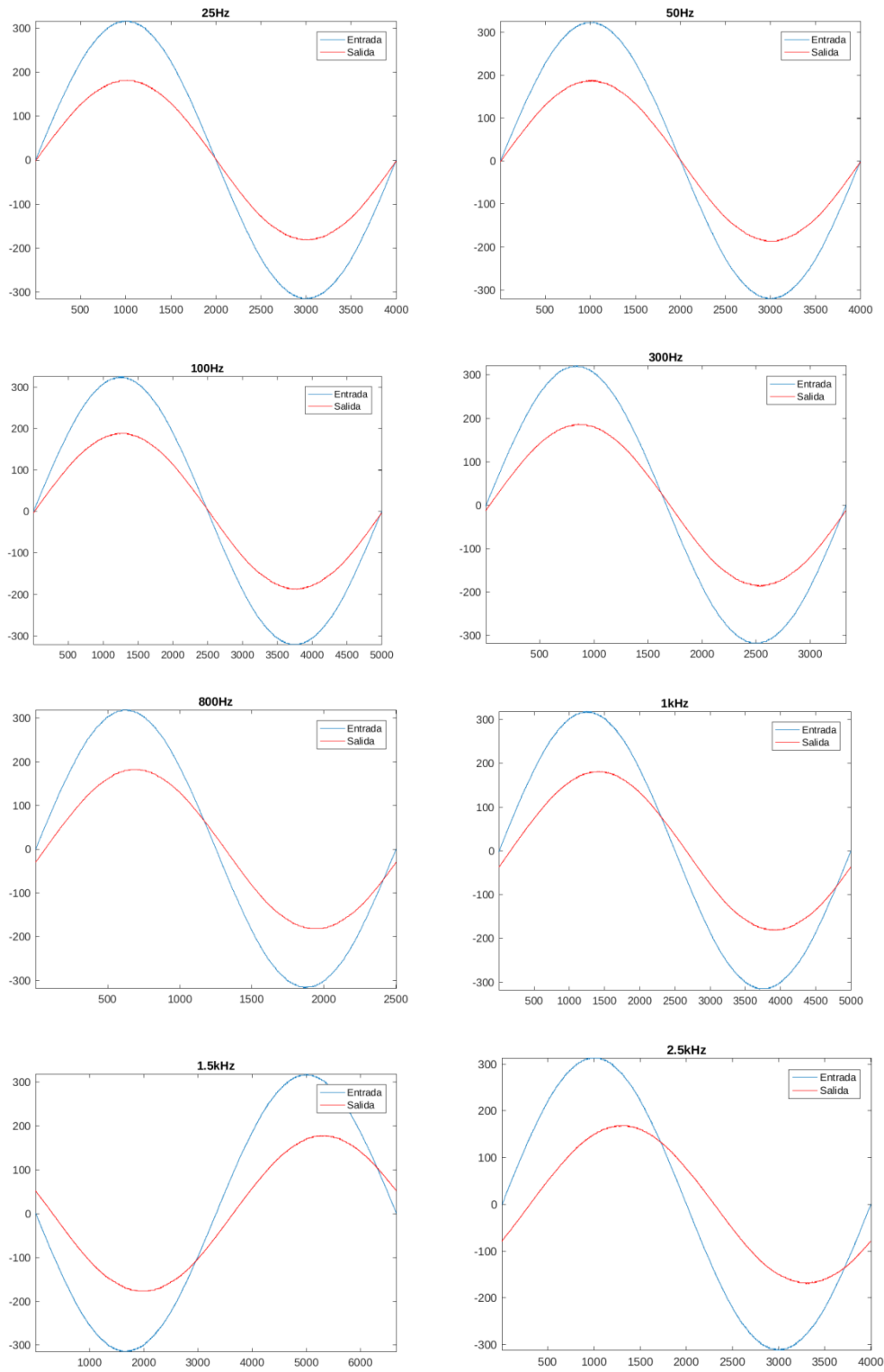
Primero vemos la respuesta de la corriente. Como era de esperar en frecuencias bajas el sistema responde bien, no hay desfase ni distorsión de la señal, sin embargo, conforme subimos de frecuencia la señal se deforma. Esto es debido al sensor de corriente (sensor de efecto hall) que no está preparado para medir señales de frecuencias elevadas y no trabaja correctamente a partir del kilohercio. Por otra parte el desfase es debido en parte al sensor pero en su gran mayoría al filtro antialiasing paso bajo de orden 1, que está provocando desfase en la señal conforme nos acercamos a la frecuencia de corte (7 kHz).

Por otra parte, en el circuito de tensión observamos que no hay distorsión en la señal conforme aumentamos la frecuencia, pues el sensor de tensión responde bien en este rango de frecuencias. Por tanto, solo vemos el desfase esperado debido al filtro RC anteriormente mencionado.

Otro dato que destacar es que las medidas de tensión tienen menos ruido que las de corriente. Esto también es debido al sensor de efecto hall, que introduce más ruido en la señal que el amplificador de aislamiento encargado de medir la tensión.



**Figura 60.** Barrido en frecuencia de la etapa de corriente



**Figura 61.** Barrido en frecuencia de la etapa de tensión

## 6.2 Interconexión del hardware y Calibración el sistema

Llegados a este punto es necesario probar todos los aspectos del software trabajando con un sistema real. Por ello conectaremos la launchpad a la placa de medidas y esta a la fuente trifásica y a una carga trifásica resistiva.

