

Universidad Tecnológica Nacional

Proyecto Final

Medidor automático de ROE en banda de HF.

Autores:

- Truffe, Gastón Alejandro.

Director:

*Proyecto final presentado para cumplimentar los requisitos académicos
para acceder al título de Ingeniero Electrónico.*

en la

Facultad Regional Paraná

Febrero de 2021

Declaración de autoría:

Yo declaro que el Proyecto Final “Medidor automático de ROE en banda de HF” y el trabajo realizado es propio. Declaro:

- Este trabajo fue realizado en su totalidad, o principalmente, para acceder al título de grado de Ingeniero Electrónico, en la Universidad Tecnológica Nacional, Regional Paraná.
- Se establece claramente que el desarrollo realizado y el informe que lo acompaña no han sido previamente utilizados para acceder a otro título de grado o pre-grado.
- Siempre que se ha utilizado trabajo de otros autores, el mismo ha sido correctamente citado. El resto del trabajo es de autoría propia.
- Se ha indicado y agradecido correctamente a todos aquellos que han colaborado con el presente trabajo.
- Cuando el trabajo forma parte de un trabajo de mayores dimensiones donde han participado otras personas, se ha indicado claramente el alcance del trabajo realizado.

Firmas:

-

Fecha:

Agradecimientos:

Agradezco en primera instancia a ésta maravillosa institución, la UTN regional Paraná, por haberme permitido formarme en ella, por medio de todas las personas que fueron participes en mi carrera universitaria, ya sea de forma directa o indirecta.

Agradezco también a mi familia, mis padres y mi hermano, que fueron mi mayor contención a lo largo de este desarrollo. Son las personas que hicieron posible mi formación académica.

Por ultimo mencionar de forma global al cuerpo docente, compañeros y amigos con quienes me vi acompañado a lo largo de la carrera.

Truffe, Gastón Alejandro.

Universidad Tecnológica Nacional

Abstract

Facultad Regional Paraná

Ingeniero en Electrónica

Medidor automático de ROE en banda de HF

Truffe, Gastón Alejandro.

Abstract:

In this project we worked on the development of a measurement instrument. The purpose of it was to be able to obtain the SWR value, standing wave ratio, from a radio frequency antenna in the HF band as a single instrument, that is, without the need for a radio transmitter.

To achieve this, a wave generator based on a digital synthesis closed loop (DDS), a radio frequency amplifier, a direct and reflected wave sensor on the transmission line, an LCD screen was used to display the configuration. and results, a rotary encoder for user control and a PIC family microcontroller for its control and operation.

As a result, a low-cost, totally independent instrument was obtained. It is characterized by its practicality and simplicity when operating. It has a 12 [Vdc] input connector and a BNC-type output connector to the antenna.

It performs successive measurements in a frequency spectrum ranging from 2 [MHz] to 16 [MHz] with configurable steps of 500 [KHz], 1 [MHz], 1.5 [MHz] and 2 [MHz], and presents the results in the form chart and bar graph. Regarding the error calculation, an average percentage error of 6.16% and a class of 2.3 were obtained.

Keywords:

Antenna, Standing wave, Radio frequency.

Resumen:

En este proyecto se trabajó en la elaboración de un instrumento de medición. La finalidad del mismo fue que pueda obtener el valor de ROE, relación de onda estacionaria, de una antena de radiofrecuencia en la banda de HF como instrumento único, es decir sin la necesidad de contar con un transmisor de radio.

Para lograr esto se utilizó un generador de onda basado en un bucle de lazo cerrado de síntesis digital (DDS), un amplificador de radiofrecuencia, un sensor de onda directa y reflejada sobre la línea de transmisión, una pantalla LCD para la visualización de la configuración y resultados, un encoder rotativo para el control del usuario y un microcontrolador de la familia PIC para el control y operación del mismo.

Como resultado se obtuvo un instrumento de bajo costo, totalmente independiente. Se caracteriza por su practicidad y sencillez a la hora de operar. Dispone de un conector de entrada de 12 [Vdc] y uno de salida de tipo BNC hacia la antena.

Realiza mediciones sucesivas en un espectro de frecuencia que va desde 2[MHz] a 16[MHz] con saltos configurables de 500[KHz], 1[MHz], 1.5[MHz] y 2[MHz], y presenta los resultados en forma de tabla y gráfico de barras. En cuanto al cálculo de error se obtuvo un promedio de error porcentual de 6.16% y una clase de 2.3.

Palabras Clave:

Antena, Onda estacionaria, Radiofrecuencia.

Reconocimientos:

Se reconoce el apoyo del Grupo 1 de Comunicaciones Escuela de la Fuerza Aérea Argentina, donde pude realizar pruebas y mediciones a lo largo del desarrollo de este trabajo. También al Ing. Leiva Cristian, por su aporte en cuanto al instrumental utilizado para dicho fin.

Índice:

1	Introducción.....	1
1.1	Fundamentación.....	1
1.2	Descripción General.....	1
1.3	Estudio de Mercado.....	1
1.3.1	Target.....	1
1.3.2	Pruebas de concepto.....	2
1.3.3	Pruebas de producto.....	2
1.3.4	Ciclo de vida del producto.....	3
2	Desarrollo.....	4
2.1	Diagrama de Bloques.....	4
2.1.1	Modulo generador de onda.....	4
2.1.2	Amplificador de RF.....	5
2.1.3	Sensor de onda directa y reflejada.....	5
2.1.4	Microcontrolador.....	5
2.2	Modulo generador de onda.....	6
2.2.1	Introducción al circuito integrado AD9850.....	7
2.2.2	Módulo HC-SR08.....	8
2.2.3	Operación.....	9
2.2.4	Rutinas de control.....	12
2.2.5	Pruebas de rendimiento.....	12
2.2.6	Conclusión.....	16
2.3	Amplificador de RF.....	17
2.3.1	Diseño del circuito.....	18
2.3.2	Determinación de valores, punto de trabajo y rendimiento.....	24
2.3.3	Resultados obtenidos.....	25
2.3.4	Conclusión.....	31
2.4	Sensor de onda directa y reflejada.....	32
2.4.1	Desarrollo.....	32
2.4.2	Mediciones.....	37
2.4.3	Conclusión.....	39
2.5	Programación del microcontrolador.....	39
2.5.1	Microcontrolador PIC16F1939.....	40
2.5.2	Programación.....	41
2.6	Ensamblado final.....	53
2.6.1	Diseño.....	53

3	Resultados	65
3.1	Pruebas de rendimiento.....	65
3.1.1	Calculo de error.....	65
4	Análisis de Costos.....	69
5	Discusión y Conclusión.	71
6	Literatura citada.....	72
6.1	Bibliografía.....	72

Lista de Figuras:

Ilustración 1. Desarrollo. Diagrama en bloques.	4
Ilustración 2. Vista superior y anterior del módulo HC-SR08. (Electronicoscaldas).....	9
Ilustración 3. Esquema de conexión del módulo HC-SR08.	10
Ilustración 4. Trama de inicialización del AD9850 en modo serial (Hoja de datos).	10
Ilustración 5. Calculo de la palabra de configuración (Hoja de datos).	11
Ilustración 6. Salida sinusoidal y cuadrada del HC-SR08 a 10[KHz].	13
Ilustración 7. Salida sinusoidal del HC-SR08 a 1[MHz].	13
Ilustración 8. Salida sinusoidal del HC-SR08 a 10[MHz].	14
Ilustración 9. Potencia de salida vs Impedancia de carga.	15
Ilustración 10. Amplitud de salida vs Frecuencia.	16
Ilustración 11. Amplificador de RF clase A. Esquema eléctrico.....	18
Ilustración 12. Análisis en corriente continua para ubicación del punto Q.	19
Ilustración 13. Modelo simplificado de la malla de salida del amplificador.....	19
Ilustración 14. Modelo equivalente del amplificador en señal débil.	20
Ilustración 15 Modelo equivalente simplificado.....	21
Ilustración 16. Modelo equivalente del autotransformador de salida.	21
Ilustración 17. Circuito completo del amplificador utilizado.	25
Ilustración 18. Potencia de salida vs carga.....	26
Ilustración 19. Tensión de salida vs Frecuencia, variando transformador.	27
Ilustración 20. Potencia de salida vs Frecuencia, variando transformador.	28
Ilustración 21. Ganancia de tensión vs Frecuencia, variando transformador.	29
Ilustración 22. Forma de onda de salida a 100[KHz].	30
Ilustración 23. Forma de onda de salida a 1[MHz]......	30
Ilustración 24. Forma de onda de salida a 10[MHz].	30
Ilustración 25. Forma de onda de salida a 20[MHz]......	31
Ilustración 26. Forma de onda de salida a 30[MHz]......	31
Ilustración 27. Modelo de Puente de Wheatstone.	33
Ilustración 28. Puente de Wheatstone aplicado a la línea de transmisión.	33
Ilustración 29. Circuito de adquisición de la señal de interés.....	35
Ilustración 30. Adquisición de señales "directa" y "reflejada" en puente.	35
Ilustración 31. Rama de amplificación de tensión directa.	36
Ilustración 32. Esquema completo del circuito de sensado de línea.....	37
Ilustración 33. ROE sobre una línea adaptada a 50 Ohm, corto circuito y circuito abierto.39	
Ilustración 34. Fragmento de la hoja de datos. Pinout PIC16F1939.	40
Ilustración 35. Diagrama se la secuencia de inicialización del HC-SR08.	43
Ilustración 36. Rutina de comienzo de transmisión para el HC-SR08.....	44
Ilustración 37. Rutina para poner al HC-SR08 en modo espera.	45
Ilustración 38. Rutina de comprobación de modulo ocupado.	46
Ilustración 39. Rutina para cargar una instrucción en módulo st7920.	47
Ilustración 40. Rutina de carga un dato de 8 bits en el módulo LCD.	47
Ilustración 41. Rutina de inicialización en modo básico, st7920.	48
Ilustración 42. Rutina de impresión de cadena de caracteres.	49
Ilustración 43. Rutina de conversión ADC y cálculo de ROE.	52
Ilustración 44. Circuito esquemático completo.....	54
Ilustración 45. Circuito impreso. Capa anterior.	56
Ilustración 46. Circuito impreso. Capa superior.	56
Ilustración 47. Visualización final en 3D. Capa anterior.	57
Ilustración 48. Visualización final en 3D. Capa Superior.....	57
Ilustración 49. Foto de la placa, lado anterior.	58

Ilustración 50. Foto de la placa, lado posterior.....	59
Ilustración 51. Foto final del instrumento en su gabinete metálico.....	60
Ilustración 52. Menú principal en pantalla.....	61
Ilustración 53. Configuración de frecuencias en pantalla.....	62
Ilustración 54. Tabla de resultados en pantalla.	63
Ilustración 55. Resultado expresado en gráfico de barras.	64
Ilustración 56. Contraste de medición con instrumento patrón.	68

Lista de Tablas

Tabla 1. Circuitos integrados PLL. Tabla comparativa de las características principales.	6
Tabla 2. Calculo de ROE en base a la tensión directa y reflejada.....	38
Tabla 3. Contraste con instrumento patrón y cálculo de error.	67
Tabla 4. Listado de precios aproximados.	69

Lista de Abreviaciones

ROE.....	Relación de onda estacionaria
DDS.....	Síntesis Digital Directa
RF.....	Radiofrecuencia
HF.....	Alta Frecuencia (banda)
LCD.....	Pantalla de Cristal Líquido
AM.....	Amplitud Modulada
PLL.....	Bucle de Lazo Cerrado
DAC.....	Convertor Analógico Digital

Lista de Símbolos

Δv	Ganancia de tensión
Z_i	Impedancia de entrada
Z_o	Impedancia de salida
ε_a	Error Absoluto
ε_r	Error relativo
$\varepsilon\%$	Error porcentual

Dedicado a:

En contraparte al constante apoyo recibido por parte de mi familia en todos los aspectos, y como símbolo de agradecimiento, este trabajo va dedicado a ellos.

1 Introducción

1.1 Fundamentación.

Esta idea surge a partir de trabajar con equipos de radiofrecuencia de HF y antenas. La forma de realizar comprobaciones tanto de equipos como de dichas antenas es realizar estas mediciones de forma manual, lo que conlleva un tiempo considerable.

Si bien estos instrumentos existen, son muy sofisticados y costosos. Además, los instrumentos de clase media que se consiguen en el mercado no cuentan con la posibilidad de trabajar de forma automática en un rango de frecuencias preestablecidas. Solo analizan en una frecuencia determinada, lo que obliga al operador a realizar el barrido manual si lo desea.

En base a esta inquietud nace la idea de realizar este instrumento de bajo costo con la finalidad de cubrir las necesidades antes mencionadas.

1.2 Descripción General.

El tema propuesto para la realización de este proyecto final es un instrumento capaz de realizar mediciones de ROE sobre una línea de transmisión/antena en la banda de HF.

Como característica principal este medidor tendrá la posibilidad de hacer sucesivas mediciones en un rango ajustable de frecuencias de 2[MHz] a 16[MHz] con saltos configurables de 500[KHz], 1[MHz], 1.5[MHz] y 2[MHz]; almacenar los datos obtenidos y hacer una representación numérica y gráfica de la respuesta de la antena a las diferentes frecuencias.

1.3 Estudio de Mercado.

1.3.1 Target.

Este dispositivo está pensado para un público seleccionado. Originalmente surge con el objetivo de cubrir necesidades en un grupo de comunicaciones de la Fuerza Aérea Argentina. Allí se trabaja con diferentes equipos de radiofrecuencia, y distintos tipos de antenas. Por lo que en este ámbito tendría un amplio despliegue ya que la Fuerza Aérea cuenta con múltiples estaciones de radio a lo largo de todo el país.

Podemos mencionar también que este equipo podría ser de utilidad para radioaficionados, ya que opera en bandas de frecuencia permitidas para los mismos.

Según datos del sitio web Enacom, Ente Nacional de Comunicaciones, hay aproximadamente 19300 licencias activas del Servicio de Radioaficionados (dato obtenido en noviembre de 2019).

1.3.2 Pruebas de concepto.

La característica principal de este medidor de relación de onda estacionaria es la posibilidad de hacer múltiples medidas de forma automática. Esto es una ventaja a la hora de analizar una transmisión de radio.

Sabemos que para una correcta operación debe existir un acople de impedancias entre el equipo transmisor y/o receptor y la antena; y aun así estando acoplados de forma correcta puede existir un elevado valor de ROE en la línea si la antena se encuentra en mal estado. Podemos también tener deficiencias de rendimiento en algunas frecuencias específicas, por ejemplo, en el caso de antenas de banda ancha.

Con este instrumento entonces, visualizaríamos en unos pocos segundos el valor de ROE en una banda de frecuencias configurables por el usuario. Esto ahorraría tiempo y trabajo ya que de no contar con un equipo con similares características se tendría que hacer sucesivas mediciones de forma manual por todas las frecuencias de interés.

1.3.3 Pruebas de producto.

En el mercado podemos encontrar medidores de ROE de distintos tipos. Los hay analógicos, digitales y hasta combinaciones de ambos. La característica de la mayoría de estos es que solo son sensores (e instrumentos de visualización), es decir que necesitan de una fuente de transmisión externa hacia la antena. Este tipo de instrumento solo muestra una lectura instantánea de la medición.

Podemos encontrar también analizadores de antena. Estos disponen de un generador de onda para transmitir hacia la antena. A grandes rasgos se pueden encontrar dos tipos de gama.

Gama media, del tipo "MFJ-213", el cual es un instrumento más sofisticado que los anteriores, nos da información sobre la impedancia de la antena, la síntesis de frecuencia es de forma analógica y tiene un sintonizador manual para cambiar de frecuencia. Este instrumento no permite mediciones automáticas como la expuesta en este proyecto. Este tipo de analizador cuesta alrededor de u\$240.

Por ultimo podemos encontrar analizadores de alta gama. Estos instrumentos pueden medir el ROE, impedancia y hacer una representación gráfica de la respuesta de la misma a diferentes frecuencias. Puedo mencionar el modelo "MFJ-226" que su precio ronda los u\$400.

La propuesta del medidor de ROE propuesto es un instrumento ligero, portable, autónomo de otro equipo para realizar la medición, pensado para simplificar el estudio de la antena en cuestión gracias a las mediciones automáticas y principalmente de bajo costo.

1.3.4 Ciclo de vida del producto.

En este campo de la radiofrecuencia, el ciclo de vida de un instrumento de estas características puede llegar a ser bastante amplio, siendo que es un campo que si bien tiene muchos años mantiene la electrónica tradicional y principios fundamentales para el funcionamiento. Los diferentes instrumentos de medición se basan todos en el mismo principio para realizar la medición cambiando si la forma de representar el dato, reduciendo el tamaño e incluso aumentando el ancho de banda de operación. Sin embargo, creo que el punto fuerte del instrumento en el presente proyecto es la relación precio-funcionalidad, siendo que brinda características no halladas en instrumentos similares. Otra característica que puedo mencionar en este apartado es el uso del módulo generador de señal, el cual se basa una tecnología relativamente nueva como es la síntesis digital directa (DDS). Esta funcionalidad nos permite realizar un barrido de frecuencia con un control totalmente digital. Es un punto ventajoso que creo que puede extender por mucho tiempo la vida útil del producto.

2 Desarrollo

2.1 Diagrama de Bloques.

El presente proyecto cuenta con cuatro bloques fundamentales, los cuales son, el generador de señal, el preamplificador, el sensor de onda directa y reflejada y por último el microcontrolador con sus periféricos de entrada y salida. Estos se pueden ver en el siguiente diagrama.

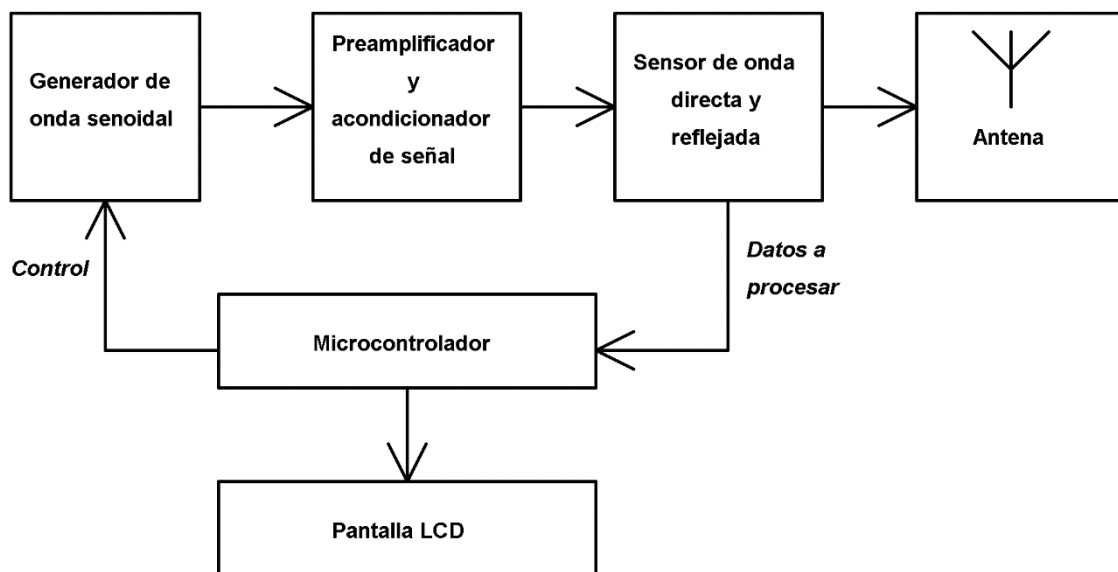


Ilustración 1. Desarrollo. Diagrama en bloques.

2.1.1 Modulo generador de onda.

Este módulo es el encargado de generar una onda sinusoidal, la cual se procesará, y transmitirá hacia una antena con la finalidad de poder realizar una medición de la relación de onda estacionaria en la línea de transmisión.

Debe tener la particularidad de poder generar una onda estable, de frecuencia constante, pero a la vez permitir la posibilidad de variar dicha frecuencia de salida para realizar mediciones en una banda de frecuencias. Recordamos también que se busca una forma de onda sinusoidal debido a que es la forma óptima, que concentra toda la potencia en la frecuencia fundamental al no poseer armónicos en el caso ideal, o un porcentaje muy bajo de ellos en la práctica.

Como nombramos anteriormente, este oscilador nos debe permitir cambiar la frecuencia de salida, pero de forma controlada, es decir que nos dé la posibilidad de realizar saltos de frecuencia instantáneos, precisos, y a tiempos admisibles para la realización de la medición.

2.1.2 Amplificador de RF.

Este segundo módulo realiza una amplificación de la señal de salida del módulo anterior, ya que es del orden de los 300 [mVrms] aproximadamente. Además, lo que busca con este segundo módulo es mantener constante los niveles de tensión de salida del generador, ya que suele atenuarse con el aumento de frecuencia.

El mismo deberá también respetar impedancias tanto de entrada como de salida correctas para garantizar la máxima transferencia de energía. En este caso trabajaremos con líneas de impedancia característica de 50 [Ω], que es la impedancia estándar de la transmisión en esta banda de frecuencias.

2.1.3 Sensor de onda directa y reflejada.

Este módulo tiene la finalidad de sensar los niveles de tensión de onda directa y reflejada en la línea de transmisión, y a su vez traducirlo a niveles admisibles para que el microcontrolador pueda tomar esos datos y realizar sus respectivas operaciones.

2.1.4 Microcontrolador.

Por último, tenemos el módulo del microcontrolador y sus periféricos de entrada y salida. Es uno de los más importantes debido a que es el que realiza la interconexión de todas las partes y hace que todo funcione en conjunto.

Cuenta con periféricos de entrada con los cuales el usuario podrá ingresar o configurar parámetros en la medición, así como un periférico de salida (pantalla LCD) en el que podrá ver un menú de inicio, opciones de configuración y el resultado final de la medición. Es decir que estos periféricos serán el medio de comunicación entre el usuario y el instrumento.

El microcontrolador será encargado también de controlar el módulo generador de onda, ya el mismo se controla digitalmente. Podrá indicarle cuando iniciar, la frecuencia de salida, el tiempo entre saltos de frecuencia y cuando terminar una transmisión. Todo esto según los parámetros antes configurados.

Otra de las funciones del microcontrolador es la de tomar los valores arrojados por el sensor de onda directa y reflejada y realizar los cálculos necesarios para obtener los valores de ROE y almacenarlos en memoria para finalmente presentarlos en pantalla.

2.2 Modulo generador de onda.

Lo primero que se realizó al comienzo de este proyecto fue la evaluación de los componentes a utilizar. Para determinar la mejor opción realice un estudio de los dispositivos al alcance de este proyecto, teniendo en cuenta su accesibilidad, costo y características generales. Vemos a continuación un cuadro comparativo con los posibles módulos a utilizar.

NOMBRE	Fr. Min. (MHz)	Fr. Max. (MHz)	VCO	MARCA	DESCRIPCION
LC7218	UHF (TV,FM,AM)		No	Sanyo	PLL Frequency Synthesizer for Electronic Tuning in AV Systems
LC72130	VHF		No	Sanyo	AM/FM PLL Frequency Synthesizer
KS8809		330	No	Samsung	PLL Frequency Synthesizer for pager
SAA1057	0,512	120	No	Philips	Radio tuning PLL frequency synthesizers
M64897GP	80	1300	No	Renesas	PLL Frequency Synthesizer with DC/DC Converter for PC
MB15F08SL	VHF, UHF		No	Fujitsu	Dual Serial Input PLL Frequency Synthesizer
MB15E03SL	100	1200	No	Fujitsu	Single Serial Input PLL Frequency Synthesizer On-Chip 1.2 GHz
MC145170		160	No	Freescale	PLL Frequency Synthesizer with Serial Interface CMOS
CY25560	25	100	Si	Cypress	Spread Spectrum Clock Generator (programable por 2 pines de 3 estados)
AD9850	1	125	no	Analog Devices	CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer

Tabla 1. Circuitos integrados PLL. Tabla comparativa de las características principales.

Luego de realizar esta búsqueda opte por construir un oscilador basado el circuito integrado MC145170 de la marca Freescale, ya que se adapta bien a las necesidades de mi proyecto. Al evaluarlo por completo, más allá de sus características electrónicas, pude corroborar que su uso conlleva ciertas desventajas. En principio este integrado necesita de un oscilador controlado por tensión y un mosfet de conmutación (como ser el MC1658 voltage-controlled multivibrator y 2N7002W - small signal mosfet) aparte para su funcionamiento. Además, por ser un dispositivo antiguo no se consigue fácilmente y su precio es elevado. Todo esto me llevo a seguir buscando, esta vez mi enfoque era conseguir algún dispositivo más moderno de bajo costo.

Finalmente, y luego de una extensa búsqueda, dispositivo elegido para realizar esta tarea, el cual cumple con los requerimientos antes descriptos, es el módulo HC-SR08.

Este módulo se basa en el circuito integrado AD9850 de Analog Devices. No es más que una simplificación de los componentes necesarios para llevar a cabo su funcionamiento.

La placa, de reducido tamaño (45.1 [mm] de largo y 26.1 [mm] de ancho), tiene un cristal de 125 [MHz], el cual provee la frecuencia de referencia para el trabajo del AD9850, acceso a los pines de entada y salida, alimentación y programación de una manera muy

cómoda, un filtro pasa-bajos con una frecuencia de corte de 42 [MHz] sugerido en la hoja de datos del fabricante, condensadores de filtrado en la alimentación, un led rojo de encendido y una resistencia variable que varía un nivel de tensión de referencia de unos comparadores, que generan la salida de onda cuadrada, permitiendo variar el ciclo de trabajo de esta señal.

Una ventaja de este dispositivo es que nos brinda la posibilidad de programación en paralelo y en serie. Para este proyecto se estará utilizando la programación serie por comodidad a la hora del ensamblado final ya que simplifica la cantidad de líneas de control.

2.2.1 Introducción al circuito integrado AD9850.

El módulo HC-SR08, utilizado en este proyecto se basa en el chip AD9850, el cual es un dispositivo altamente integrado que utiliza tecnología DDS (síntesis digital directa) avanzada junto con un comparador y convertidor Digital - Analógico interno de alta velocidad y alto rendimiento para formar un sintetizador de frecuencia y un generador de reloj completo y programable digitalmente. Cuando se hace referencia a una fuente de reloj precisa, el AD9850 genera una onda sinusoidal de salida analógica programable en frecuencia/fase espectralmente pura. Esta onda sinusoidal se puede utilizar directamente como fuente de frecuencia o se puede convertir en una onda cuadrada para aplicaciones de generador de reloj ágil.

El innovador núcleo DDS de alta velocidad del AD9850 proporciona una palabra de sintonización de frecuencia de 32 bits, que da como resultado una resolución de sintonización de salida de 0,0291 Hz para una entrada de reloj de referencia de 125 MHz. La arquitectura del circuito del AD9850 permite la generación de frecuencias de salida de hasta la mitad de la frecuencia del reloj de referencia (o 62,5 MHz), y la frecuencia de salida se puede cambiar digitalmente (asincrónicamente) a una velocidad de hasta 23 millones de nuevas frecuencias por segundo.

El dispositivo también proporciona cinco bits de modulación de fase controlada digitalmente, lo que permite el desplazamiento de fase de su salida en incrementos de 180 °, 90 °, 45 °, 22,5 °, 11,25 ° y cualquier combinación de los mismos. El AD9850 también contiene un comparador de alta velocidad que se puede configurar para aceptar la salida filtrada (externamente) del conversor digital analógico, o DAC, para generar una salida de onda cuadrada de baja fluctuación. Esto facilita el uso del dispositivo como una función de generador de reloj ágil.

Las palabras de sintonización de frecuencia, control y modulación de fase se cargan en el AD9850 mediante un byte paralelo o un formato de carga en serie. El formato de carga en paralelo consta de cinco cargas iterativas de una palabra de control de 8 bits (byte). El primer byte controla la modulación de fase, la habilitación de apagado y el formato de carga; Los bytes 2 a 5 comprenden la palabra de sintonización de frecuencia de 32 bits. La carga en serie se logra mediante un flujo de datos en serie de 40 bits en un solo pin. El

AD9850 Complete DDS utiliza tecnología CMOS avanzada para proporcionar este nivel revolucionario de funcionalidad y rendimiento con solo 155 mW de disipación de energía (suministro de 3.3 V).

El AD9850 está disponible en un paquete de montaje en superficie SSOP de 28 derivaciones que ahorra espacio. Está especificado para operar en el rango extendido de temperatura industrial de -40°C a $+85^{\circ}\text{C}$.

Vemos a continuación algunas características y aplicaciones.

Características:

- Rango de salida de frecuencia de señal: 0-40MHz
- salidas de señal: 2 salidas de onda sinusoidal y 2 salidas de onda cuadrada
- DAC SFDR > 50 dB @ 40 MHz AOUT
- Palabra de ajuste de frecuencia de 32 bits
- Interfaz de control simplificada: Byte paralelo o formato de carga en serie.
- Capacidad de modulación de fase
- Funcionamiento con suministro eléctrico único de +3,3 V o +5 V
- Baja potencia: 380 mW a 125 MHz (+5 V)
- Baja potencia: 155 mW a 110 MHz (+3,3 V)
- Función de apagado

Aplicaciones:

- Síntesis de onda sinusoidal ágil de frecuencia / fase
- Circuitos de bloqueo y recuperación de reloj para comunicaciones digitales
- Generador de codificación ADC controlado digitalmente
- Aplicaciones ágiles de osciladores locales

2.2.2 Módulo HC-SR08.

Este módulo no es más que una única placa de dimensiones reducidas, la cual contiene un chip AD9850 con su respectiva configuración necesaria para su funcionamiento. Entre sus componentes se puede mencionar pines de fácil acceso a las entradas, salidas y alimentación del chip; un cristal de 125[MHz] en cual provee la señal de reloj para el funcionamiento como se vio en la sección anterior; condensadores de filtrado para la tensión de alimentación; como especifica el fabricante también posee un filtro paso-bajo con frecuencia de corte en 42[MHz] en la salida complementaria del DAC (convertor analógico digital), también necesario para el funcionamiento; por ultimo podemos mencionar un led testigo de encendido y un preset o resistencia variable que ajusta el nivel de tensión de referencia de un amplificador operacional que actúa como comparador, con la finalidad de generar una onda cuadrada partiendo de la onda sinusoidal como entrada. Variando el valor de esta resistencia estaremos variando el ciclo útil de la señal cuadrada de salida.

En este proyecto, el encargado de generar una onda sinusoidal, la cual se procesará, y transmitirá hacia una antena con la finalidad de poder realizar una medición de la relación

de onda estacionaria en la línea de transmisión. Debe tener la particularidad de poder generar una onda estable, de frecuencia constante, pero a la vez permitir la posibilidad de variar dicha frecuencia de salida para realizar mediciones en una banda de frecuencias.

Vemos a continuación una imagen a modo de ilustración de la misma.

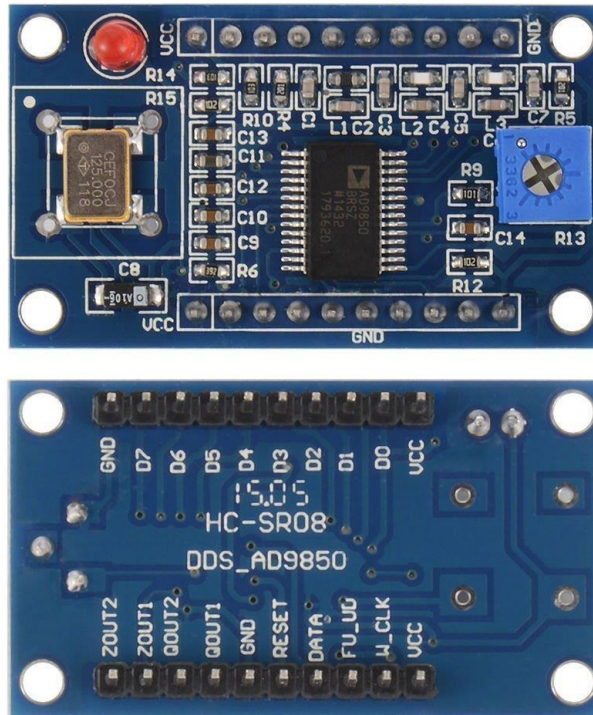


Ilustración 2. Vista superior y anterior del módulo HC-SR08. (Electronicoscaldas)

2.2.3 Operación.

Este módulo opera en conjunto con un microcontrolador que realiza el control del mismo. Generando así, frecuencias de onda sinusoidal desde 1[Hz] hasta 40[MHz] aproximadamente.

El modulo cuenta con una interfaz de programación paralelo y serie. En este caso estaremos utilizando esta última por conveniencia a la hora del montaje, ya que utiliza menos las líneas de control, lo que simplifica el circuito.

En el siguiente circuito esquemático podemos ver su configuración en conjunto con un microcontrolador de la familia PIC de Microchip.

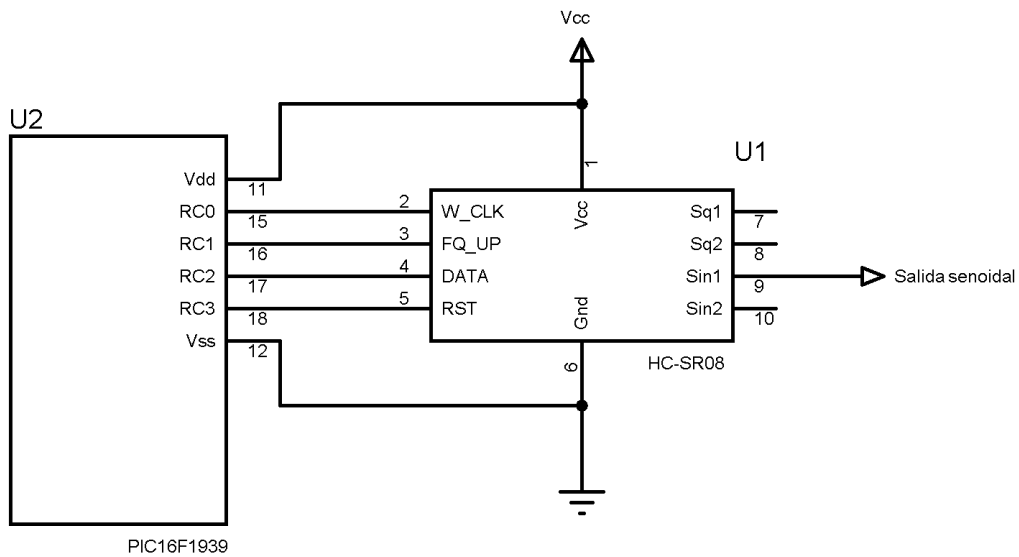


Ilustración 3. Esquema de conexión del módulo HC-SR08.

Como primera instancia, y luego de elegir la forma de operar el dispositivo debemos realizar la una inicialización, la cual es una condición necesaria, establecida por el fabricante del AD9850, que nos dice una serie de señales que debemos enviar a los pines de entrada del chip para que este quede configurado como deseamos. Existe para este caso dos formas de inicializarlo de acuerdo a la forma en la que transmitiremos datos al mismo, de forma serie o paralelo. En los párrafos siguientes veremos cómo se realiza la inicialización para el caso serie y los factores que se deben tener en cuenta.

Vemos a continuación una trama extraída de la hoja de datos del AD9850 y los pulsos necesarios en los pines de entrada para habilitar el modo de transmisión serial.

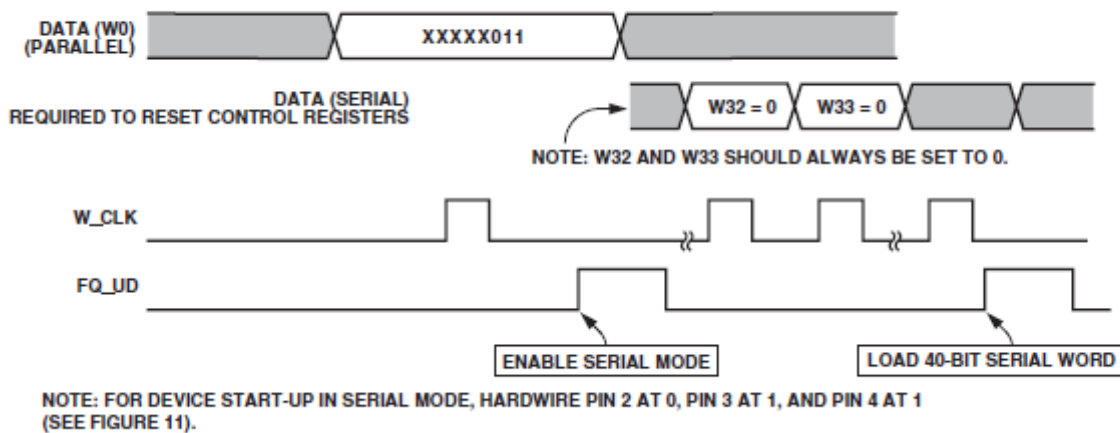


Ilustración 4. Trama de inicialización del AD9850 en modo serial (Hoja de datos).

La secuencia inicia con un reset en los registros de control, esto se logra con un pulso positivo en el pin RST. Luego un pulso positivo en el pin W_CLK seguido de otro en el pin FQ_UD.

Deberemos respetar los tiempos de adquisición del dispositivo, en este caso el tiempo mínimo establecido en la hoja de datos del chip es de 5 ciclos de reloj, que equivalen a unos 40 [ns]. Vemos que en el flanco ascendente del pin FQ_UD quedara habilitado el modo serial. Este proceso se realiza solo una vez al comienzo y ya quedara configurado hasta un nuevo reset.

En este momento estará la espera de los 40 bits de configuración explicados a continuación.

La palabra de configuración, la cual establece la frecuencia de salida y se calcula mediante una conversión como la siguiente (fragmento extraído directamente de la hoja de datos del chip AD9850):

$$f_{OUT} = (\Delta Phase \times CLKIN)/2^{32}$$

where:

$\Delta Phase$ is the value of the 32-bit tuning word.

$CLKIN$ is the input reference clock frequency in MHz.

f_{OUT} is the frequency of the output signal in MHz.

Ilustración 5. Calculo de la palabra de configuración (Hoja de datos).

En este caso la palabra de configuración es “ $\Delta Phase$ ”, es de 32 bits, y es la que deberemos enviar de manera serial al AD9850. Haciendo uso de esa fórmula de conversión podremos calcular esta palabra sabiendo que $CLKIN$ es una constante de 125 [Mhz], que es la entrada de referencia del módulo, y la frecuencia de salida que queremos generar.

Luego de los pulsos sucesivos en los pines W_CLK y FQ_UD, deben cargarse una serie de 40 bits, de los cuales los primeros 32 son la palabra de configuración antes mencionada $\Delta Phase$. Los últimos 8 son de control interno del módulo.

Cada bit de dato de carga mediante un flanco ascendente en el pin W_CLK, y a su vez, el flanco ascendente de FQ_UD carga la palabra completa de control de 40 bits en el dispositivo y restablece el puntero de dirección al primer registro.

2.2.4 Rutinas de control.

Para realizar la programación del microcontrolador PIC, encargado de inicializar el modulo y controlarlo, utilice el programa MPLAB X IDE v5.3 de Microchip, con el compilador XC8 v2.2. El mismo utiliza lenguaje C.

En primer lugar, realice una función para inicializar en módulo HC-SR08. La misma se encarga de generar los pulsos necesarios vistos en la sección anterior.

Luego, utilice dos funciones principales, las cuales una transfiere en forma serial un byte ingresado como parámetro y otra envía la palabra completa de 40 bits haciendo uso de la primera.

Teniendo estas funciones en nuestro proyecto solo basta con ejecutar la función de inicialización y luego una función a la cual le pasamos la frecuencia de operación en MHz como parámetro, para que el modulo comience a generar señales a la frecuencia de configuración, tanto sinusoidal como cuadrada.

Una vez terminado el código utilice un programador de microcontroladores de la familia de Microchip "Pickit 2" y un chip "PIC 16F1939".

Por compatibilidad entre los dispositivos utilice el software nativo del programador, ya que la función de programación del MPLAB X IDE v5.3 no trabaja con mi programador. Es decir que luego de escribir el código y compilarlo, utilice el archivo formato hexadecimal generado por el compilador (el cual contiene el programa de instrucciones traducidas para poder ser grabadas en la memoria del microcontrolador) para grabar el PIC.

De esta manera logre realizar la correcta integración entre el microcontrolador y el módulo HC-SR08, para así poder inicializarlo y controlarlo.

Luego de esto, el conjunto estaba listo para operar y empezar a realizar pruebas y mediciones para un análisis más profundo.

2.2.5 Pruebas de rendimiento.

Para la visualización de la señal resultante se utilizó un osciloscopio digital marca "ATTEN Instruments", modelo "ADS 1062CAL". El mismo posee como característica 60[MHz] de ancho de banda con una resolución de 1[Gsa/s].

2.2.5.1 Formas de onda.

En las siguientes imágenes, obtenidas directamente con la función de captura de pantalla del osciloscopio, pueden apreciarse los primeros resultados, las formas de onda de las señales de salida, niveles de tensión y frecuencias. En estas pruebas se utilizó la salida del oscilador en vacío, es decir que no posee carga.

En esta primera imagen se ven dos salidas, sinusoidal y cuadrada, con sus respectivos valores de tensión a una frecuencia de 10[KHz]. Se observan señales con gran estabilidad en sus parámetros y forma de ondas aceptables.

La salida con forma de onda cuadrada, si bien se ilustra a modo de comprobación, no será utilizada en este proyecto. La misma tiene un menor ancho de banda que la salida sinusoidal.

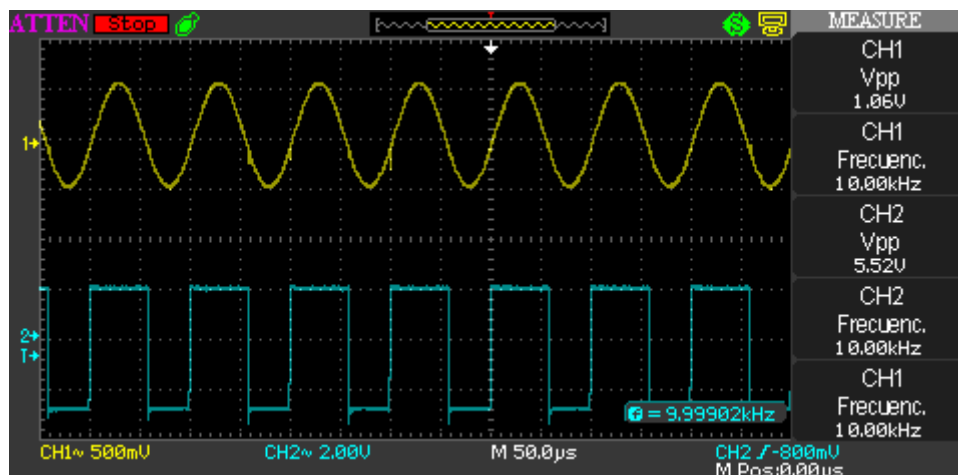


Ilustración 6. Salida sinusoidal y cuadrada del HC-SR08 a 10[KHz].