Quizás el elemento más importante para el correcto funcionamiento del sistema sea el PLL, pues es el que determinará todos los parámetros básicos para el cálculo de las potencias. Para comprobar si está trabajando como esperamos se recurrió a un pin digital al que se le forzaba a nivel bajo si el seno de la posición calculada con el PLL era positivo y se le forzaba a nivel bajo en caso contrario. De esta manera podemos comprobar con el osciloscopio los pasos por cero del PLL y los pasos por cero de la señal real.

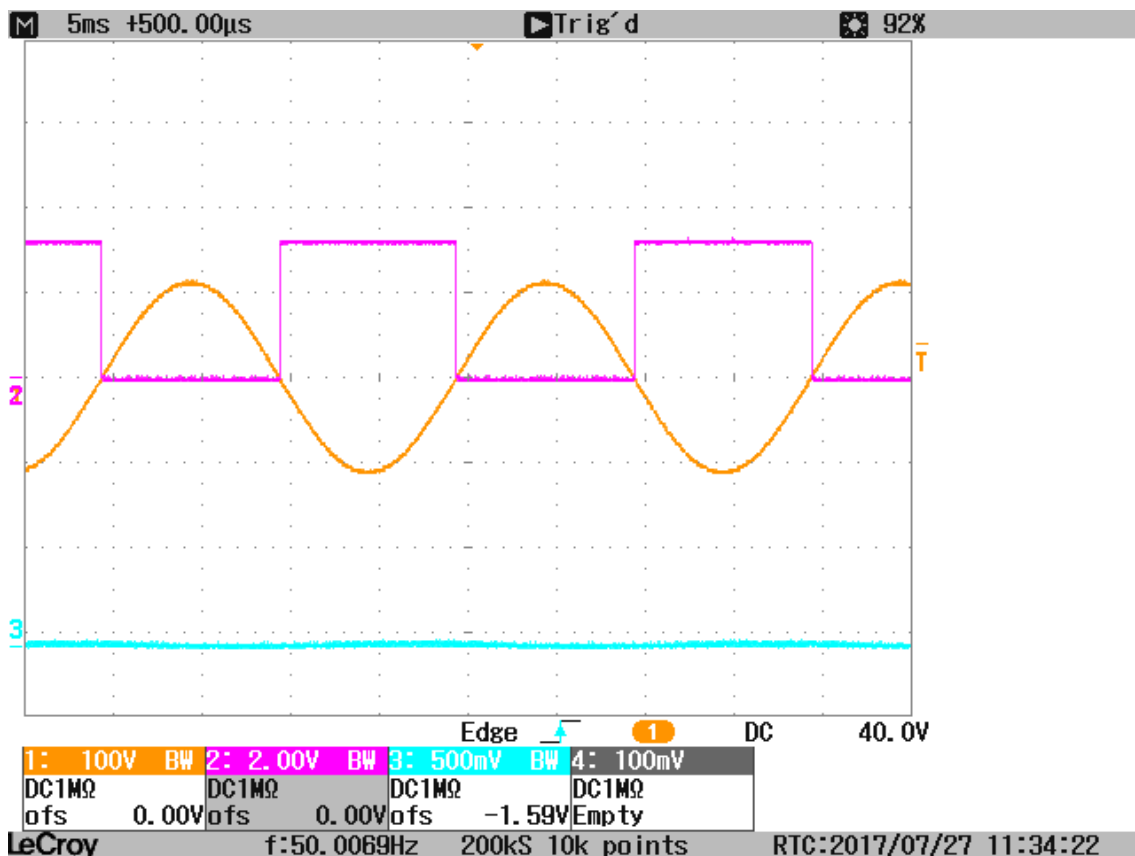


Figura 62. Funcionamiento del PLL con señal real

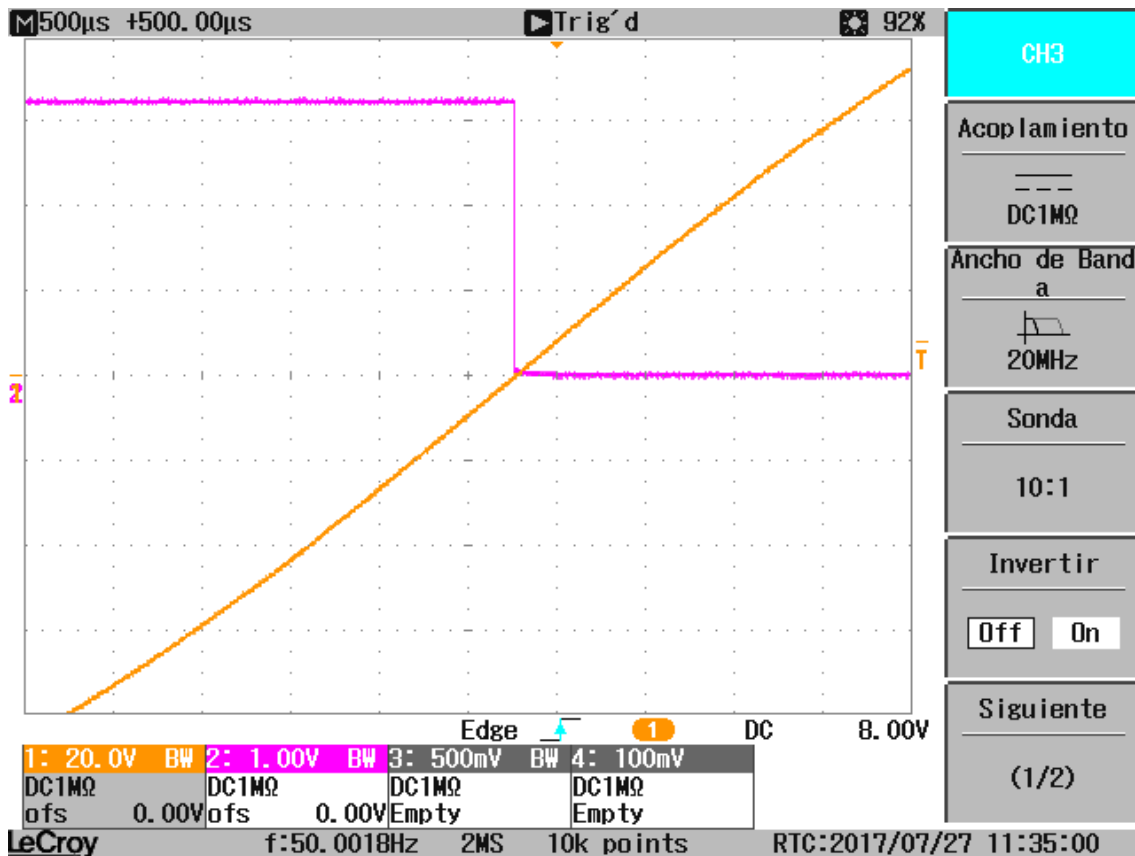


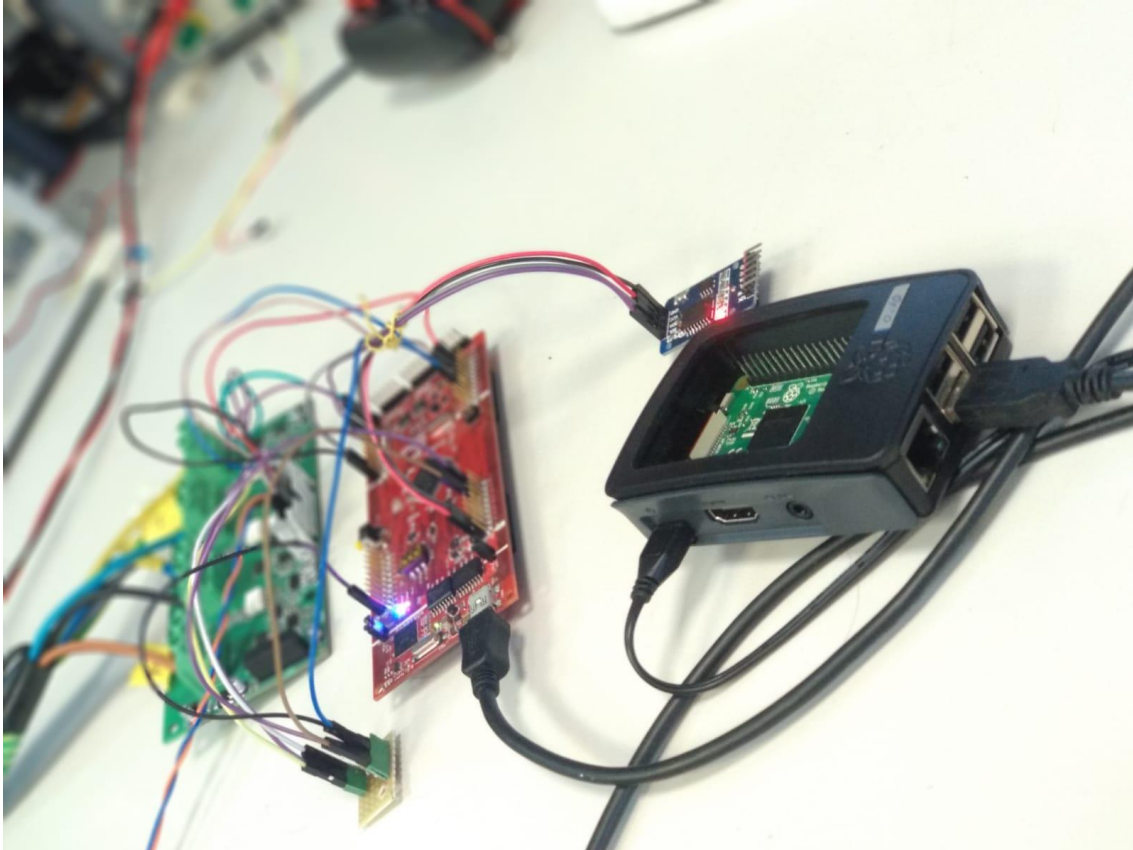
Figura 63. Funcionamiento del PLL con señal real. Detalle

Por otra parte, nos queda la tarea de calibrar el sistema, para que las medidas ofrecidas en última instancia coincidan en valor con la realidad.