Las siguientes capturas corresponden a las frecuencias de 1[MHz] y 10[MHz] respectivamente. Puede observarse que a medida que aumentamos la frecuencia hay una pequeña pérdida de rendimiento, la señal se torna un poco menos estable, hay variaciones leves en su forma de onda y disminuye la amplitud de la misma.

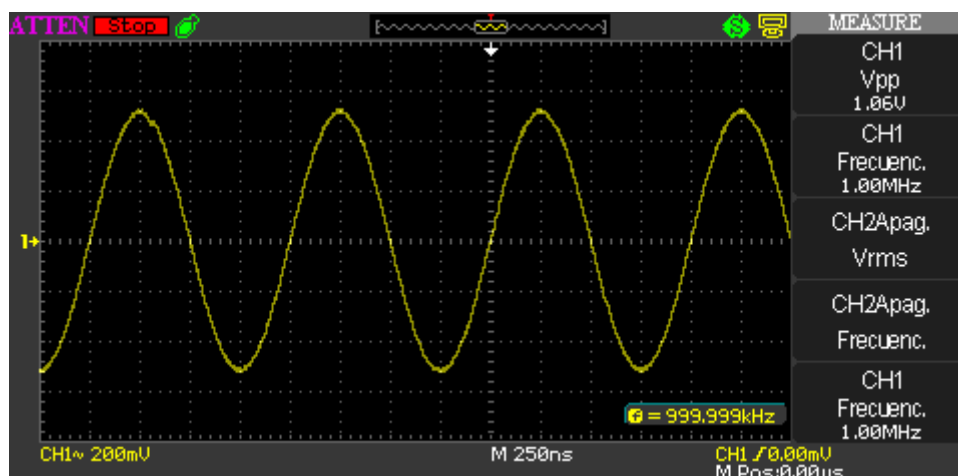


Ilustración 7. Salida sinusoidal del HC-SR08 a 1[MHz].

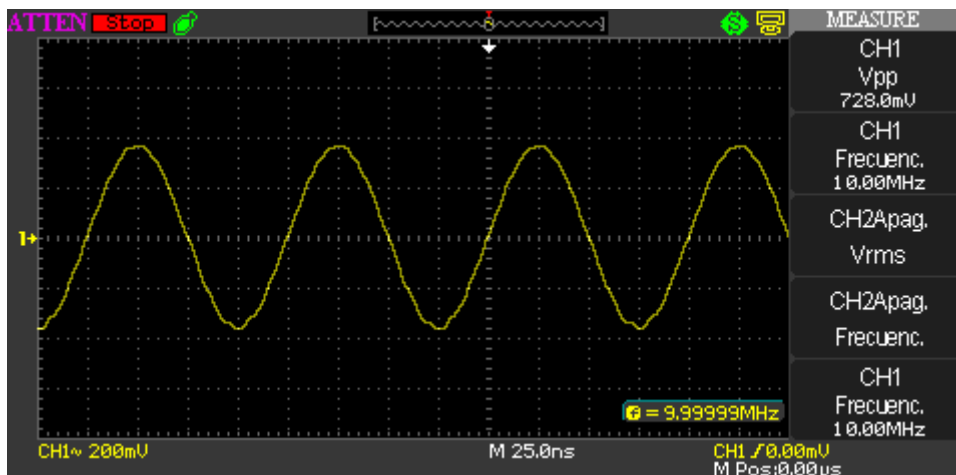


Ilustración 8. Salida sinusoidal del HC-SR08 a 10[MHz].

2.2.5.2 Impedancia de salida.

Uno de los parámetros más importantes a tener en cuenta para empezar a diseñar la etapa siguiente es la impedancia de salida. Si bien la hoja de datos del AD9850 nos da una referencia de la impedancia de salida del DAC, lo cual es del orden de los 100[Kohms] (50 kohms mínimo, 120 kohms típico), esta impedancia no se ve reflejada a la salida del módulo HC-SR08 debido al filtro de salida. Por este motivo realice una serie de mediciones de potencia a diferentes frecuencias con diferentes cargas resistivas para determinar la impedancia de salida óptima.

Las pruebas se realizaron estableciendo frecuencias fijas y variando la carga resistiva en un rango de 10[Ohm] a 100[KOhm]. Este procedimiento se realizó para frecuencias de 1[Mhz], 10[Mhz], 20[Mhz] y 30[Mhz].

De esta forma se obtuvo de manera concreta la impedancia de salida del módulo, lo cual nos permite diseñar la próxima etapa de manera tal de que el acople entre ambas sea el indicado. Conseguiremos una máxima transferencia de energía entre etapas cuando esta impedancia de salida sea igual a la impedancia de entrada del siguiente modulo amplificador, según lo establece el Teorema de máxima transferencia de energía.

Se utilizó el software "Excel 2016", del paquete "Microsoft Office 2016" para realizar las correspondientes tablas de datos y las gráficas.

Vemos a continuación los resultados obtenidos en este primer análisis.

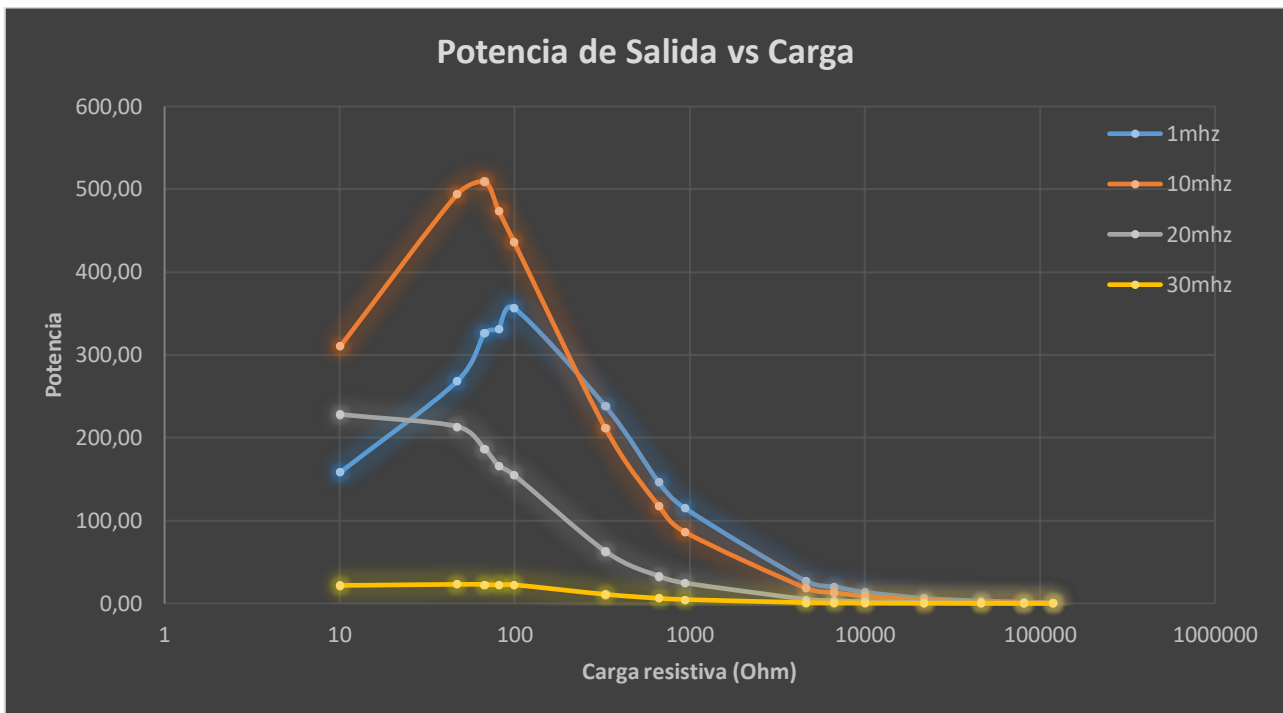


Ilustración 9. Potencia de salida vs Impedancia de carga.

El resultado obtenido es que la impedancia de salida del módulo es de 50[Ohm]. Este valor cumple con un estándar en numerosos sistemas de comunicación. Es un valor esperado ya que este equipo está pensado y diseñado para trabajar con líneas de transmisión y antenas con este valor de impedancia característica.

2.2.5.3 Ancho de Banda.

De manera similar al análisis anterior, y conociendo ahora la impedancia de salida del módulo, se procedió a realizar mediciones de la amplitud de salida, sobre una carga de 50[Ohm], variando la frecuencia desde 0.1[Mhz] a 30[Mhz] en saltos de 2[Mhz].

El resultado es una curva, la cual refleja el comportamiento de la señal de salida del módulo a diferentes frecuencias.

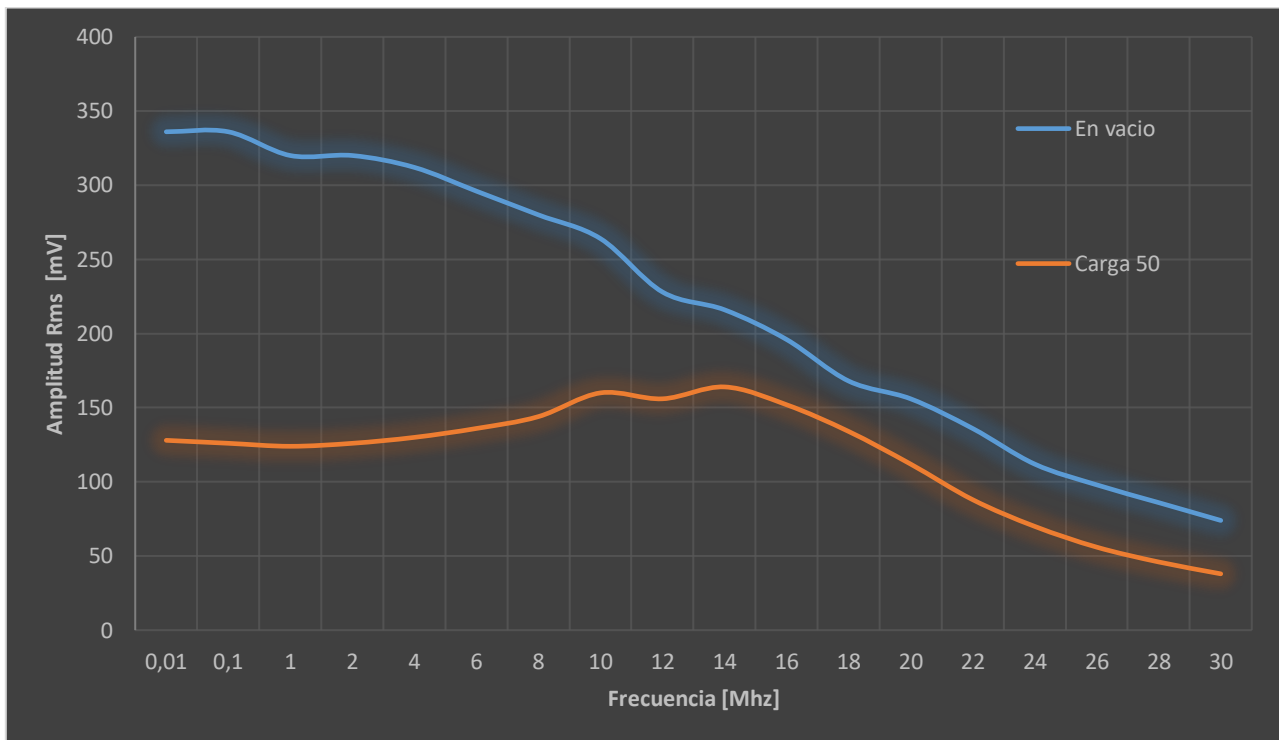


Ilustración 10. Amplitud de salida vs Frecuencia.

Vemos en la gráfica anterior la amplitud de salida de la señal con una carga de 50[Ohm] en contraste con la señal de salida en vacío. Vemos un decaimiento de la amplitud de la señal con el aumento de la frecuencia, lo que nos dice que estas frecuencias superiores son más críticas para el funcionamiento del módulo.

2.2.6 Conclusión.

Luego de finalizadas las pruebas puedo concluir que este módulo es apto para el proyecto y los objetivos planteados en el mismo. Tiene una rápida velocidad de respuesta al inicializarlo y operarlo, logrando cambios de frecuencia de salida de manera casi instantánea. Este punto es fundamental para lograr el barrido de frecuencia necesario para la medición de la relación de onda estacionaria en un ancho de banda específico.

Por otro lado, vemos que presenta gran estabilidad y precisión, y a su vez una forma de una muy aceptable para este fin. Bastará con una etapa posterior que amplifique la señal y logre compensar el decaimiento de la amplitud a altas frecuencias para poder transmitir esta señal a través de la línea de transmisión hacia la antena para así poder medir ondas estacionarias en la línea.

La facilidad de programación y su operación hace que sea un dispositivo preferencial ante otros similares.

Los dispositivos encontrados en el mercado actual son más antiguos, analógicos y no vienen con el nivel de integración de este módulo, ejemplo de un sistema opcional a éste

es el circuito integrado MC145170 de la marca *Freescale*. El mismo es un sintetizador de frecuencia PLL (internamente contiene un detector de fase), que opera en las bandas de HF y VHF, con programación serie, pero que necesita de forma externa un oscilador controlado por tensión VCO y un filtro pasa bajos, ambos de cierta complejidad, lo cual es un punto desfavorable. Todo esto no se consigue con facilidad en el mercado, es antiguo y su precio es elevado por dicho motivo.

Por último puedo mencionar que el módulo HC-SR08 cumple con una característica muy importante en este proyecto que es el bajo costo y fácil accesibilidad, siendo así la mejor opción entre sus posibles opciones.

2.3 Amplificador de RF.

Sabemos por el análisis del módulo generador de señal, en la etapa anterior, que los niveles de potencia de salida del mismo son bajos, más aún cuando éste es cargado con una línea de transmisión. Además, sumado a esto vemos también que la señal de salida se hace más débil al aumentar considerablemente la frecuencia de operación. Como consecuencia de esto fue menester la elaboración de una etapa que amplifique la señal entregada por el módulo HC-SR08, teniendo en cuenta algunos factores importantes de diseño como se verá a continuación.

En primera instancia se estableció que este amplificador debía ser de baja potencia, ya que si bien se necesitan niveles mayores a los entregados por el módulo generador de onda, no es un factor dependiente a la hora de realizar la medición de la relación de onda estacionaria, por lo que un amplificador sobredimensionado para esta tarea conlleva un mayor complejidad y costo de construcción, mayor consumo eléctrico, y niveles de temperatura superiores.

Otro factor, también de gran importancia, es el ancho de banda de operación. Este amplificador será el limitante en el ancho de banda del instrumento, por lo que se busca que el mismo trabaje de manera eficiente en el mayor ancho de banda posible.

Relacionado a este punto, puedo mencionar que se buscara la mayor linealidad posible en la amplitud de la señal de salida, tratando de compensar la caída de tensión en altas frecuencias pertinentes al módulo HC-SR08.

Por último, otros factores a tener en cuenta en el diseño de dicho amplificador, son las impedancias tanto de entrada como de salida, ya que, al ser un diseño de módulos en cascada, se tratará de respetar la continuidad de las impedancias de entrada y salida de cada módulo para garantizar la mayor transferencia de energía posible. Sabemos que las líneas de transmisión a medir con este instrumento tienen una impedancia característica estándar de 50 Ohmios.

Una vez establecido los parámetros del amplificador, y luego de realizar pruebas y mediciones con distintos diseños, llegué a un modelo que fue el que más se adaptó a mis necesidades. El mismo es un amplificador clase A, basado en un transistor bipolar de gran

ancho de banda, con un par de retroalimentaciones para lograr una mayor estabilidad, con acoplos capacitivos de entrada y salida. Vemos a continuación un diagrama esquemático del mismo.

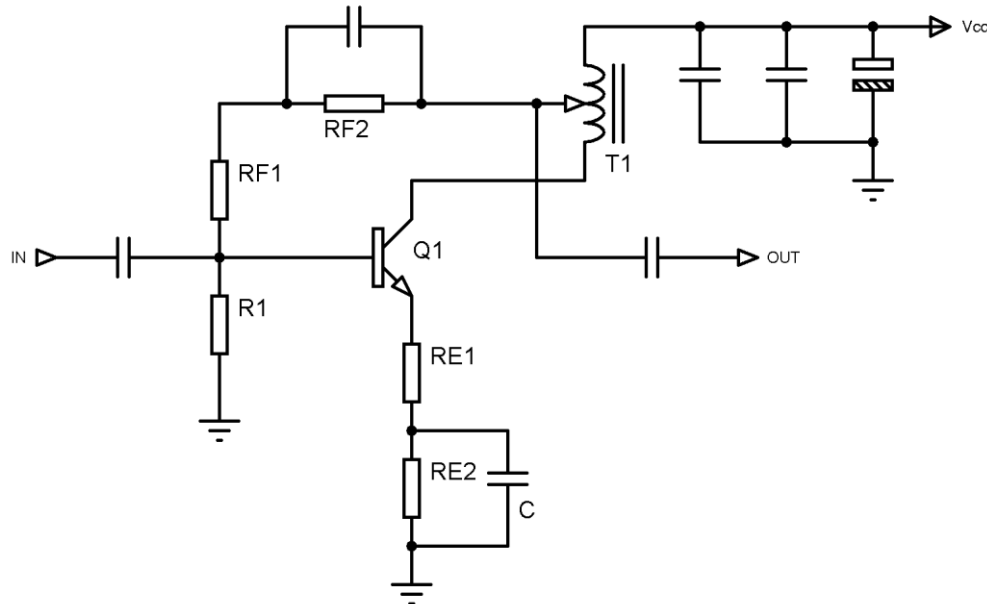


Ilustración 11. Amplificador de RF clase A. Esquema eléctrico.

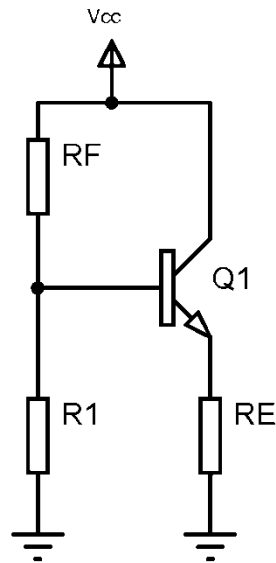
La realimentación que se utiliza, es de dos tipos: Por degeneración de emisor y por acoplamiento colector-base. La primera, contribuye a estabilizar de manera constante la ganancia de voltaje, aunque esto genera un efecto adicional y es que aumenta la Impedancia de entrada del amplificador, sobre todo en las frecuencias bajas produciendo una disminución en la respuesta.

La segunda realimentación por acoplamiento colector-base, tiene dos ventajas, tiende a estabilizar la ganancia al igual que la realimentación degenerativa por emisor y además, hace decrecer las impedancias, tanto la de entrada como la de salida, con lo cual, se establece un efecto de compensación y hace que las impedancias tanto de entrada como de salida, se mantengan bajas, en el orden de los 50 Ohmios deseados, excluyentemente de los valores de las resistencias de realimentación que se utilicen.

2.3.1 Diseño del circuito.

2.3.1.1 Análisis en continua.

Como primera medida, se realiza el análisis en corriente continua del circuito, para determinar así el punto estático de trabajo del transistor. Para ello realizamos un circuito equivalente en tensión directa.



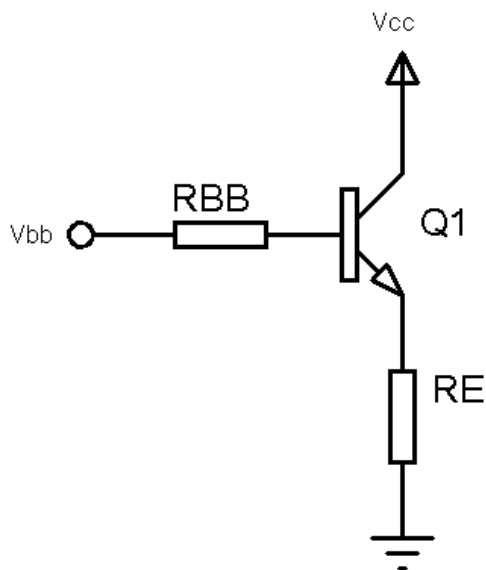
Dónde:

$$RF = RF1 + RF2$$

$$RE = RE1 + RE2$$

Ilustración 12. Análisis en corriente continua para ubicación del punto Q.

Pasamos ahora a un modelo más simplificado aun que nos permita plantear una ecuación de la malla de entrada.



$$V_{bb} = \frac{V_{cc} * R1}{RF + R1} \quad ; \quad R_{BB} = \frac{R1 * RF}{R1 + RF}$$

De aquí podemos concluir que:

$$V_{bb} = I_b * R_{bb} + V_{be} + I_c * RE$$

Donde I_b es la corriente de base, I_c es la corriente de colector (de interés) y V_{be} es la caída de tensión en el diodo base-emisor de aproximadamente 0,7 [V].

Ilustración 13. Modelo simplificado de la malla de salida del amplificador.

Nos valemos ahora de la hoja de datos del transistor para obtener el parámetro h_{fe} , el cual indica la ganancia del mismo. Con este dato concluimos lo siguiente:

$$I_c = I_b * h_{fe}$$

Con estas igualdades podemos despejar ahora la corriente de colector, el cual nos establece una de las componentes de nuestro punto Q de trabajo.

$$V_{bb} = \frac{I_c}{h_{fe}} * R_{bb} + V_{be} + I_c * R_E$$

$$V_{bb} - V_{be} = I_c \left(\frac{R_{bb}}{h_{fe}} + R_E \right)$$

$$I_c = \frac{V_{bb} - V_{be}}{\left(\frac{R_{bb}}{h_{fe}} + R_E \right)}$$

Con este valor conocido se puede plantear una segunda ecuación de la malla de salida para calcular la tensión colector-emisor que es el segundo dato de interés.

$$V_{cc} = V_{ce} + V_{re}$$

$$V_{cc} = V_{ce} + I_c * R_e$$

$$V_{ce} = V_{cc} - I_c * R_e$$

Una vez llegado a estas expresiones es posible ubicar la condición de trabajo del transistor para obtener una excursión deseada evitando la distorsión de la señal de salida.