Para ello el procedimiento es el mismo en las 6 señales. Se excitan los circuitos con una señal de continua y se toma el valor medido con un multímetro y el valor medido en cuentas de ADC. Se repite por al menos 10 puntos distintos repartidos lo máximo posible dentro del rango dinámico de los sensores y se lleva a cabo un ajuste por mínimos cuadrados con dichos puntos. De este resultado obtendremos la ganancia real de cada uno de los 6 canales que el ADC adquiere. Aunque los circuitos de tensión y corriente estén replicados para cada fase, los componentes tienen tolerancias y otras características que hacen que puedan variar ligeramente los resultados entre fases. Por este motivo es importante realizar este procedimiento con los 6 canales.

### 6.3 Prueba del de monitorización

Por último solo falta probar que la comunicación entre el DSP y la raspberry funciona correctamente.



**Figura 64.** Montaje experimental. Launchpad - Raspberry - Placa de Medidas

Cuando ejecutamos node-red en la raspberry se abre el puerto serie en node-red y la librería de modbus empieza a mandar peticiones de datos al microcontrolador. Cuando modbus responde los datos son recibidos por la aplicación y parseados para ser recibidos de manera individual por cada elemento del dashboard. La estructura de la pagina web que crea es la que se presenta a continuación.



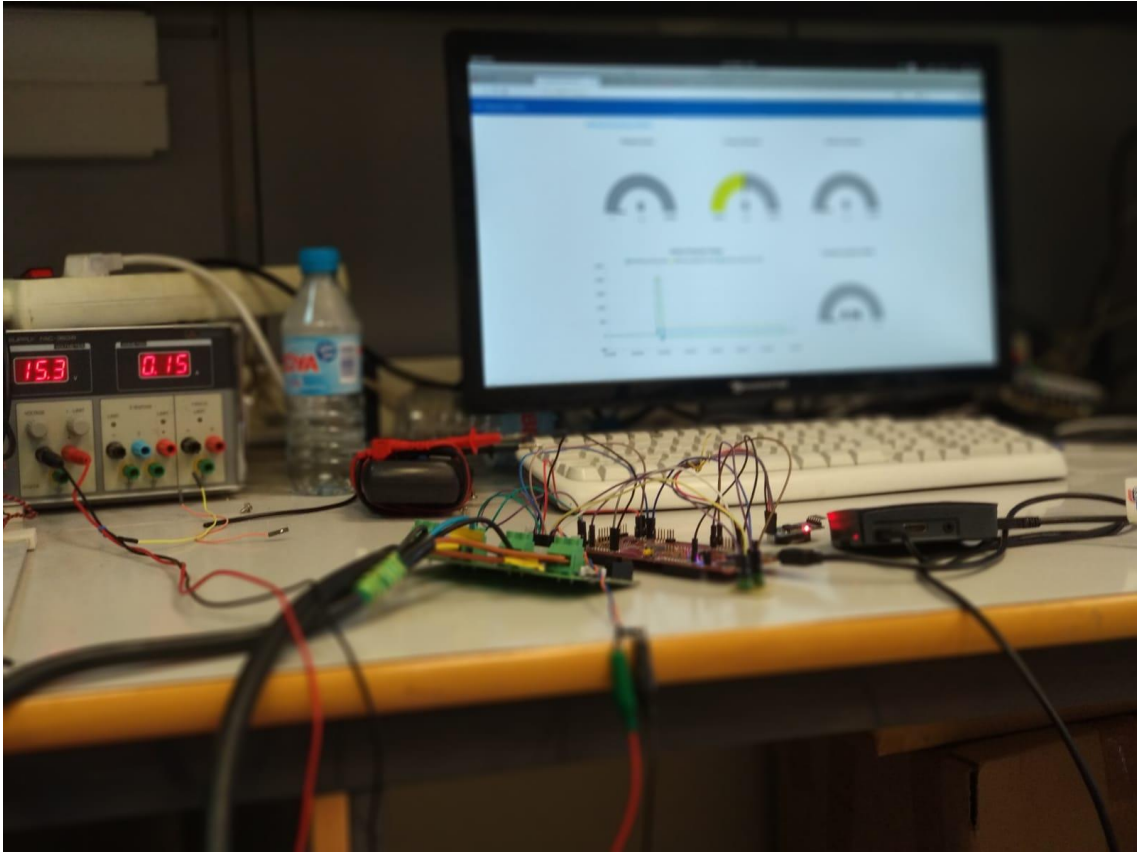


Figura 65. Vista general del experimento

Primero, en la página principal se muestran en modo texto todas las medidas realizadas.

☰ Todas las medidas	
<b>Todas las medidas</b>	
COMENZAR MONITORIZACIÓN	<input checked="" type="checkbox"/>
Frecuencia de red	50.00 Hz
TENSION_RMS_R	278.55 V
TENSION_RMS_S	278.46 V
TENSION_RMS_T	278.47 V
CORRIENTE_RMS_R	18.21 A
CORRIENTE_RMS_S	18.20 A
CORRIENTE_RMS_T	18.20 A
POTENCIA_ACTIVA_R	5073 W
POTENCIA_ACTIVA_S	4392 W
POTENCIA_ACTIVA_T	4993 W
POTENCIA_REACTIVA_R	0 VAR
POTENCIA_REACTIVA_S	-2532 VAR
POTENCIA_REACTIVA_T	-880 VAR
POTENCIA_AMBIENTE_R	5073 W

Figura 66. Dashboard: Todas las medidas

Después dedicamos una página tanto a las tensiones como a las corrientes por separado donde se muestra el valor eficaz y la distorsión armónica total de cada fase con unos medidores que muestran la información en tiempo real, más aparte unos gráficos que muestran el histórico de los valores eficaces.