2.3.1.2 Análisis en corriente alterna.

De manera similar al análisis anterior, se procede a realizar el modelo de señal débil del circuito con el modelo equivalente pi híbrido del transistor. El mismo queda conformado de la siguiente manera.

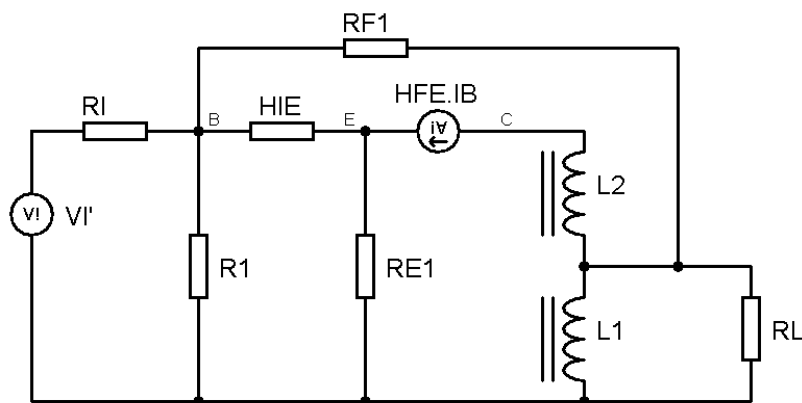


Ilustración 14. Modelo equivalente del amplificador en señal débil.

Cabe destacar que en este modelo se encuentran omitidos los parámetros h_{re} y h_{oe} por tener muy poca influencia en el análisis de ganancia.

Para llegar a un modelo más práctico, que nos permita establecer las ecuaciones de ganancia reflejamos la fuente de corriente $h_{fe} \cdot i_b$ sobre la resistencia r_{e1} . También reflejamos el efecto de la resistencia de realimentación en la malla de entrada y salida. Llegamos así al siguiente circuito equivalente.

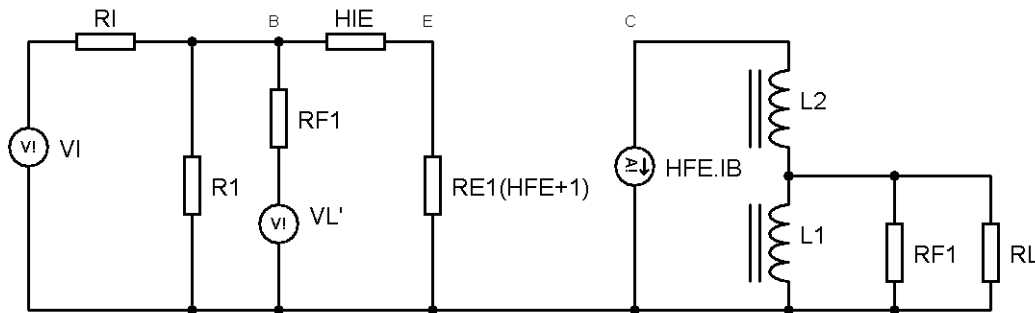


Ilustración 15 Modelo equivalente simplificado.

Si nos concentramos en la malla de salida vemos un autotransformador, conformado por L1 y L2 haciendo referencia a los bobinados primario y secundario del mismo respectivamente. Éste tiene un papel fundamental ya que proporciona estabilidad, aumenta la corriente de salida y principalmente adapta la impedancia de salida. Antes de seguir con el análisis haremos mención a las ecuaciones pertinentes de este transformador para facilitar luego el análisis.

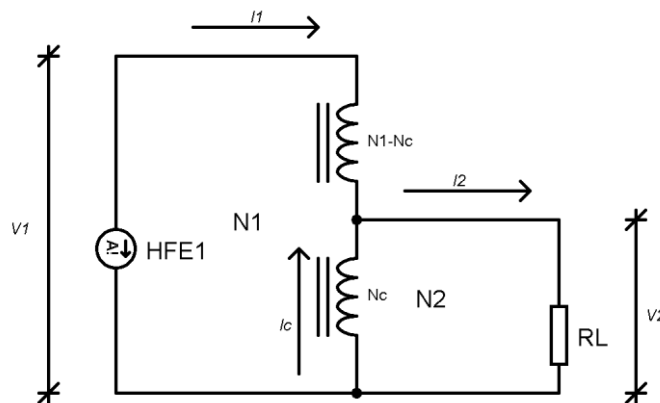


Ilustración 16. Modelo equivalente del autotransformador de salida.

$$V_2/N_2 = V_1/N_1 \quad ; \quad I_1 * (N_1 - N_2) = (I_2 - I_1) * N_2$$

De estas ecuaciones podemos deducir que, si los dos arrollados que conforman el primario son iguales, es decir que N_1 es el doble que N_2 , la tensión de salida se verá

disminuida en la mitad a la tensión de entrada. Por el contrario, la corriente de salida será el doble que la de entrada.

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} * V_1 \quad ; \quad -ib * hfe * (N_1 - N_2) = (I_2 - (-ib * hfe)) * N_2$$

$$V_2 = \frac{V_1}{2} \quad ; \quad -ib * hfe = I_2 + ib * hfe$$

$$I_2 = -2 * ib * hfe$$

Con respecto a las impedancias de entrada y salida tenemos que:

$$Z_i = Z_o \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$$

Manteniendo la relación de vueltas $N_1=2 N_2$ concluimos que tendremos una relación 4:1 entre las impedancias de entrada y salida, valor muy esperado para obtener una Z_o aproximada de 50 ohmios.

Llegado a esta instancia estamos en condiciones de formular las ecuaciones para conocer la ganancia del amplificador.

2.3.1.3 Ganancia de tensión sin realimentar.

Planteamos la ganancia de tensión estableciendo la fuente $V_l'=0$:

$$\Delta v = \frac{V_l}{V_i} \Big|_{V_l'=0} = \left(\frac{ib}{V_i} * \frac{V_l}{ib}\right) \Big|_{V_l'=0}$$

Donde, analizando la malla de salida:

$$V_l = -2 * hfe * ib \left(\frac{R_{f1} * R_l}{R_{f1} + R_l}\right)$$

$$\frac{V_l}{ib} = -2 * hfe * \left(\frac{R_{f1} * R_l}{R_{f1} + R_l}\right)$$

De igual manera establecemos para la malla de entrada:

$$ib = \frac{Vi * \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{Rf1} + \frac{1}{hie + Re(hfe + 1)}}}{(Ri + \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{Rf1} + \frac{1}{hie + Re(hfe + 1)}}) * (hie + Re(hfe + 1))}$$

$$\frac{ib}{Vi} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{Rf1} + \frac{1}{hie + Re(hfe + 1)}}}{(Ri + \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{Rf1} + \frac{1}{hie + Re(hfe + 1)}}) * (hie + Re(hfe + 1))}$$

2.3.1.4 Ganancia de bucle a lazo abierto T .

Definimos ahora la ganancia de bucle como:

$$\Delta v = \left. \frac{Vl}{Vl'} \right|_{vi=0} = \left(\frac{ib}{Vl'} * \frac{Vl}{ib} \right) \Big|_{vi=0}$$

Como la ecuación de la malla de salida no varía al del análisis anterior, utilizaremos la ecuación ya obtenida. En cuanto a la malla de entrada tendremos que:

$$ib = \frac{Vl' * \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{Ri} + \frac{1}{hie + Re(hfe + 1)}}}{(Rf1 + \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{Ri} + \frac{1}{hie + Re(hfe + 1)}}) * (hie + Re(hfe + 1))}$$

$$\frac{ib}{Vl'} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{Ri} + \frac{1}{hie + Re(hfe + 1)}}}{(Rf1 + \frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{Ri} + \frac{1}{hie + Re(hfe + 1)}}) * (hie + Re(hfe + 1))}$$

2.3.1.5 Ganancia de tensión a lazo cerrado Δv_f .

Se define la ganancia de tensión a lazo cerrado como la relación entre:

$$\Delta v_f = \frac{A_v}{1 - T}$$

2.3.1.6 Impedancia de entrada y salida a lazo abierto.

Para el cálculo de la impedancia de salida se tuvo en cuenta el parámetro h_{oe} del transistor y la relación 4:1 del transistor, llegando así a las siguientes expresiones.

$$Z_i = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})}}$$

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1}{h_{oe} * 4} + \frac{1}{R_f}}$$

2.3.1.7 Impedancia de entrada y salida a lazo cerrado.

Finalmente aplicamos la relación con la ganancia de bucle obteniendo:

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{1 - T}$$

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{1 - T}$$

2.3.2 Determinación de valores, punto de trabajo y rendimiento.

Llegado a este punto, teniendo las ecuaciones de mi amplificador decidí utilizar un software en el cual pueda ingresar dichas ecuaciones, ingresar distintos valores a las variables y ver el comportamiento final. Para hacer esto utilice el software Wolfram Mathematica 10.0. Se adjunta al final del informe las hojas de cálculo.

De esta manera, y realizando pruebas prácticas pude llegar a lo que me parece un buen compromiso entre estabilidad, linealidad y ganancia. Circuito final:

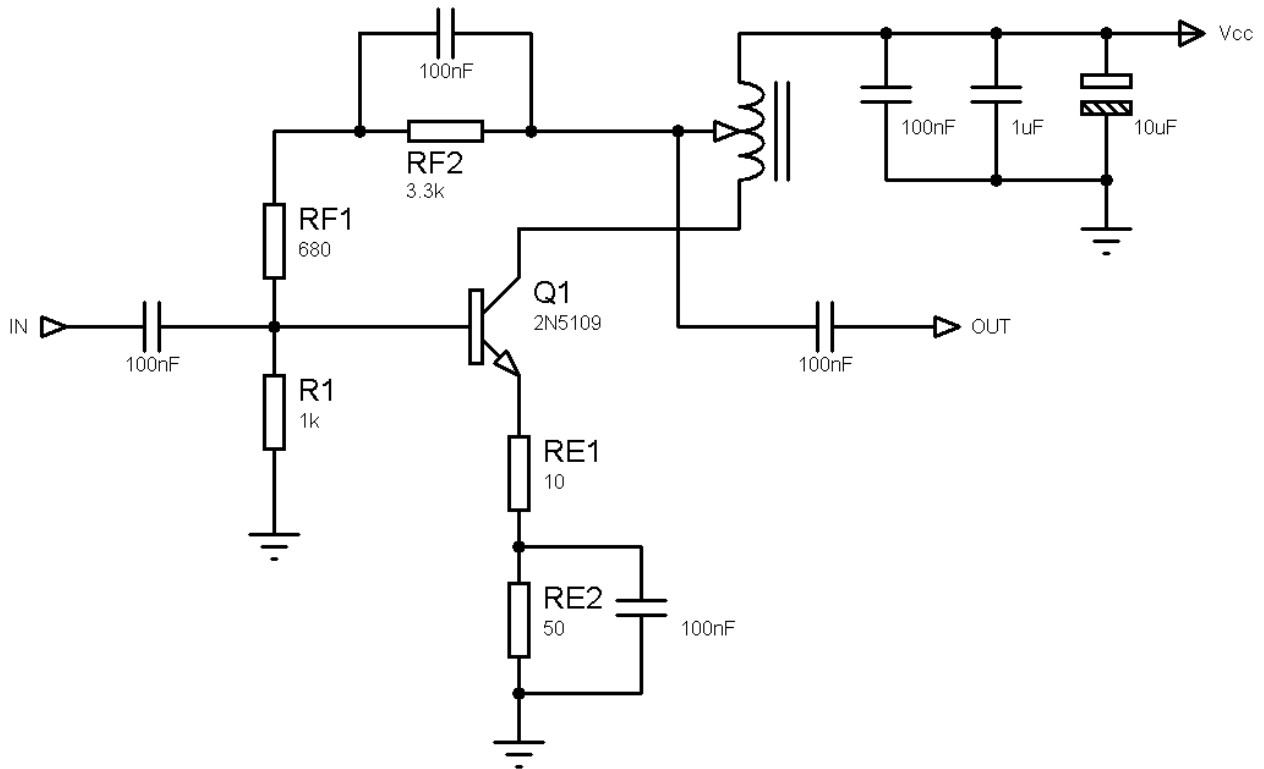


Ilustración 17. Circuito completo del amplificador utilizado.

Con estos valores obtuve resultados conforme a lo esperado. La señal de salida tiene una amplitud aceptable y válida para realizar la medición de la onda estacionaria en la línea de transmisión. La forma de onda de la señal no presenta distorsión, en la sección siguiente se muestra más a detalle todos estos resultados obtenidos. En cuanto a las impedancias, veremos que la impedancia de entrada es unas 3 veces mayor a la impedancia característica de la línea, esto es para que los niveles de tensión de la señal proveniente del generador no sufran demasiada atenuación; esto conlleva que el amplificador trabaje con corrientes más pequeñas, pero aun así lo que se busca y consigue con esto es una amplificación mayor de tensión de la salida. La impedancia de salida si ronda los 50 ohm lo cual en este punto si es necesario para conseguir la mayor transferencia de potencia hacia la carga.

2.3.3 Resultados obtenidos.

Una vez implementado el circuito realice mediciones de los distintos parámetros. Utilicé como herramienta el software Microsoft Excel 2016, con el cual pude realizar gráficas y cálculos.

2.3.3.1 Impedancia de salida.

Para comenzar realice mediciones de la potencia de salida variando la carga a frecuencia constante. Realice este ensayo repetidas veces para distintas frecuencias. El objetivo principal de estas mediciones era conocer la carga optima en donde se consigue la mayor transferencia de potencia a la carga. El resultado fue esperado y muy similar al arrojado por los cálculos teóricos, pero me sirvió para ver el efecto del transformador, más específicamente de la saturación del núcleo a medida que aumenta la frecuencia.

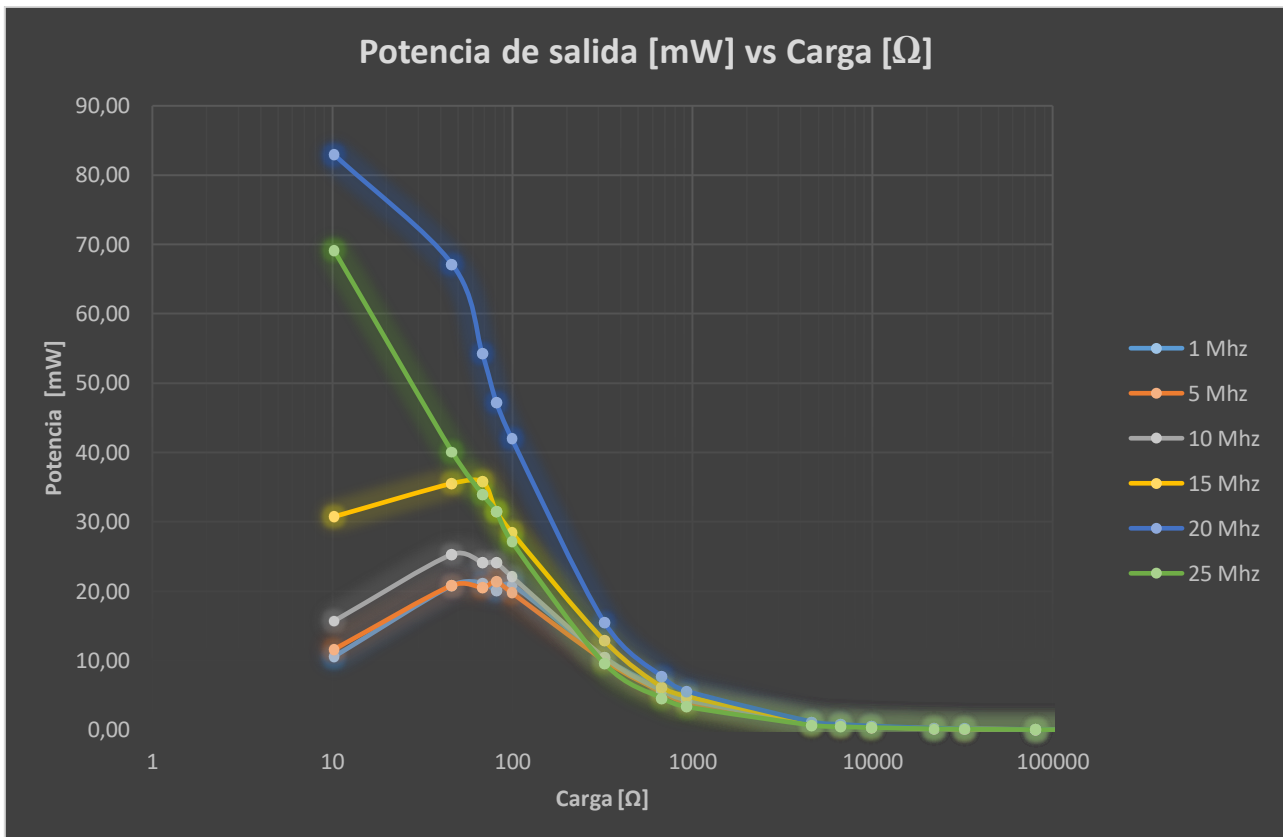


Ilustración 18. Potencia de salida vs carga.

Vemos en los resultados como la impedancia de salida varia y se aleja de los 50 ohmios deseados en altas frecuencias. Aun así, el amplificador satisface las necesidades propuestas en este proyecto.

2.3.3.2 Respuesta en frecuencia.

Una vez conocida y verificada la impedancia de salida, coloque una carga de 50 ohm, y realice mediciones de tensión a diferentes frecuencias empezando en 100 [KHz] hasta 30 [MHz]. Uno de los elementos más críticos e importantes del circuito es el transformador. Su utilización viene a raíz de estar propuesto en un circuito ejemplo extraído directamente de la hoja de datos del transistor. El mismo está compuesto por un arrollado bifilar de 4 vueltas sobre un toroide tipo CF 102.

En mi caso, realice dos ensayos variando la cantidad de vueltas de los arrollados y el tipo de toroide. Obtuve un mejor resultado aumentando la cantidad de vueltas.

En la siguiente grafica queda definida la respuesta del amplificador en ambos ensayos y en contraste de la señal sin amplificar obtenida del módulo generador.

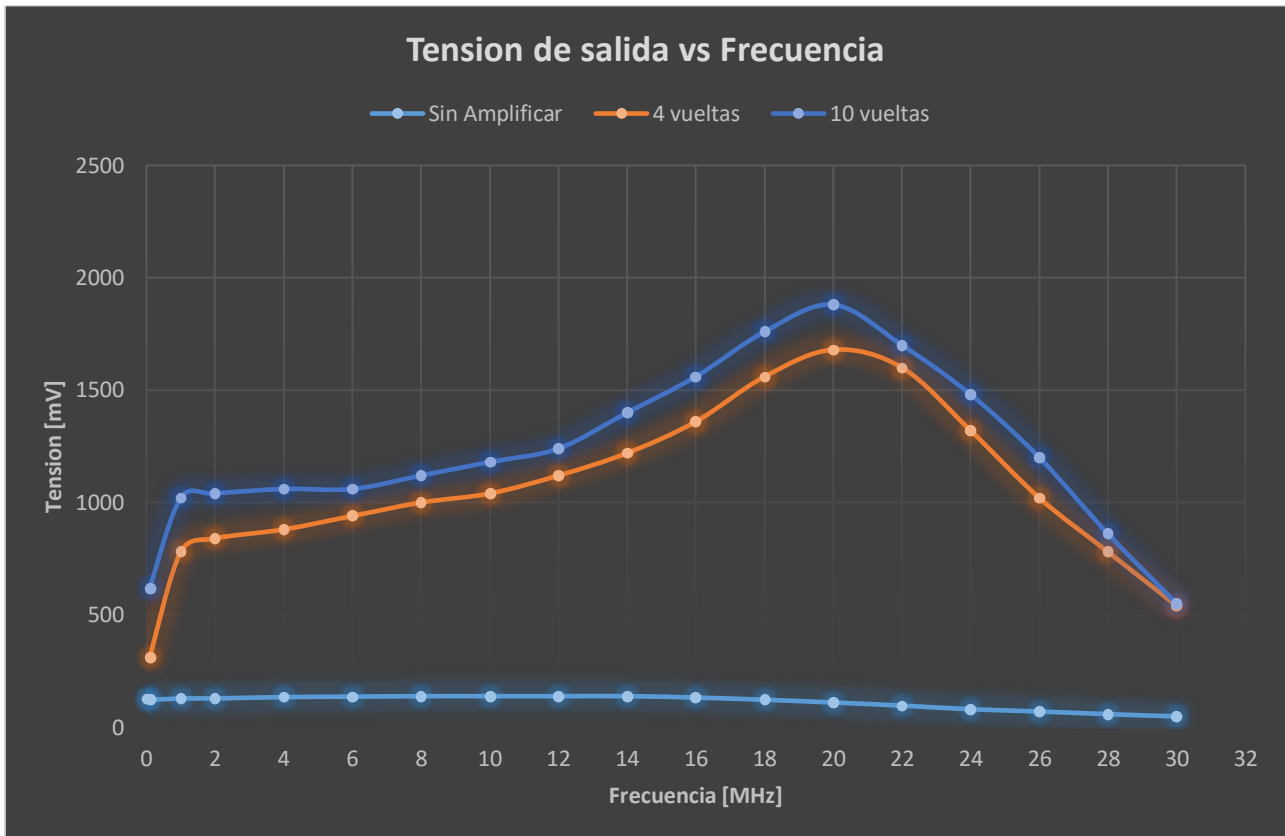


Ilustración 19. Tensión de salida vs Frecuencia, variando transformador.