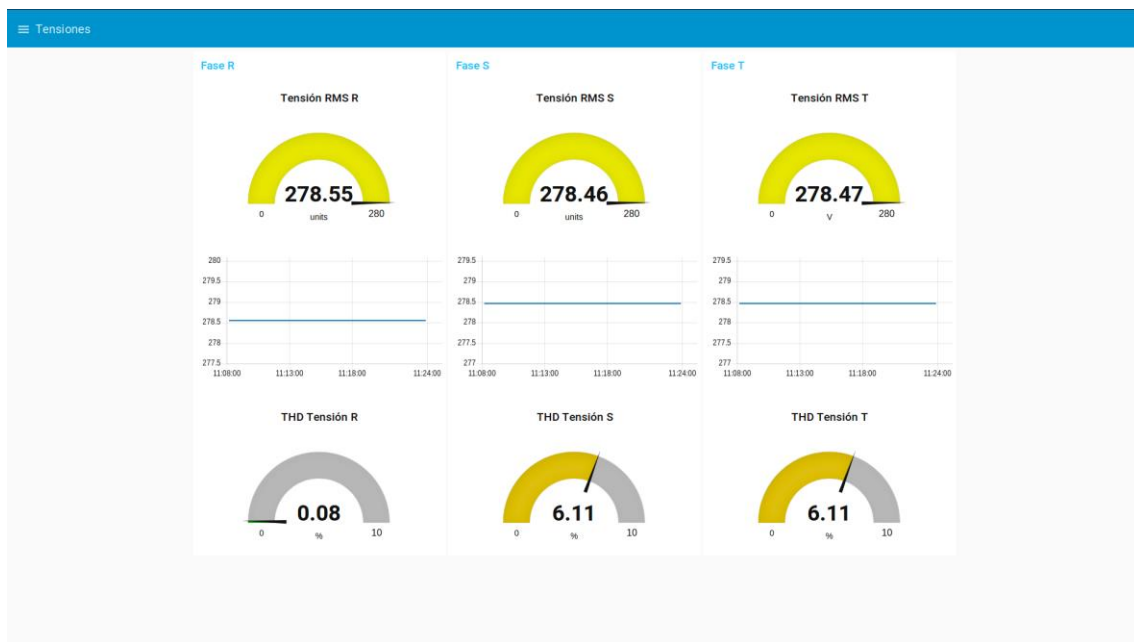


Figura 67. Dashboard: Tensiones

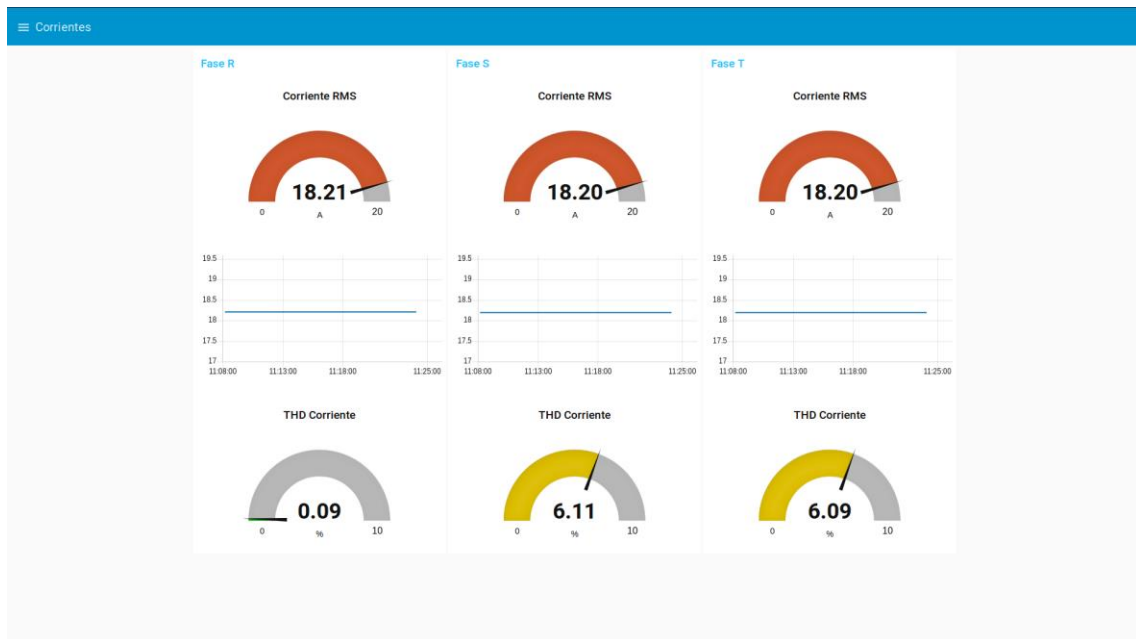


Figura 68. Dashboard: Corrientes

Luego vienen las potencias de cada fase por separado donde se ofrece la potencia activa, reactiva y aparente, así como el factor de potencia.