2.3.3.3 Potencia de salida con carga de 50 Ohm.

A raíz del análisis anterior, pude calcular de forma indirecta la potencia de salida sobre una carga óhmica de 50 Ohm simulando lo que sería una carga ideal. Siguiendo con la línea anterior, los cálculos se realizaron para ambas variantes de la cantidad de vueltas del transformador. La grafica resultante se muestra a continuación.

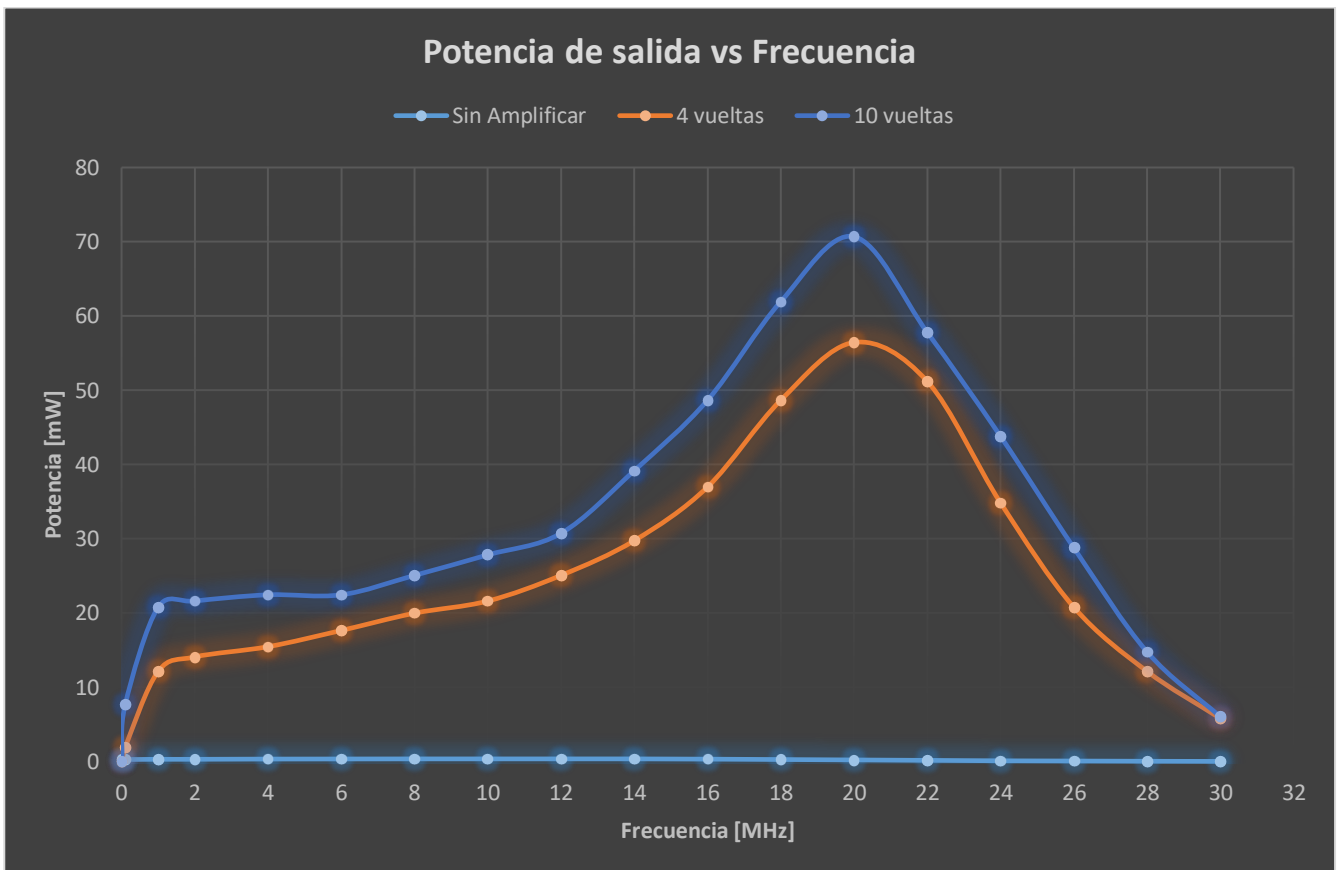


Ilustración 20. Potencia de salida vs Frecuencia, variando transformador.

2.3.3.4 Ganancia de tensión en dB.

Continuando con el análisis, de la misma manera realice los cálculos de la ganancia de tensión en decibeles para tener una visión más clara de la respuesta final de amplificador, obteniendo los siguientes resultados.

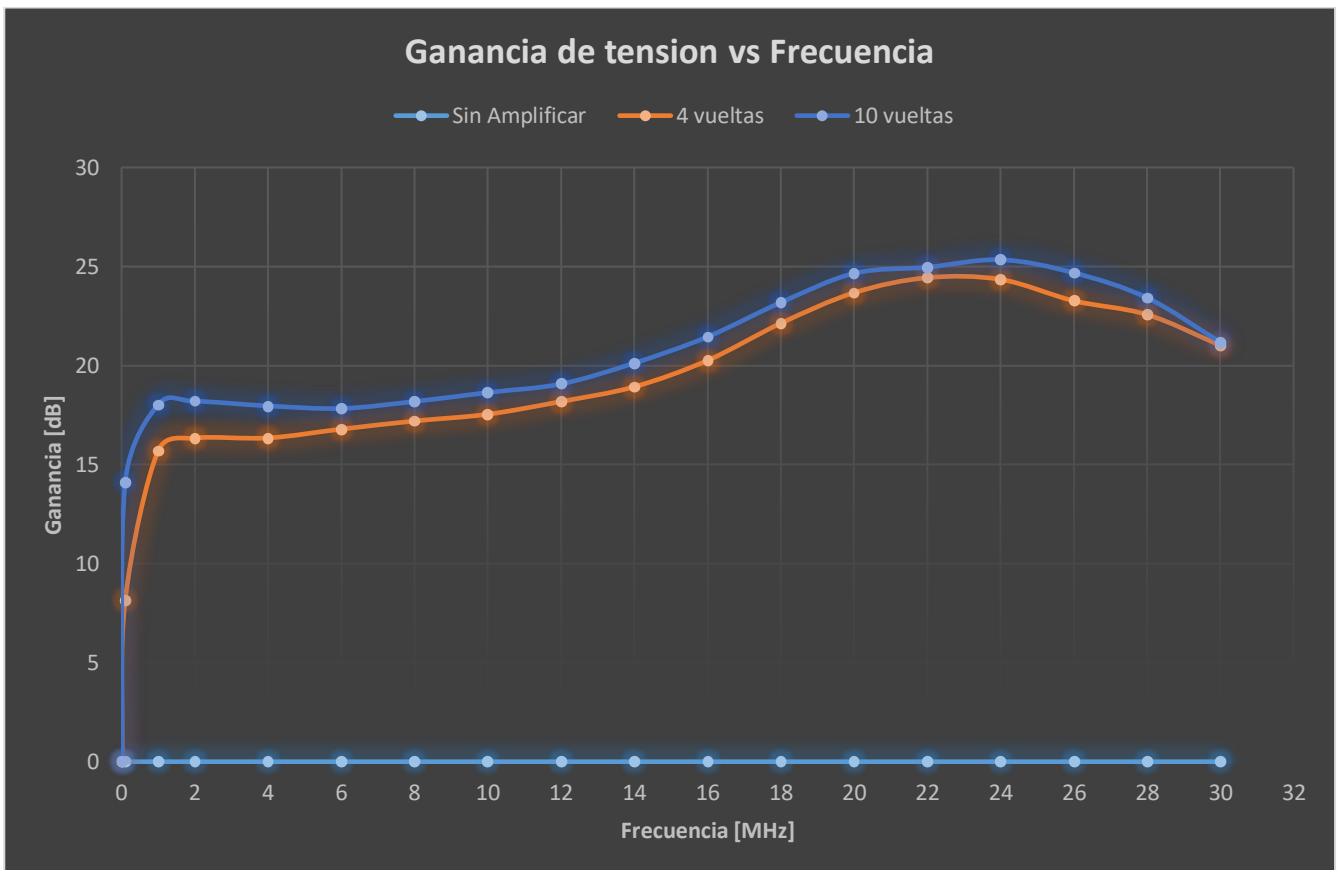


Ilustración 21. Ganancia de tensión vs Frecuencia, variando transformador.

De todas estas graficas podemos ver algunas características importantes. Por un lado, se puede observar que la configuración más óptima es la del transformador con un enrollado de 10 vueltas, y no de 4 vueltas como el de la configuración mostrado en la hoja de datos del transistor. Vemos que conseguimos así una ganancia algo mayor (lo que significa mayor potencia entregada a la carga), debido a que con esto estamos limitando la corriente de realimentación a costa de perder algo de estabilidad, cosa que en estos niveles y frecuencias de trabajo no afecta. Por otro lado, vemos un gran énfasis de la ganancia empezando en los 15 [MHz] aproximadamente. Esto tiene un efecto beneficioso, ya que la señal proveniente del generador comienza a presentar atenuación a partir de estas frecuencias aproximadamente, lo que produce un efecto de compensación. Tenemos de esta manera unos niveles correctos principalmente en la parte superior del ancho de banda de trabajo.

2.3.3.5 Formas de onda.

Para ver la forma de onda de la señal de salida, y asegurarnos que no presente grandes niveles de distorsión, se utilizó el osciloscopio "ATTEN Instruments", modelo "ADS 1062CAL". En él puede observarse como es la forma de onda y mediante la función Print, que realiza capturas de pantalla pude extraer las imágenes. Veremos a continuación que el amplificador tiene muy buen desempeño en todo el ancho de banda de operación.

Frecuencia 100[KHz].

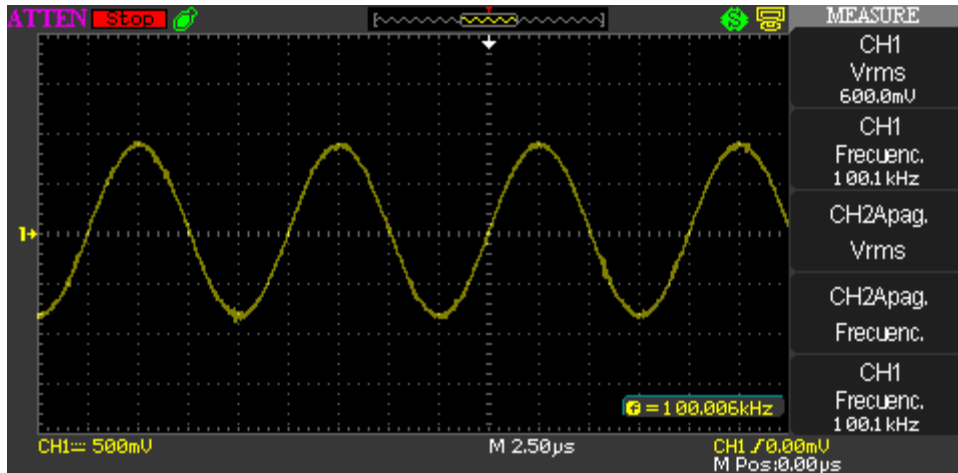


Ilustración 22. Forma de onda de salida a 100[KHz].

Frecuencia 1[MHz].

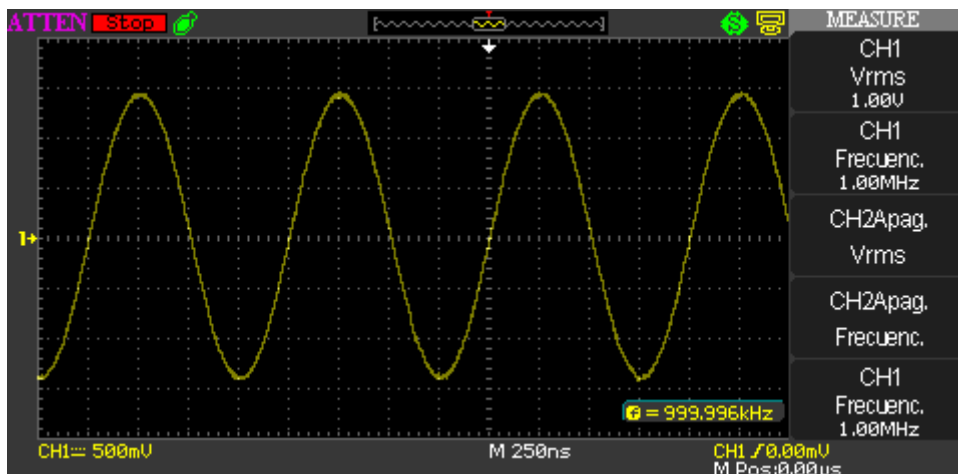


Ilustración 23. Forma de onda de salida a 1[MHz].

Frecuencia 10[MHz].

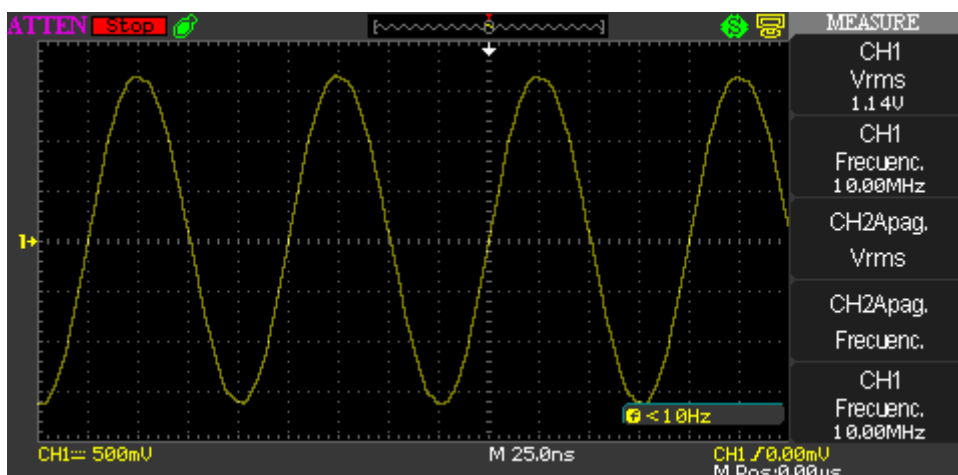


Ilustración 24. Forma de onda de salida a 10[MHz].

Frecuencia 20[MHz].

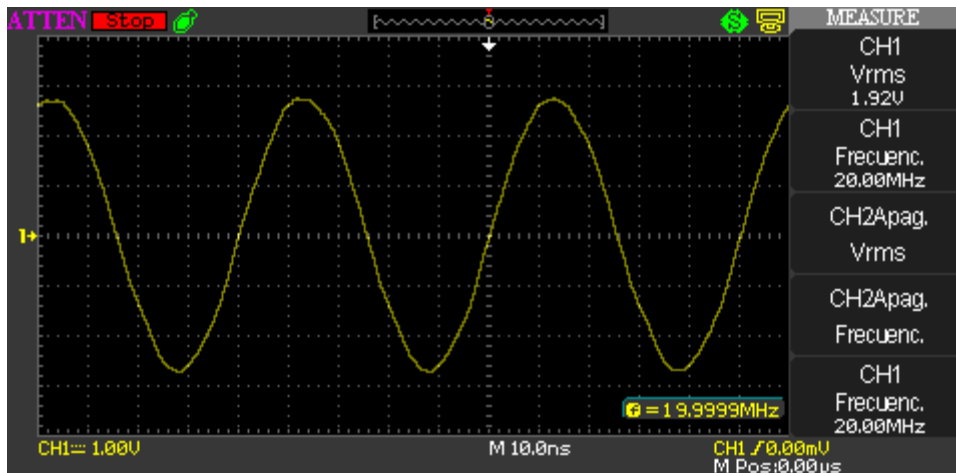


Ilustración 25. Forma de onda de salida a 20[MHz].

Frecuencia 30[MHz].

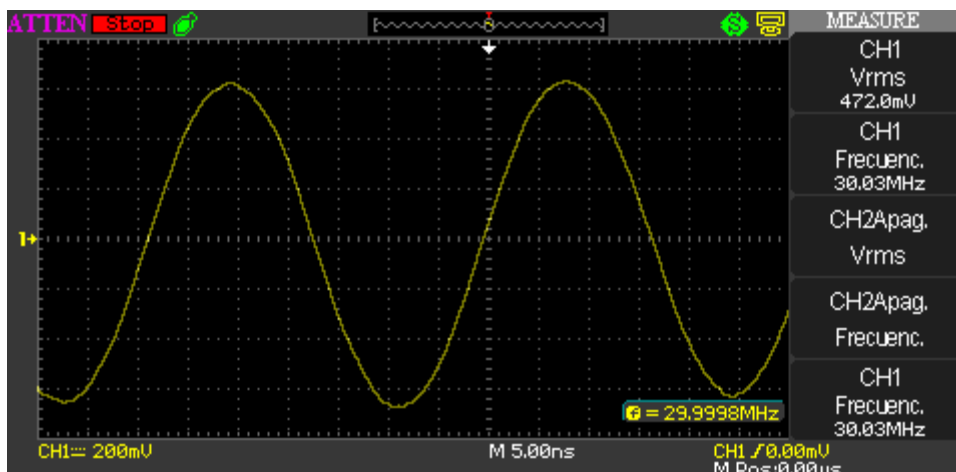


Ilustración 26. Forma de onda de salida a 30[MHz].

2.3.4 Conclusión.

Después de una gran búsqueda de circuitos, tipologías y parámetros, en donde cada variante juega un papel de gran importancia en el resultado final, creo que el circuito aquí propuesto en este informe cumple a la perfección con las necesidades del instrumento.

Dentro de los distintos tipos de amplificadores, si bien el amplificador clase A no es el más eficiente, presenta una gran ventaja frente a los demás, y es que, estando correctamente polarizado, evitando la distorsión por excursión de la señal, no presenta distorsión alguna, obteniendo así una señal limpia y estable a la salida. Por otro lado, al no necesitar

grandes niveles de potencia para la medición de ROE, este circuito es apto a nuestra necesidad, tiene un bajo consumo de energía, no genera demasiada temperatura, sus componentes son fáciles de conseguir, y sobre todo sigue la línea fundamental de este proyecto que es el bajo costo.

2.4 Sensor de onda directa y reflejada.

En esta tercera etapa del proyecto se realizará un circuito capaz de detectar la tensión directa y reflejada sobre la línea de transmisión. Es una etapa de gran importancia en este proyecto ya que realiza la medición propiamente dicha del instrumento, de este bloque se obtiene la información de interés de la línea de transmisión, para su posterior procesamiento.

Como se vio anteriormente en el diagrama en bloque del proyecto, la forma en la que se hará esta detección será colocando este módulo en cascada, luego del amplificador y antes de la salida hacia la antena. El mismo deberá entregar la información obtenida de la línea de transmisión al microcontrolador de una manera legible para el mismo.

Existen distintos métodos para realizar esta medición. En mi caso particular realice dos tipos de sensores, uno basado en transformadores de radiofrecuencia para hacer mediciones de tensión y corriente (dispuestos en serie y paralelo a la línea de transmisión), y el otro basado en un puente de Wheatstone. Con ambos obtuve resultados correctos y aceptables, pero desarrollé el que mejor respondió en el ancho de banda de trabajo del instrumento. A continuación de vera más a detalle el sensor de tensión directa y reflejada por puente de Wheatstone.

2.4.1 Desarrollo.

Para entender el desarrollo de este circuito basado en puente de Wheatstone se hará referencia al mismo.

2.4.1.1 Puente de Wheatstone.

El puente de Wheatstone es un circuito muy utilizado en aplicaciones de medición de variables eléctricas. Si bien su principio es básico, resulta muy eficaz para dicho fin. Por este motivo fue que decidí trabajar con él.

El circuito está basado en una fuente de tensión y cuatro resistencias dispuestas de la siguiente manera.

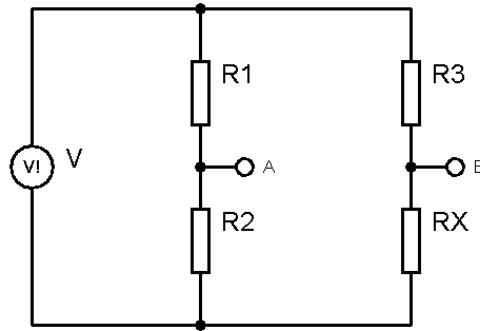


Ilustración 27. Modelo de Puente de Wheatstone.

Como se puede observar, las resistencias conforman dos divisores resistivos formados por R1-R2 y R3-RX respectivamente. La tensión en los puntos A y B queda definida por los valores de dichas resistencias.

Para poder realizar mediciones en él, los valores de resistencias R1, R2 y R3 deben ser conocidos, R4 será el valor desconocido. Comparando las tensiones en el punto A y B se puede llegar a saber si el puente está equilibrado (cuando las tensiones en dichos puntos son iguales, o lo que es lo mismo, $R1=R2$ y $R3=RX$).

Una de las aplicaciones más comunes es la medición de resistencias. Para ello R3 debe ser variable y calibrada, y colocar un galvanómetro entre los puntos A y B. De esta manera se colocará una resistencia desconocida en la posición RX, y se ajustará el valor de R3 hasta equilibrar el puente. De esta manera sabremos indirectamente el valor de RX ($RX=R3$).

Valiéndonos del principio anterior, podemos realizar algunas modificaciones para obtener tensiones equivalentes a las buscadas, directa y reflejada. En primer lugar, utilizaremos una fuente alterna a la frecuencia que queremos realizar la medición, en este caso será la señal proveniente del generador de ondas amplificada. Luego, usaremos resistencias de 50 Ohm en R1, R2 y R3. Por último, en lugar de colocar una resistencia en RX, pondremos la línea de transmisión/antena sobre la cual se quiere realizar la medición. Como se puede observar en la siguiente imagen.

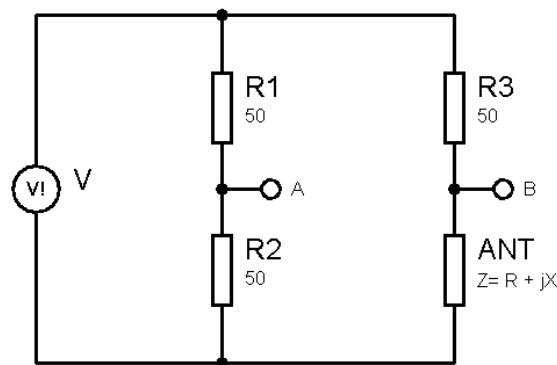


Ilustración 28. Puente de Wheatstone aplicado a la línea de transmisión.

Observemos que la antena tiene un valor complejo de impedancia. Si la antena es ideal, la parte compleja o reactancia se hace cero y su valor resistivo, en el tipo de antenas al cual es destinado este medidor, 50 Ohm; quedando así un paralelo de 100 Ohm, lo que daría una resistencia equivalente total 50 Ohm, valor muy esperado dado que es la impedancia característica de la línea y la impedancia de salida del amplificador. Se garantiza con estos valores la mayor transferencia de energía hacia la carga.

De esta manera, y midiendo las tensiones en los puntos A y B, podremos obtener tensiones equivalentes a la directa y reflejada. La tensión en el punto A será equivalente a la tensión directa de la línea a la frecuencia de transmisión, ya que es la tensión que habría sobre una carga ideal de 50 Ohm. Esta tensión será en todo momento la mitad de la tensión de la fuente. Por otro lado, la diferencia de tensión en los puntos A y B ($V_A - V_B$), será la tensión equivalente a la tensión reflejada sobre la línea de transmisión. Es fácil ver que, si la antena es ideal, ésta diferencia de tensión será cero, haciendo referencia a que no habrá señal reflejada hacia el transmisor. Podemos notar también que V_A siempre será mayor que $V_A - V_B$, excepto en el caso puntual en el que la antena se encuentre en cortocircuito, lo que es muy lógico ya que nunca podría existir una señal reflejada mayor a la directa.

Una vez establecidas las tensiones de interés en el puente de Wheatstone, queda determinar el método con el que hará la medición de tensión en dichos puntos y la forma en la que se acondicionará la señal para que pueda ser procesada por el microcontrolador.

2.4.1.2 Acondicionamiento de la señal.

Para que el microcontrolador pueda procesar esta información, es necesario convertir estos niveles de tensión alterna a continua. Deseamos que ésta señal sea lo más estable posible para una correcta lectura.

Se utilizará el conversor analógico digital del PIC16F1939 para realizar la adquisición de estos datos. Una vez hecha la conversión de los datos a digital estará disponible en los registros del mismo para realizar las operaciones necesarias.

Una forma de realizar la conversión de las señales, la cual me dio un buen resultado es mediante el uso de un diodo detector de envolvente en serie con un capacitor. Con esto se consigue una rectificación de media onda muy aceptable a las altas frecuencias de operación.

Este diodo se caracteriza por su baja capacidad de juntura, lo que permite una gran velocidad de respuesta, y una baja tensión de umbral, que lo hace muy sensible a señales de poca amplitud. En mi caso utilizaré el diodo de germanio 1N34A, el cual tiene las características antes mencionadas y cumple con el objetivo aquí propuesto. El capacitor no tiene mayores especificaciones, en este caso será un capacitor cerámico de 0.1 μF .

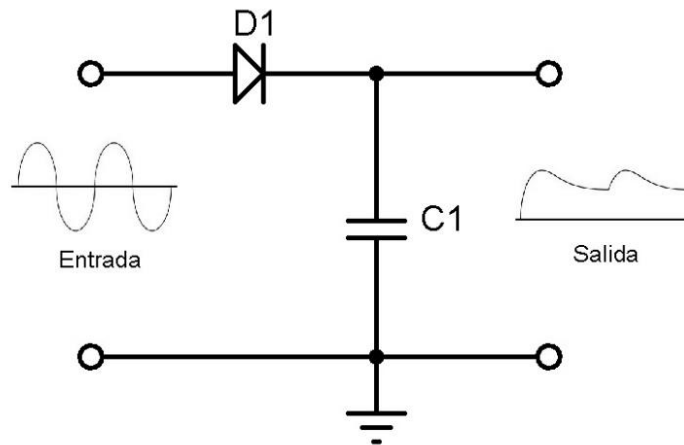


Ilustración 29. Circuito de adquisición de la señal de interés.

Si bien esta conversión es muy primitiva es funcional para esta aplicación.

Como necesitamos hacer dos mediciones, recordando la sección anterior debemos obtener V_A y $(V_A - V_b)$ del puente de Wheatstone, se agregan al mismo dos arreglos como los anteriores. Vemos a continuación como quedan estas ramas en el puente.

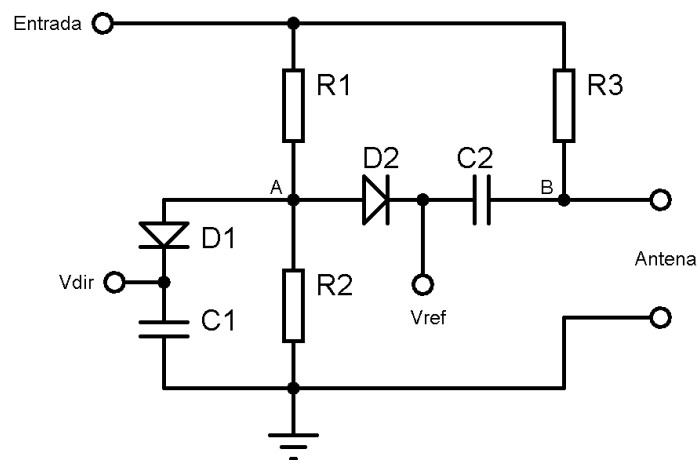


Ilustración 30. Adquisición de señales "directa" y "reflejada" en puente.

De esta manera obtenemos una primera aproximación de las señales buscadas, pero aún falta acondicionarlas para tener señales más contundentes y estables. Es por ello que estas señales obtenidas con estos arreglos son filtradas una vez más mediante capacitores y amplificadas por un amplificador operacional. Este último debe ser configurado para que la señal de salida sea de como máximo 5 [V], ya que este es el nivel de tensión de referencia del conversor analógico digital del microcontrolador. La configuración utilizada del mismo es la de amplificador no inversor, como puede verse en la siguiente imagen.

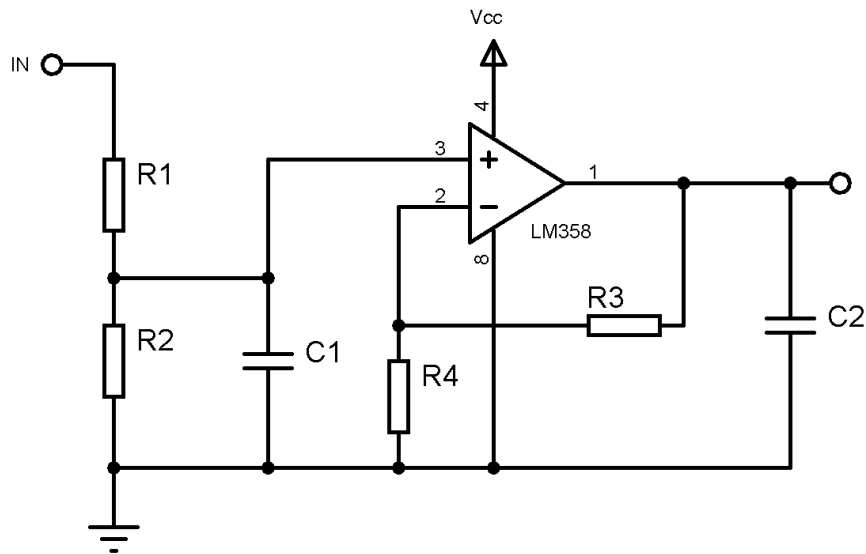


Ilustración 31. Rama de amplificación de tensión directa.

En principio observamos una red divisora de voltaje conformada por R1 y R2, la misma tiene como finalidad la de limitar la corriente de entrada, permitiendo además un primer ajuste del nivel de entrada al amplificador.

La expresión de ganancia de tensión de este amplificador viene dada por la expresión:

$$\Delta v = 1 + \frac{R3}{R2}$$

Conociendo el nivel máximo de entrada, podemos calcular los valores de R3 y R4 para obtener el rango de tensión de salida deseado.

Lo que podemos ver también en este diagrama es un último filtrado a la salida del amplificador, con lo que obtenemos una señal lo suficientemente estable para que el microcontrolador pueda realizar la adquisición y posterior conversión de la señal.

2.4.1.3 Esquema completo.

Finalmente integrando todo lo visto anteriormente, llegamos a un circuito como el siguiente.

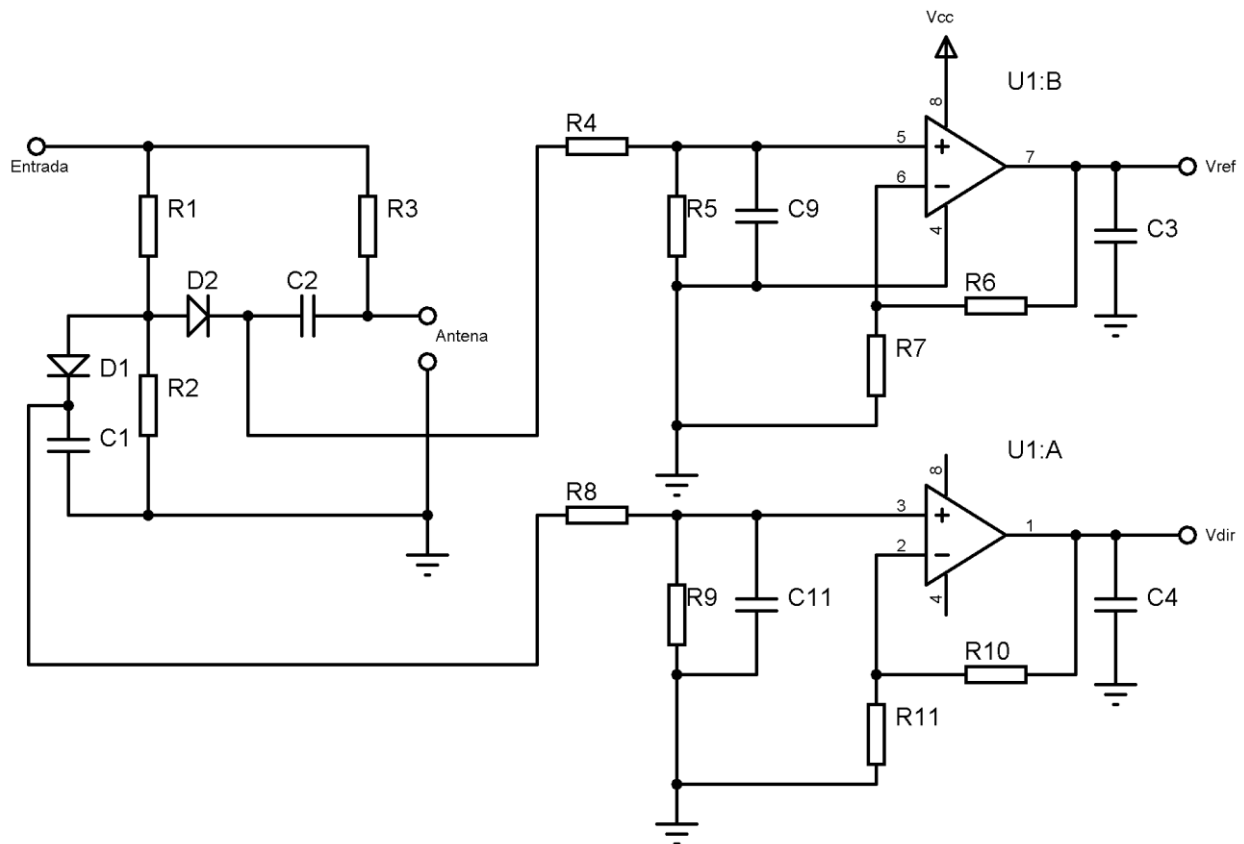


Ilustración 32. Esquema completo del circuito de sensado de línea.

2.4.2 Mediciones.

Para comprobar su funcionamiento realice pruebas sobre una carga ideal, de 50 Ohm, sobre una línea cortocircuitada (0 Ohm), y una línea en circuito abierto (alta impedancia), ya que estos últimos son los valores extremos en los que se puede evaluar la línea. Las pruebas se realizaron en un ancho de banda de 0.1[MHz] a 30[MHz]. Estos resultados fueron cargados en hojas de cálculo y mediante formula llegue al valor de la relación de onda estacionaria.

En la siguiente tabla se muestran los resultados obtenidos, los valores de frecuencia se encuentran en [Mhz] y los de tensión en [mV].

Frec.	50 Ohm			0 Ohm			Alta Imp.		
	Dir	Ref	ROE	Dir	Ref	ROE	Dir	Ref	ROE
0,1	2800	32	1,023	1900	1820	46,500	4640	4160	18,333
1	5120	2	1,001	3880	3560	23,250	6960	6440	25,769
2	5200	2	1,001	3920	3600	23,500	6960	6480	28,000
4	5120	6	1,002	3920	3560	20,778	6880	6400	27,667
6	5080	12	1,005	3880	3520	20,556	6800	6240	23,286
8	5040	22	1,009	3840	3440	18,200	6720	6000	17,667
10	4880	30	1,012	3720	3360	19,667	6480	5800	18,059
12	4720	44	1,019	3600	3280	21,500	6240	5520	16,333
14	4560	58	1,026	3480	3160	20,750	6000	5200	14,000
16	4440	75	1,034	3320	3000	19,750	5920	4960	11,333
18	4280	88	1,042	3200	2880	19,000	5840	4640	8,733
20	4080	98	1,049	3040	2720	18,000	5280	4360	10,478
22	3880	110	1,058	2880	2640	23,000	5120	4040	8,481
24	3760	126	1,069	2760	2520	22,000	4880	3760	7,714
26	3560	138	1,081	2640	2360	17,857	4720	3520	6,867
28	3400	150	1,092	2480	2200	16,714	4560	3280	6,125
30	3240	160	1,104	2280	2080	21,800	4320	3040	5,750

Tabla 2 Calculo de ROE en base a la tensión directa y reflejada.

Cabe señalar que la relación de onda estacionaria o ROE, es una medida adimensional, es decir que no tiene unidad. Esta relación como su nombre lo indica nos dice en que magnitud la onda transmitida hacia la antena es irradiada o consumida por la carga, y cuanto de ella es devuelta hacia el transmisor.

Esta relación se puede calcular con los valores de tensión directa y reflejada de la siguiente manera:

$$ROE = \frac{V_{dir} + V_{ref}}{V_{dir} - V_{ref}}$$

Vemos entonces de la relación anterior como en el caso ideal en que la tensión reflejada es 0, el valor de ROE es 1. Otro caso de interés puede ser el caso particular en el que la onda reflejada es la mitad en magnitud que la onda directa, en este caso el valor de ROE es igual a 3. Podemos deducir entonces que cuanto mayor sea este valor, menor será la energía útil sobre la carga, o irradiada sobre la antena. Vemos también que este término nunca podría valer menos que la unidad ya que no es posible tener un valor de onda reflejada mayor que la directa.

A continuación, se muestran los resultados de forma gráfica.

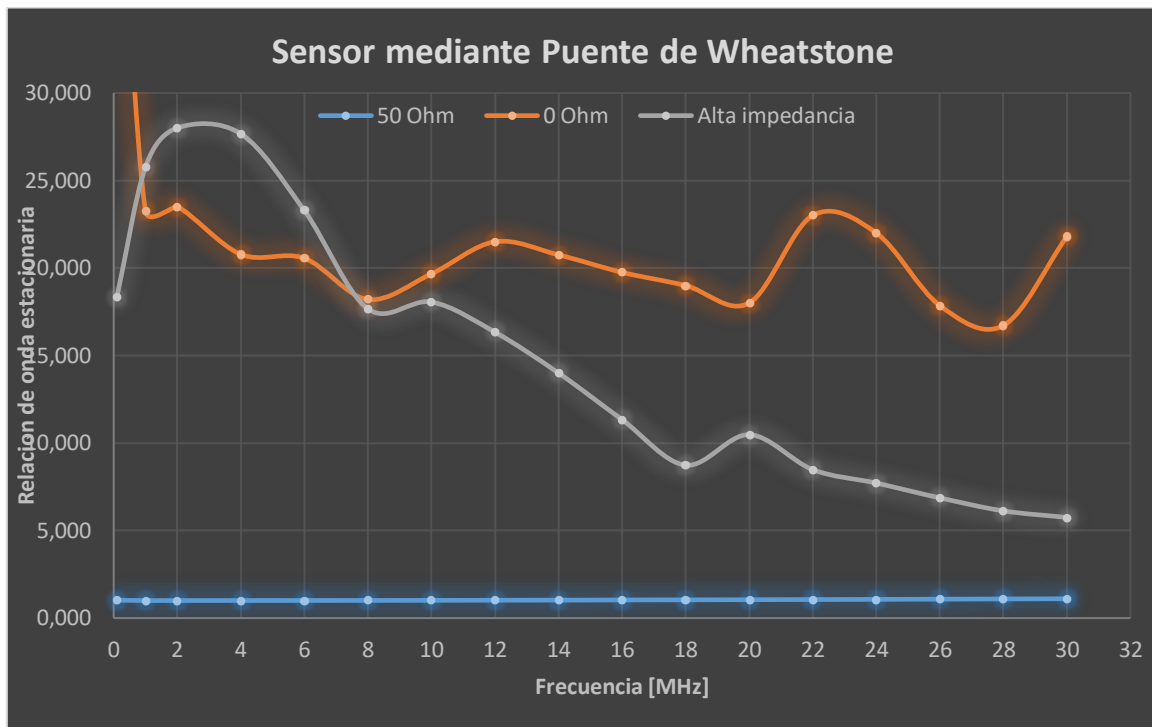


Ilustración 33. ROE sobre una línea adaptada a 50 Ohm, corto circuito y circuito abierto.

Una mención al gráfico anterior es que, a fines prácticos el parámetro de ROE tiene un rango útil muy corto, los valores comúnmente varían entre valores cercanos a 1 en los mejores casos hasta valores cercanos a 5 en antenas o líneas defectuosas. Hablar de valores mayores con precisión carece de sentido. El gráfico antes expuesto, está representado a escalas mucho mayores a la unidad sin sentido en lo práctico, solo a modo de poder representar todos los valores obtenidos en el ensayo.

2.4.3 Conclusión.

Si bien la obtención de las señales de interés no requiere de gran complejidad, vemos resultados muy satisfactorios que cumplen con el objetivo buscado propuesto. Es por esto que decidí implementar este circuito en el desarrollo de este proyecto, a igual tesitura que con los módulos ya vistos, cumple con el objetivo principal que es el compromiso entre bajo costo, sencillez y funcionalidad.

2.5 Programación del microcontrolador.

El microcontrolador tiene un papel fundamental en este instrumento. Módulos externos como el generador y la pantalla dependen de él, por lo que debe realizar el control de los mismos. Además, tiene funciones como el ingreso externo de datos, leer las variables obtenidas por el sensor, hasta realizar el cálculo matemático de la relación de onda estacionaria.

En este informe se verá a grandes rasgos las características principales del microcontrolador utilizado, su configuración principal, la comunicación entre dispositivos, la adquisición de datos y el cálculo para la obtención del resultado final.

2.5.1 Microcontrolador PIC16F1939.

El microcontrolador utilizado en este proyecto, el pic16f1939, es un dispositivo de la marca Microchip, en mi caso utilizo el encapsulado de 40 pines tipo PDIP. Entre sus principales características podemos nombrar que sus registros son de 8 bits, opera hasta una frecuencia interna de 32 Mhz, contiene 36 pines de entrada/salida, 14 canales del conversor analógico digital con 10 bits de resolución. A continuación, un fragmento de su hoja de datos donde se ve la disposición de pines en el encapsulado utilizado en este proyecto.