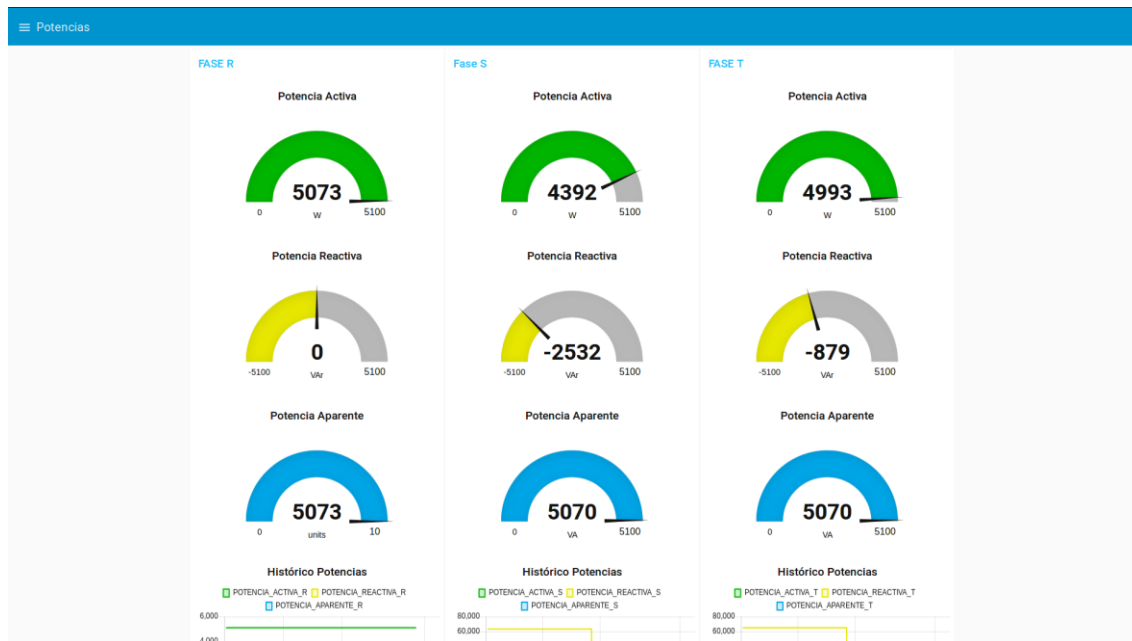


Figura 69. Dashboard: Potencias (A)

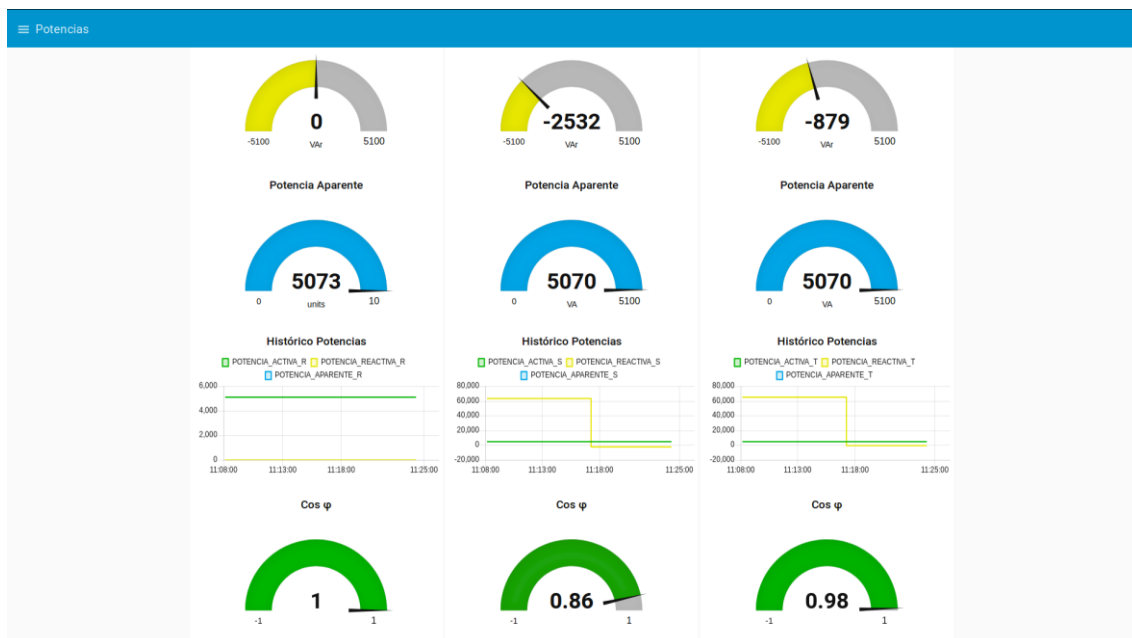


Figura 70. Dashboard: Potencias (B)

Y por último las potencias activa, reactiva y aparente del sistema trifásico completo.

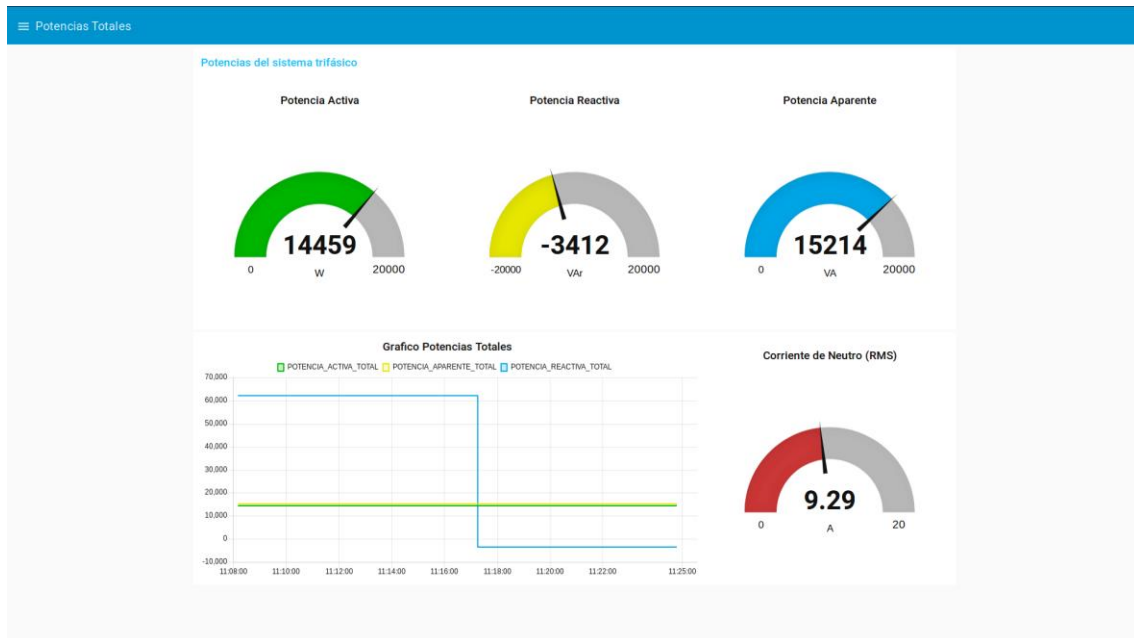


Figura 71. Dashboard: Potencias Totale

## Capítulo 7 Referencias.

[1] José Carlos Alfonso Gil, “Contribución a la mejora de los sistemas de medida basados en el IEEE Std 1459-2000”, Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de València, 2009.

[2] Miguel Sánchez Albiach, “Identificación y modelado del generador síncrono de imanes modelo inclin 3000 mediante simulación”, Trabajo de final de grado, Universitat Politècnica de València, 2009.

[3] Agustín Hernández, “Aprende a programar microcontroladores en Lenguaje C / C++”, <https://tallerelectronica.com/2015/08/24/aprende-a-programar-microcontroladores-en-lenguaje-c/>

[4] Roberto Martín Murdocca, Universidad Nacional de San Luis, “Sensores de efecto Hall”, <http://www0.unsl.edu.ar/~interfases/labs/lab09.pdf>

## Capítulo 8 Presupuesto

### 8.1 Introducción

Debido a que este trabajo de final de grado se trata de un diseño sobre una instalación existente en la que no se ha de añadir nada nuevo, sino solamente configurar los interruptores automáticos, solo se tendrá contabilizado como gasto el personal, oficina y software utilizado.

Dado que el presente trabajo final de grado se trata del diseño y montaje y testeo de un prototipo, los costes imputables son mayoritariamente por personal, uso de las herramientas de laboratorio y costes de oficina.

Para calcular el coste imputable de la utilización de equipos según el número de horas utilizadas en el presente proyecto, se tendrá en cuenta su amortización de la forma:

Amortización.

$$amort=VC-VR/n$$

Donde:

$VC$  Valor de compra (€).

$VR$  Valor residual al cabo del periodo de amortización (€), éste será del 5% de  $VC$

$n$  Periodo de amortización (años).

La tasa horaria se define como

$$th=amort/ht/año$$

$ht / año$  Horas trabajadas en un año (h).

Amort Valor amortizado del equipo.

Para el cálculo de la tasa horaria se tendrá en cuenta que las horas laborables en el año 2018 son un total de 1642.5

Personal técnico necesario para la realización del presente proyecto:

Ingeniero electrónico

Ingeniero eléctrico: Es la persona que realiza el estudio para llegar a la óptima regulación de los interruptores. Además de otros desempeños como la realización de informes.

Duración del proyecto

El proyecto comenzó el 23 de enero de 2018 y finalizó el 6 de junio de 2018, invirtiéndose un total de 500 horas con una dedicación por semana de 20 horas durante 20 semanas.

Tabla que resume las horas dedicadas al presente proyecto

<i>Personal</i>	<i>Inicio</i>	<i>Fin</i>	<i>Semanas</i>	<i>Horas semana</i>	<i>Total horas</i>
<i>Ingeniero electrónico</i>	23/01/2018	09/06/2018	20	20	500

## 8.2 Equipamiento utilizado

<i>Equipo</i>	<i>Unidades</i>
<i>Ordenador sobremesa</i>	1
<i>Estación soldadura RS Pro</i>	1
<i>Fuente trifásica Pacific Power AMX 360</i>	1



<i>TE1000B1ROJ resistencias ensayos</i>	1
<i>Sonda diferencial rs 729-6677</i>	
<i>Sonda de corriente Chauvin Arnoux E3n</i>	1
<i>WaveJet 334T</i>	1

Oficina

<i>Oficina</i>	<i>Unidades</i>
<i>Gastos de oficina y alquiler</i>	1

Personal Técnico

<i>Personal</i>	<i>Unidades</i>
<i>Ingeniero electrónico</i>	1

Materiales utilizados

<i>Material</i>	<i>Unidades</i>
<i>PCB Eurocircuits</i>	1
<i>OPA2350UA/2K5</i>	7
<i>Resistencias smd varios</i>	1
<i>Condensador cerámico varios</i>	1
<i>Launchpad</i>	1
<i>Raspberry kit</i>	1
<i>ACS712ELCTR-20A-T</i>	4