PIC16(L)F1938/9

Pin Diagram – 40-Pin PDIP (PIC16F1939, PIC16LF1939)

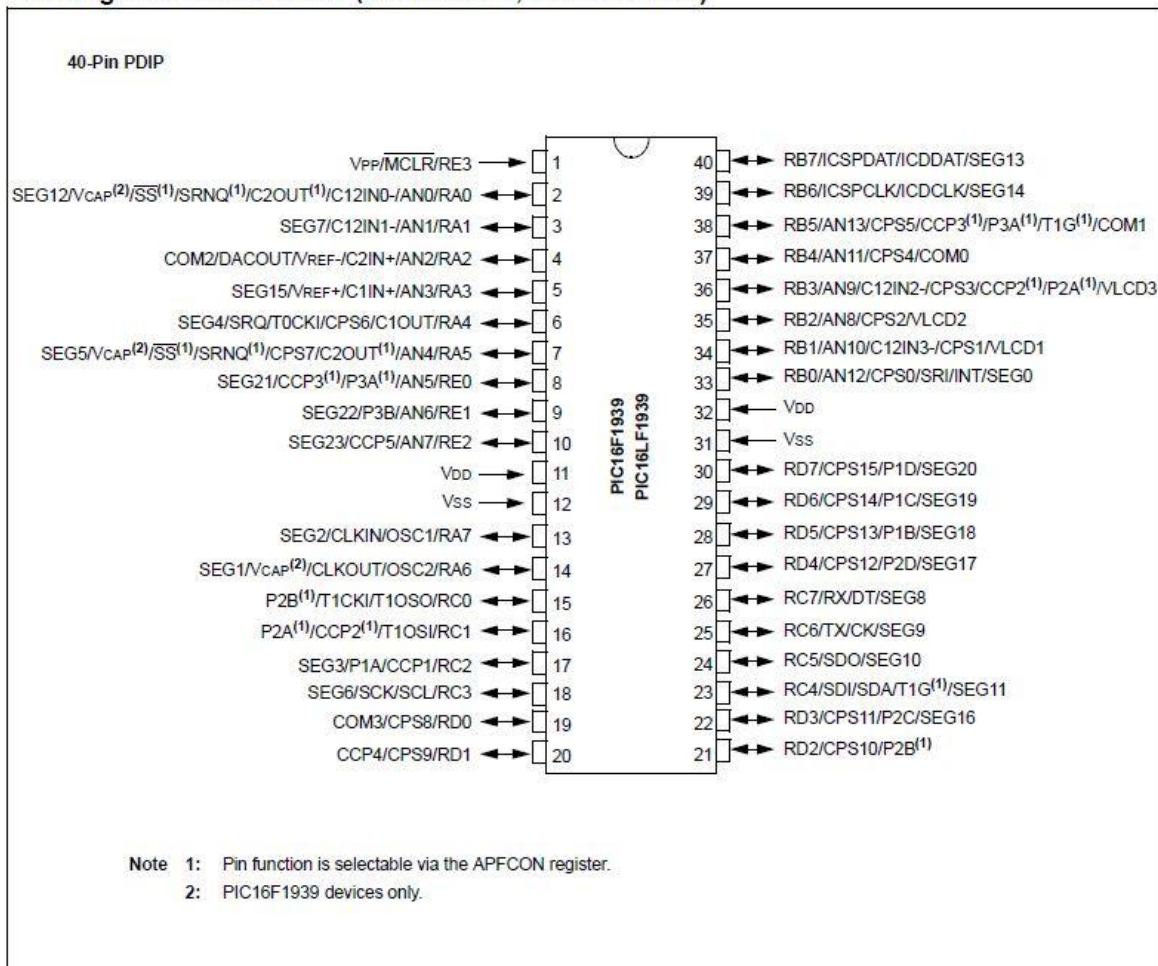


Ilustración 34. Fragmento de la hoja de datos. Pinout PIC16F1939.

La elección de este microcontrolador se debió a que es un chip de alto rendimiento, gran capacidad de trabajo debido a la cantidad de módulos internos que ofrece como así también la cantidad de pines de entrada y salida. A mi criterio es un dispositivo que está a la altura de esta aplicación debido al requerimiento de los periféricos utilizados, la capacidad de memoria de programa y su costo. Recordemos que el modulo LCD aquí utilizado requiere de gran cantidad de pines de control, y de capacidad de memoria para su manejo. Si bien el microcontrolador queda apenas sobrado de capacidad, está pensado para alguna mejora futura, agregado de código, funcionalidad e incluso algún nuevo periférico de entrada.

2.5.2 Programación.

La programación de este dispositivo puede realizarse en distintos lenguajes, compiladores, plataformas. Existe gran variedad de software de terceros para realizar esta tarea. En mi caso y a mi criterio, la mejor opción para realizar esto es utilizar el software de la marca, utilicé MPLAB IDE v5.3 con el compilador XC8, también puesto a disposición por el fabricante. Este compilador trabaja bajo lenguaje C.

2.5.2.1 Configuración principal.

Como primera medida se debe establecer la configuración del microcontrolador, establecer el modo de reloj, frecuencia de trabajo, módulos a utilizar y protecciones.

Básicamente lo que se configura en este código es la selección del oscilador interno, se habilita el lazo PLL que multiplica por 4 la frecuencia establecida. Esto para lograr la máxima frecuencia interna de 32 [MHz]. También se habilitan protecciones como tiempo de espera al iniciar, reset por detección de bajo voltaje de alimentación, monitor de reloj, reset por desbordamiento de pila y por último la programación de bajo nivel de voltaje. Por el contrario, los módulos que se deshabilitan son, reset por desbordamiento del temporizador WDT, función de reset por cambio de estado en pin MCLR, protección de la memoria de programa y datos, salida de reloj en todos los pines correspondientes, cambio de modo de reloj de forma externa, protección de la memoria flash y la salida de voltaje del regulador interno.

Para una mejor organización, dicha configuración se realiza en un archivo de cabecera llamado config.h, el mismo es incluido al cuerpo de compilación. Esta forma de trabajar se hace totalmente necesaria cuando contamos con más de un módulo externo, periférico, conectado y comandado por nuestro microcontrolador. Como iremos viendo a continuación, a lo largo de este informe, cada uno de los módulos utilizados tendrá su propio archivo de cabecera con la configuración del mismo y las funciones más utilizadas agregadas también al cuerpo de compilación.

Una vez establecida la configuración de todos estos parámetros, se puede comenzar a realizar el código principal en su archivo fuente main.c.

2.5.2.2 Configuración del módulo HC-SR08.

De manera similar al caso anterior, creamos un archivo de cabecera con la configuración y funciones utilizadas por este módulo. Dicho archivo se llama en este caso HCSR08.h.

En primera instancia se realiza la configuración de los pines a utilizar, para ello se define una plantilla con etiquetas mediante la directiva del compilador #define.

Este método de asignación es de gran utilidad, una vez establecido los pines del microcontrolador a utilizar se trabajará con las etiquetas. Esto es por si en algún momento se debe cambiar la configuración por algún motivo, solo se deberá realizar la modificación en este fragmento y no en el resto de funciones, es un método muy utilizado en estos archivos de cabecera.

Se define tanto el puerto LAT como el TRIS. Tenemos de esta forma control total sobre los pines a utilizar, pudiendo ya definirlos en este archivo.

Lo siguiente es realizar una función de inicialización del dispositivo, para ello nos basamos en la hoja de datos del chip AD9850. Se define la función ini_hcsr08, la misma tiene los parámetros para que el modulo quede funcional en modo serial.

En la *Ilustración 4* podemos ver esta secuencia, los distintos pines de control que debemos activar y los tiempos necesarios para el correcto funcionamiento del módulo.

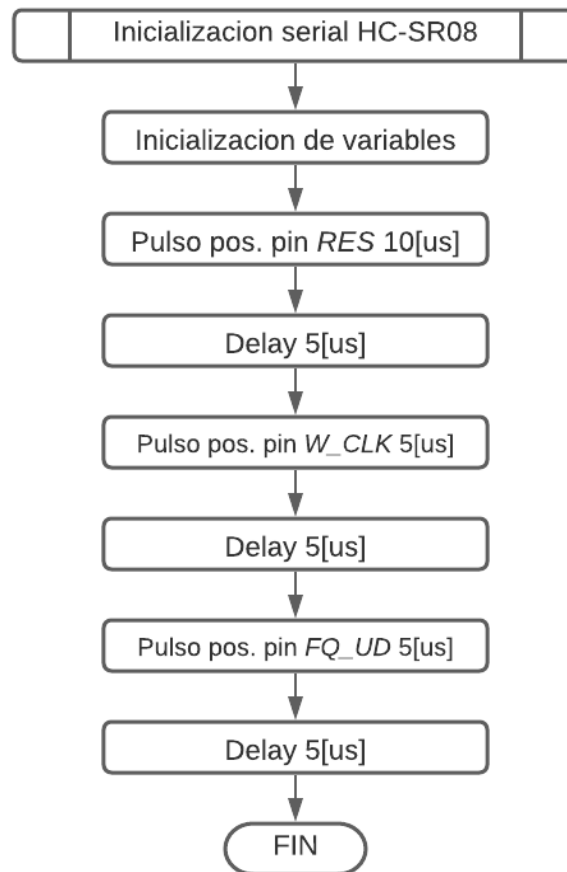


Ilustración 35. Diagrama de la secuencia de inicialización del HC-SR08.

Esta función es llamada solamente una vez al comienzo de la rutina, quedando ya el módulo inicializado en modo serial, listo para ser utilizado.

Necesitamos además de la inicialización algunas funciones más que nos ayudaran a comandar este módulo. Utilice dos funciones principales, las cuales una transfiere en forma serial un byte ingresado como parámetro y otra envía una palabra completa de 40 bits al módulo haciendo uso de la primera, para que el generador comience a funcionar. Cabe destacar que la frecuencia de operación se debe pasar como parámetro. Vemos a continuación la función en bloques necesaria para que el módulo comience a generar la onda a la frecuencia deseada.

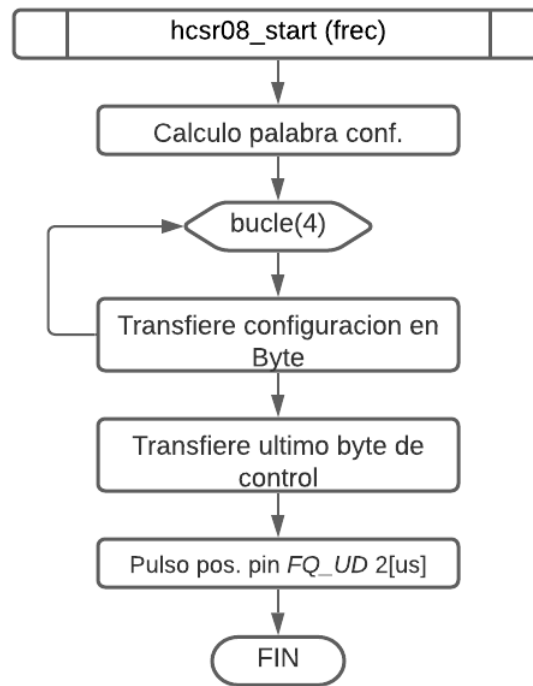


Ilustración 36. Rutina de comienzo de transmisión para el HC-SR08.

Teniendo estas funciones en nuestro proyecto solo basta con ejecutar la función de inicialización `ini_hcsr08(void)` y luego la función `hcsr08_start(float frec)`, a la cual le pasamos la frecuencia de operación en MHz como parámetro, para que el modulo comience a generar señales a la frecuencia de configuración.

Por último, queda mencionar la utilización de una última función, la cual sirve para establecer un modo de reposo en el generador. De esta manera el modulo pasara a un estado de espera. Para lograr este estado nuevamente hacemos referencia a la hoja de datos de AD9850, donde deja definida la palabra de configuración que debemos enviar al mismo para lograr este modo. La función queda conformada de la siguiente manera.

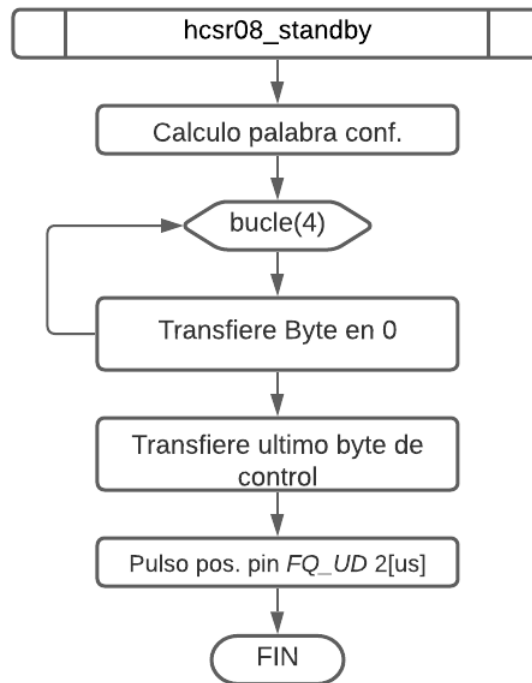


Ilustración 37. Rutina para poner al HC-SR08 en modo espera.

De esta manera, con este archivo de cabecera tenemos una manera directa de configurarlo y un control total sobre el mismo.

2.5.2.3 Configuración del módulo LCD st7920.

La pantalla utilizada es una pantalla LCD de 128x64 pixeles, la cual trabaja en modo texto, como 4 renglones de 16 caracteres, o en modo grafico propiamente dicho. Está comandada por un circuito integrado st7920, que el driver de manejo del display. A partir de aquí todo el trabajo realizado fue basado en la hoja de datos del mismo. En él se detalla el conexionado, disposición de pines, configuración, modos de funcionamiento, set de instrucciones y todo lo referido a su funcionamiento.

En cuanto a su configuración, procedimiento es el mismo que el caso anterior. Se creó un archivo llamado st7920.h que contiene la definición de pines y funciones principales para su manejo. La única diferencia es que es este caso la cantidad de líneas de control y datos aumenta considerablemente haciendo algo más extenso el código.

Se define en el primer lugar los pines de control y luego el puerto de datos, ambos en el puerto LAT y TRIS. También una salvedad en el pin D7, que es el único en que se define también en el puerto PORT, esto se debe a que particularmente este pin de datos funciona como entrada y salida, se utiliza en la siguiente función para comprobar el estado de operación del chip que controla la pantalla. Mediante la lectura de este pin podremos saber si el mismo esta “ocupado” o “listo” para recibir una nueva instrucción.

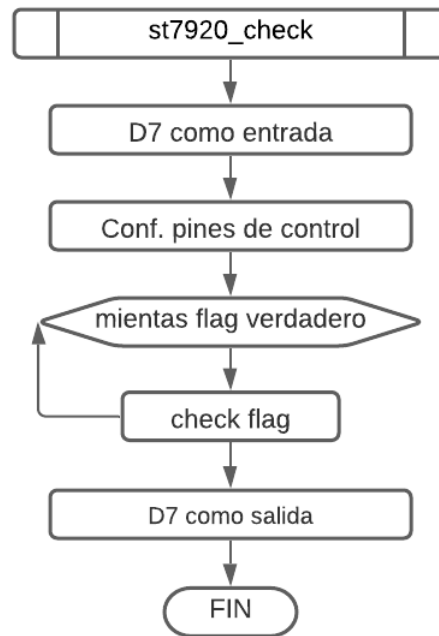


Ilustración 38. Rutina de comprobación de modulo ocupado.

Otras definiciones que se realizan al comienzo son las direcciones de memoria de cada renglón. Este módulo cuenta con 4 renglones inicializados en direcciones específicas de memoria que son útiles a la hora de imprimir texto en la pantalla.

Una función de gran importancia es la que escribe una instrucción en el bus de datos del módulo LCD. Dicha instrucción se le deberá pasar como parámetro, de esta manera lo podremos configurar basándonos en el set de instrucciones que nos provee el fabricante en la hoja de datos de la mismo.

Existen dos tipos de set de instrucciones, básico y extendido, según el estado del pin RE a la hora de configurarlo. Dentro del set básico, las principales instrucciones son: limpieza de la pantalla, posicionamiento del cursor, hacerlo visible o parpadeante, modo de entrada por cuatro u ocho líneas, lectura del flag de estado *Busy*, lectura y escritura en memoria RAM, entre otros. El set extendido, entre otras funciones, nos permite cambiar el modo de trabajo de la pantalla, modo texto o gráfico.

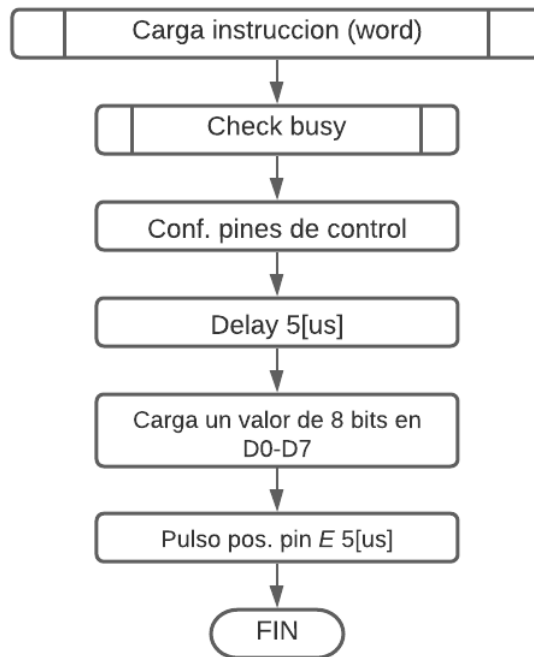


Ilustración 39. Rutina para cargar una instrucción en módulo st7920.

De la misma manera, con la misma sentencia, pero cambiando de estado la línea rs, se realiza la entrada y salida de datos, por lo que realice una función nueva, similar, con el nombre `glcd_data` a la cual se le pasa como parámetro el dato de 8 bits que queremos transmitir al módulo. En mi caso no utilizado, pero podríamos mediante esta función leer datos de la pantalla, con lo que la función debería retornar dicho valor.

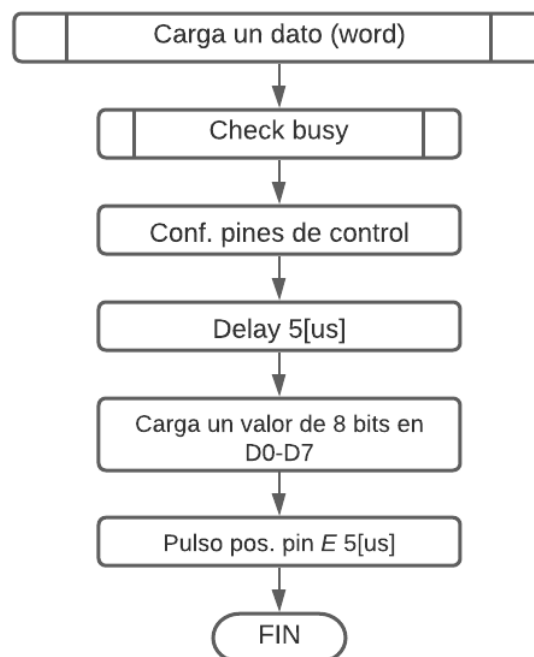


Ilustración 40. Rutina de carga un dato de 8 bits en el módulo LCD.

Una vez definidas estas funciones podemos inicializar nuestra pantalla para empezar a usarla. Para ello también hacemos uso de la hoja de datos donde nos detalla la secuencia que hay que realizar. La siguiente función realiza la inicialización del display en modo básico o texto.

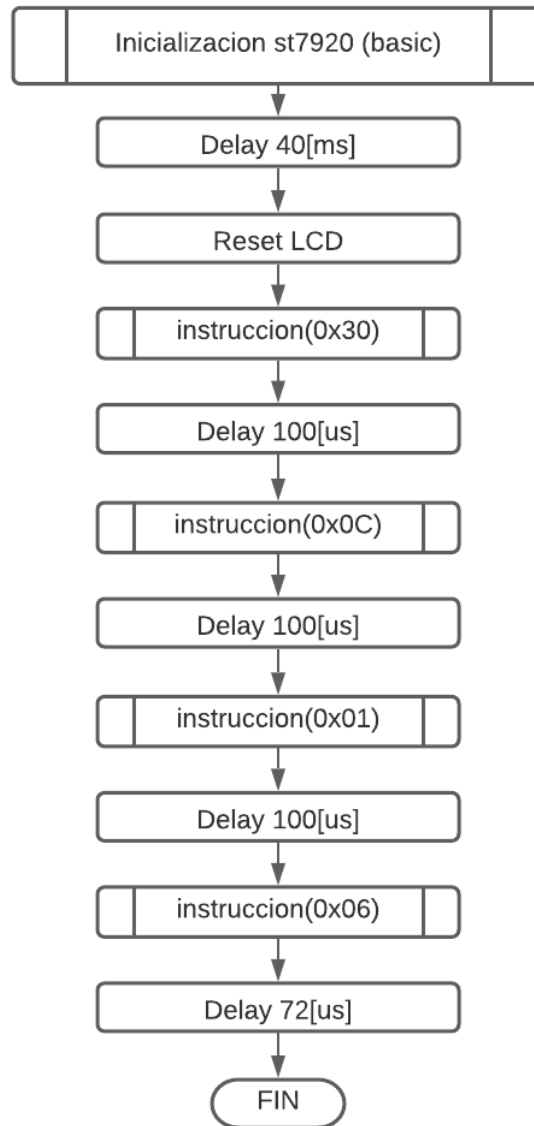


Ilustración 41. Rutina de inicialización en modo básico, st7920.

Como vemos en la ilustración anterior, hay que seguir ciertos pasos en orden según lo establecido en la hoja de datos del chip que comanda nuestro modulo. Las instrucciones que se ven el diagrama de flujo configuran la pantalla para que trabaje con 8 bits y set de instrucciones básico (0x30), sin cursor en pantalla ni destello (0x0C), limpia el display (0x01) y por ultimo establece el modo set (0x06).

Por último, realice una función, a la que se le pasa como parámetro un numero de renglón y una cadena de caracteres, e imprime en pantalla dicha cadena en el renglón correspondiente.