<i>ACPL-C790-500E</i>	3
<i>Conector AMPHENOLI ICC 16Pos</i>	1
<i>Resistencias smd varios</i>	1
<i>Fungibles otros</i>	1

### 8.3 Desglose de costes

Calculo de la tasa horaria de los equipos utilizados:

<i>Concepto</i>	<i>N</i> <i>(años)</i>	<i>VC (€)</i>	<i>VR (€)</i> <i>5%(VC)</i>	<i>Amort. (€)</i>	<i>tasa</i> <i>horaria</i> <i>(h)</i>
<i>Ordenador sobremesa</i>	5	1452,36	72,62	275,95	0,16801
<i>Estación soldadura RS</i> <i>Pro</i>	5	189,28	9,46	35,96	0,02190
<i>Fuente trifásica Pacific</i> <i>Power AMX 360</i>	8	30890,00	1544,50	3668,19	2,23330
<i>resistencias ensayos</i> <i>3u</i>	5	131,70	6,59	25,02	0,01523
<i>Sonda diferencial rs</i> <i>729-6677 182.30</i>	5	182,30	9,12	34,64	0,02109
<i>Sonda de corriente</i> <i>Chauvin Arnoux E3n</i>	5	411,40	20,57	78,17	0,04759
<i>WaveJet 334T</i> <i>5438.95</i>	8	5438,95	271,95	645,88	0,39323

Costes del emplazamiento utilizado.

Oficina

<i>Concepto</i>	<i>Coste mensual</i>	<i>Tiempo (meses)</i>	<i>Coste</i>
<i>Gastos oficina y alquiler</i>	500	4	2000

Personal

<b>CONCEPTO</b>	<b>SALARIO BRUTO</b>	<b>TASA HORARIA (H)</b>
<b>INGENIERO ELECTRÓNICO</b>	26000	15,83

Materiales

<i>Material</i>	<i>precio unitario</i>	<i>Unidades</i>	<i>Total</i>
<i>PCB Eurocircuits</i>	80,66	1	80,66
<i>OPA2350UA/2K5</i>	3,89	7	27,23
<i>Resistencias smd varios</i>	18,00	1	18
<i>Condensador cerámico varios</i>	9,75	1	9,75
<i>Launchpad</i>	37,10	1	37,1
<i>Raspberry kit</i>	64,80	1	64,8
<i>ACS712ELCTR-20A-T</i>	4,33	4	17,32
<i>ACPL-C790-500E</i>	2,44	3	7,32
<i>Conector AMPHENOLI ICC 16Pos</i>	1,17	1	1,17

<i>Resistencias smd varios</i>	16,30	1	16,3
<i>Fungibles otros</i>	120,00	1	120

#### 8.4 Presupuesto

<i>Concepto</i>	<i>Tasa horaria (€/h) /Precio</i>	<i>Tiempo (h) /unidades</i>	<i>Importe sin IVA</i>	<i>Importe con IVA</i>
<b>Equipos</b>				
<i>Ordenador sobremesa</i>	0,17	500	84,00	101,64
<i>Estación soldadura RS Pro</i>	0,02	50	1,09	1,32
<i>Fuente trifásica Pacific Power AMX 360</i>	2,23	100	223,33	270,23
<i>resistencias ensayos 3u</i>	0,02	100	1,52	1,84
<i>Sonda diferencial rs 729-6677 182.30</i>	0,02	100	2,11	2,55
<i>Sonda de corriente Chauvin Arnoux E3n</i>	0,05	100	4,76	5,76
<i>WaveJet 334T 5438.95</i>	0,39	100	39,32	47,58
<b>Personal</b>				
<i>Ingeniero electrónico</i>	15,82952816	500	7914,76	9576,86
<b>Oficina</b>				

<i>Gastos oficina y alquiler</i>	-	-	2000,00	2420,00
----------------------------------	---	---	---------	---------

***Materiales***

<i>PCB Eurocircuits</i>	80,66	1	80,66	97,60
<i>OPA2350UA/2 K5</i>	3,89	7	27,23	32,95
<i>Resistencias smd varios</i>	18,00	1	18,00	21,78
<i>Condensador cerámico varios</i>	9,75	1	9,75	11,80
<i>Launchpad</i>	37,10	1	37,10	44,89
<i>Raspberry kit</i>	64,80	1	64,80	78,41
<i>ACS712ELCTR-20A-T</i>	4,33	4	17,32	20,96
			0,00	0,00
<i>ACPL-C790-500E</i>	2,44	3	7,32	8,86
			0,00	0,00
<i>Conector AMPHENOLI ICC 16Pos</i>	1,17	1	1,17	1,42
<i>Resistencias smd varios</i>	16,30	1	16,30	19,72
<i>Fungibles otros</i>	120,00	1	120,00	145,20
			<i>Total</i>	10670,55
				12911,37

## 8.5 Resumen de costes

<i>Concepto</i>	<i>Importe IVA incl. (€)</i>
<i>Equipos</i>	430,9304
<i>Personal</i>	9576,865
<i>Oficina</i>	2420
<i>Materiales</i>	483,5765
<i>TOTAL</i>	12911,37