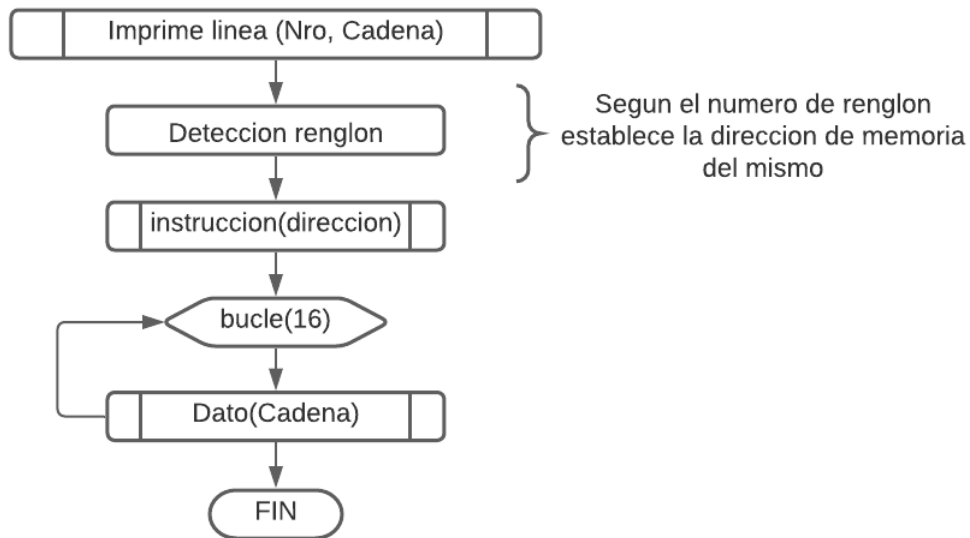


Ilustración 42. Rutina de impresión de cadena de caracteres.

Si bien existen muchas más funciones posibles para el manejo de esta pantalla, con estas básicas ya se puede crear un menú de opciones, desplazarse por él. De momento estas son las declaraciones básicas que detallare en este informe respecto de este módulo.

2.5.2.4 Manejo del display. Menú de opciones.

La forma que tiene el usuario de controlar el instrumento es mediante un encoder con pulsador. El mismo es una perilla rotativa sin fin, que en este caso sirve para desplazarse por el menú de opciones y para ajustar valores de frecuencia antes de efectuar la medición. La misma perilla se puede presionar ya que tiene un pulsador internamente, que en este caso tiene la finalidad de ingresar o salir de las opciones en el menú de la pantalla.

Una manera de controlar la pantalla, es mediante funciones que realicen tareas determinadas como las que se detallan a continuación. Para mantener una buena estructura de programa, mantuve la lógica de programación con la que empecé y creé un nuevo archivo de cabecera dedicado solo al control de la pantalla y funciones secundarias llamado menú_lcd.h. El mismo contiene las siguientes funciones.

- void imprime_lineas (void);
- void mueve_flecha (void);
- void actualiza_cursor (void);
- void set_fi (void);
- void set_ff (void);
- void set_df (void);

Sin entrar en mayores detalles, a continuación, se explica cada una de ellas.

La primera de ellas solo es una combinación de la función vista anteriormente `glcd_imprime_linea`. Recordamos que esta función imprime una cadena de caracteres en un renglón específico, pasado como parámetro. Esta nueva función hace uso de la misma para imprimir en pantalla los cuatro renglones a la vez, lo que es lo mismo hace un refresco de la pantalla completa. Trabajar de esta manera me simplificó la programación y me fue de mucha utilidad.

En este segundo caso, la función `mueve_flecha`, cambia de valor los registros encargados de la selección del menú y submenú. Es decir que dependiendo de lo que ingrese el usuario, (lectura del encoder/pulsador) se ira modificando un registro para saber en qué parte del menú se encuentra el programa. Un ejemplo de esto es, si el usuario gira el encoder hacia la derecha una variable encargada del renglón incrementara, lo mismo si presiona el pulsador, un variable submenú incrementara.

La tercera función declarada, `actualiza_cursor`, trabaja en conjunto con la anterior. Lo que hace es leer los registros de posicionamiento y solo posiciona un cursor en pantalla en el menú o submenú correspondiente. Siempre que haya una lectura del encoder, el cursor se posicionara en la posición correspondiente.

Las últimas tres funciones son similares, tienen la función de actualizar tres variables según la selección del usuario. Hay tres variables correspondientes a frecuencia de inicio, fin y salto. Estas son establecidas por el usuario (mediante el encoder) antes de realizar la medición, como sus nombres lo indican definen desde que frecuencia se comienza a escanear, el salto de frecuencia entre mediciones, y la frecuencia de finalización.

2.5.2.5 Programa principal.

Una vez llegado a este punto, con las definiciones antes vistas, estamos en condiciones de operar tanto con el generador de señales como con la pantalla. Es por esto que detallare a continuación el funcionamiento global del programa principal, este engloba todos los periféricos de entrada y salida, y un menú básico en pantalla de interacción con el usuario.

A partir de ahora, el código detallado este situado en el archivo principal del programa denominado `main.c`.

Las primeras líneas que encontramos en este archivo son las inclusiones de los archivos de cabecera. En mi caso son las vistas anteriormente, quedando de la siguiente manera.

- `#include "config.h"`
- `#include "st7920.h"`
- `#include "menu_lcd.h"`
- `#include "HCSR08.h"`

Luego en el cuerpo del programa, función main, se realizan algunas configuraciones del microcontrolador como la deshabilitación de ciertos módulos no utilizados y la selección de la frecuencia del reloj interno. También se realiza la configuración de los puertos, resistencias de pull ups en el puerto B, módulo Timer1 y el conversor analógico-digital.

Luego de esto, llegamos finalmente al bucle infinito, que sencillamente lo que realiza es una actualización de la pantalla a medida que se van actualizando las variables y el posicionamiento del cursor.

Lo que se muestra en pantalla son las tres frecuencias a configurar, con la posibilidad de variar su valor pulsando el encoder en dicho valor, y una cuarta opción para lanzar la medición que se verá a continuación.

2.5.2.6 Medición del parámetro ROE.

Para realizar la medición, se utiliza el modulo conversor analógico-digital del microcontrolador. Este módulo, en este dispositivo, opera en 14 canales diferentes, por lo que en mi caso puedo utilizar dos canales distintos para las mediciones de tensión directa y reflejada que provienen del sensor de línea antes visto. Este módulo se configuro dentro de la función main(). Básicamente lo que se configura en el mismo son, las tensiones de referencia, en este caso trabajara entre las tensiones de alimentación del microcontrolador, gnd y vdd; la frecuencia de conversión y el justificado o formato de salida del resultado en los registros ADRESL y ADRESH, recordando que el resultado es devuelto en 10 bits y cada registro es de 8 bits.

La función que realiza la medición en si se denomina conversion_adc, y se encarga de darle la orden al generador de señales para que comience a transmitir en la frecuencia de inicio, selecciona el canal del conversor analógico digital donde se encuentra la señal del sensor de tensión directa, realiza un tiempo de espera a que se cargue el capacitor interno (para garantizar una correcta medición), lanza la conversión y realiza el cálculo necesario para pasar el dato binario (devuelto en dos registros) al equivalente en Volt. Luego repite el proceso para la tensión reflejada y realiza el cálculo correspondiente de nuestra variable de interés. Por último, deja el módulo generador de señal en modo de espera.

Esta función antes mencionada se llama reiteradas veces en un bucle y se almacena cada resultado devuelto en un vector de números flotantes. Es así como se logran mediciones sucesivas según la selección del usuario. Por último, estos resultados son expresados en pantalla. Esto nos permite conocer de forma rápida la condición de la línea de transmisión y antena, viendo que frecuencias son las más críticas y cuales las de mejor rendimiento. El instrumento estará disponible para una nueva medición luego de este proceso.

A continuación, vemos la función `conversion_adc` antes mencionada.

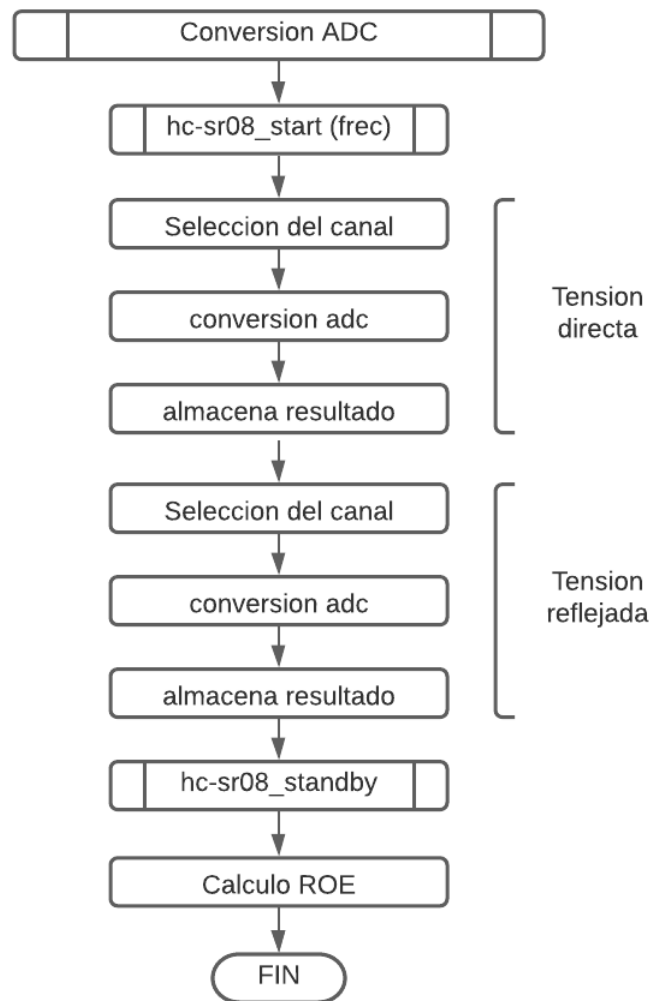


Ilustración 43. Rutina de conversión ADC y cálculo de ROE.

2.5.2.7 Conclusión.

Como conclusión puedo nombrar la gran flexibilidad de este microcontrolador en cuanto al uso y programación. Nos ofrece gran cantidad de módulos y recursos que son de gran utilidad en aplicaciones como ésta. Además, se logró una correcta integración con los periféricos, con funciones básicas que cumplen a la perfección el control y manejo de los mismos.

Una ventaja de trabajar con este tipo de dispositivos es que el software es totalmente actualizable, pudiéndose mejorar el rendimiento o incluso agregar futuras funciones.

2.6 Ensamblado final.

En esta última etapa, ya habiendo desarrollado todos los bloques que conforman este proyecto, se detallara como es el armado final del instrumento.

En principio se verán detalles de diseño, conexionado de los módulos, diseño de la placa de circuito impreso (PCB), tamaño del mismo, fuente de alimentación eléctrica, consumo. La intención en este punto es la de hacer que todo se conecte de forma práctica, cómoda, y a su vez buscar optimizar el diseño para reducir al máximo el tamaño final del instrumento.

Una vez definido el armado y ya con la versión final del instrumento, se realizarán pruebas reales de medición y los cálculos necesarios para determinar la clase, y errores de medición del mismo.

2.6.1 Diseño.

Llegado a este punto, tuve la necesidad de ensamblar todas las partes para empezar a realizar las pruebas finales de medición. Para realizar esto, lo primero que tuve que evaluar fue la cantidad de placas, encapsulado final, terminales de conexión hacia el exterior, etc. Determine en este punto que lo mejor sería integrar todos los componentes en una única placa para lograr mayor integración, compresión, y a su vez evitar interconexiones internas que puedan llegar a causar pérdidas o defectos en la señal. Por ello, calcule las dimensiones de los componentes y módulos usados para determinar que dimensiones tendría aproximadamente el circuito final completo. Luego determine a mi parecer las dimensiones que debería tener la placa principal. Es así como llegue a la decisión de realizar mi diseño en una placa final de unos 100[mm] de ancho, por 150[mm] de largo.

Lo siguiente fue diagramar el conexionado, posiciones, hasta los pines a utilizar del microcontrolador para llegar a la máxima compresión. Para esto utilice el software Proteus 8.8 SP1 de Labcenter Electronics. Este software, con el que me encuentro familiarizado, permite realizar el circuito esquemático, y a partir de allí realizar el diseño del circuito impreso a medida.

2.6.1.1 Circuito esquemático final.

Para empezar a trabajar con este software debemos en principio realizar el circuito esquemático. En este punto hay que tener en cuenta detalles como por ejemplo bornes de alimentación y salida de señal hacia la antena.

El software cuna una extensa librería de componentes, por lo que me fue sencillo realizar todo el esquema. Utilice una función de programa muy útil, que son los terminales por

defecto. Los mismos sirven para mantener un esquema ordenado en casos de circuitos grandes como este. La función de esto es darle un nombre a una línea específica para evitar trazar una línea indicando una conexión. Es muy útil en casos como el del display y el microcontrolador que tienen gran cantidad de pines y de lo contrario quedarían saturados de líneas dificultando la comprensión del circuito. A continuación, se muestra como queda el circuito completo.

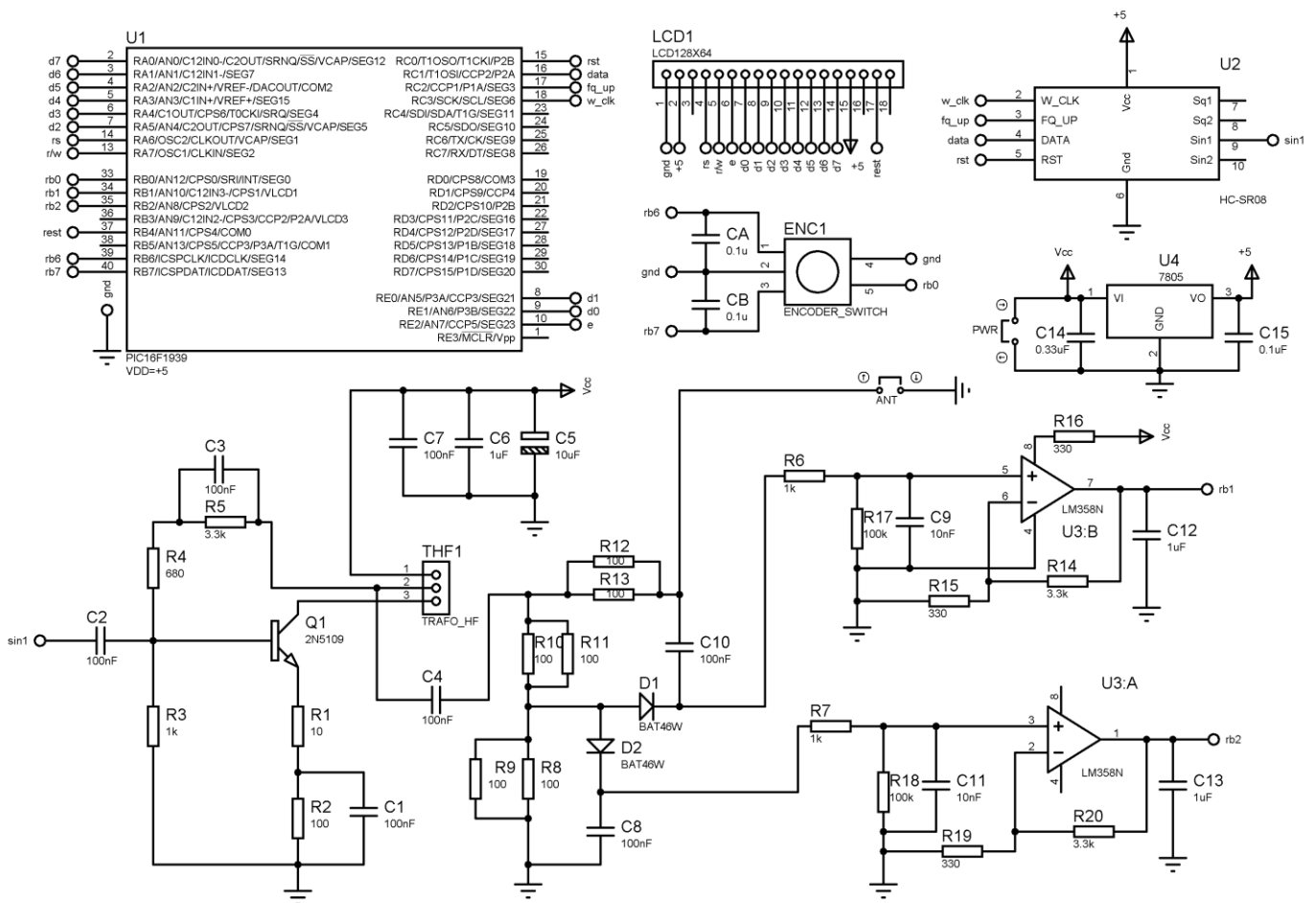


Ilustración 44. Circuito esquemático completo.

Componentes específicos como el encoder rotativo y el transformador de radiofrecuencia debieron crearse para que no estaban exactamente en la librería del programa.

Otro punto que tuve que determinar en este punto fue la entrada de alimentación. Como puede verse cuenta con una sola entrada de alimentación que en este caso será de 12[V] de corriente continua, y tiene un regulador lm7805 para lograr una línea de 5[V]. En el primer caso la línea de 12[V] es utilizada para alimentar el amplificador y el circuito operacional perteneciente al módulo de sensado. La segunda línea interna de 5[V] se

utiliza para alimentar el resto de componentes activos, como el microcontrolador, el generador de señal y la pantalla LCD.

2.6.1.2 Diseño del circuito impreso.

Como mencionamos anteriormente, éste software nos brinda la posibilidad de realizar diseños de circuitos impresos a partir del circuito esquemático. Se detallará a continuación el proceso realizado y los resultados obtenidos.

De manera similar que, con el circuito esquemático, este software tiene una gran librería de lo que se denomina “footpring” o “package”, no es más que la disposición física que ocupa cada componente en la placa. Cada componente puede tener distintos package dependiendo de su encapsulado, o de si es through-hole (orificio pasante) o de montaje superficial. Si bien la mayoría de componentes utilizados están en dicha librería tuve que crear las plantillas de ciertos componentes y módulos como el de la pantalla, el generador, el encoder, el transformador toroidal y el regulador de tensión en versión de montaje superficial.

Otros factores que se determinaron en este punto fue la de tomar ciertas precauciones en cuanto al aislamiento radioeléctrico, ya que este tipo de circuitos, en particular la parte analógica como el amplificador y el sensor de línea, suelen ser propensos al ruido. Lo que se suele utilizar en estos casos como medida de protección es un blindaje eléctrico en estos circuitos, lo que hace una mejor calidad de construcción.

Para realizar el blindaje tuve que reducir el espacio físico ocupado por el amplificador y el sensor de línea, para ello decidí utilizar componentes de montaje superficial. Logre con esto reducir considerablemente el tamaño de estos circuitos.

Para optimizar más aun el espacio, y a su vez trabajar de una manera más cómoda, realice un diseño sobre una placa de doble capa. Esto facilita mucho el diseño, además de que hace nuestra placa más robusta al ruido, ya que tendremos nuestro circuito de lado de abajo (Bottom copper), y las líneas de alimentación del lado de arriba (Top copper). Este diseño se suele ver en placas de radiofrecuencia, debido a que el gran plano de masa en la parte superior ayuda a suprimir ruido radioeléctrico.

El resultado obtenido se puede ver en las siguientes imágenes. En ellas se puede ver tanto el circuito impreso en si como imágenes generadas en tres dimensiones por el software a modo de ilustración.

Bottom copper:

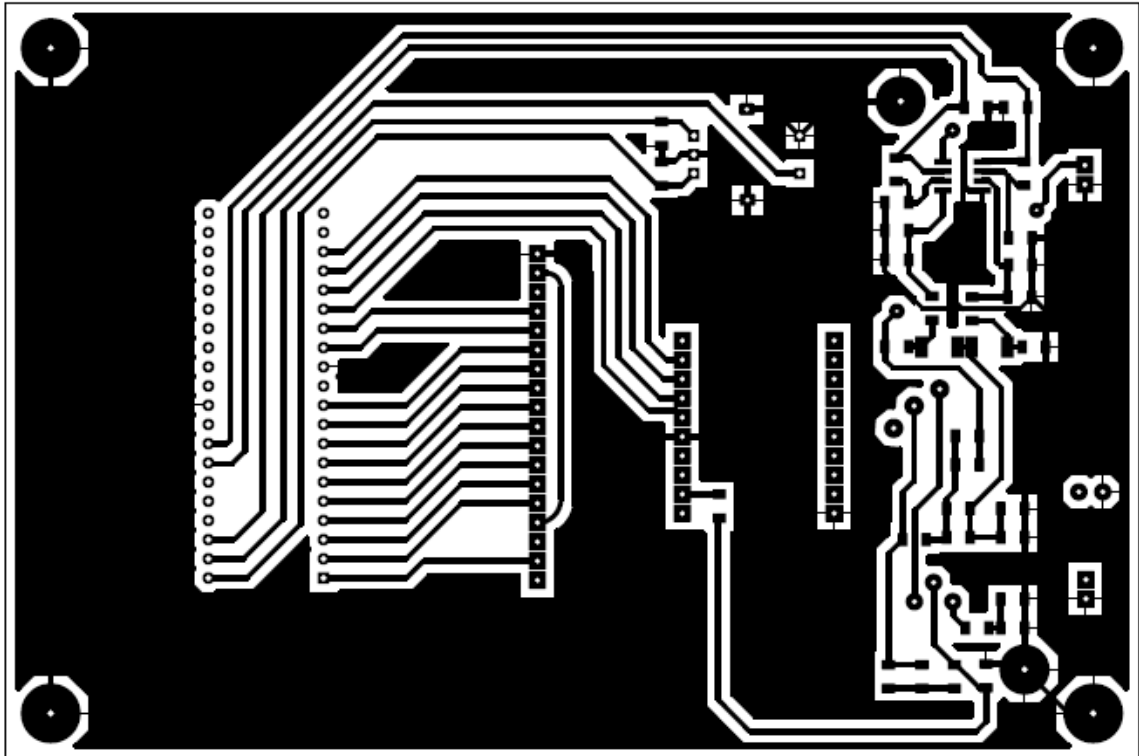


Ilustración 45. Circuito impreso. Capa anterior.

Top copper:

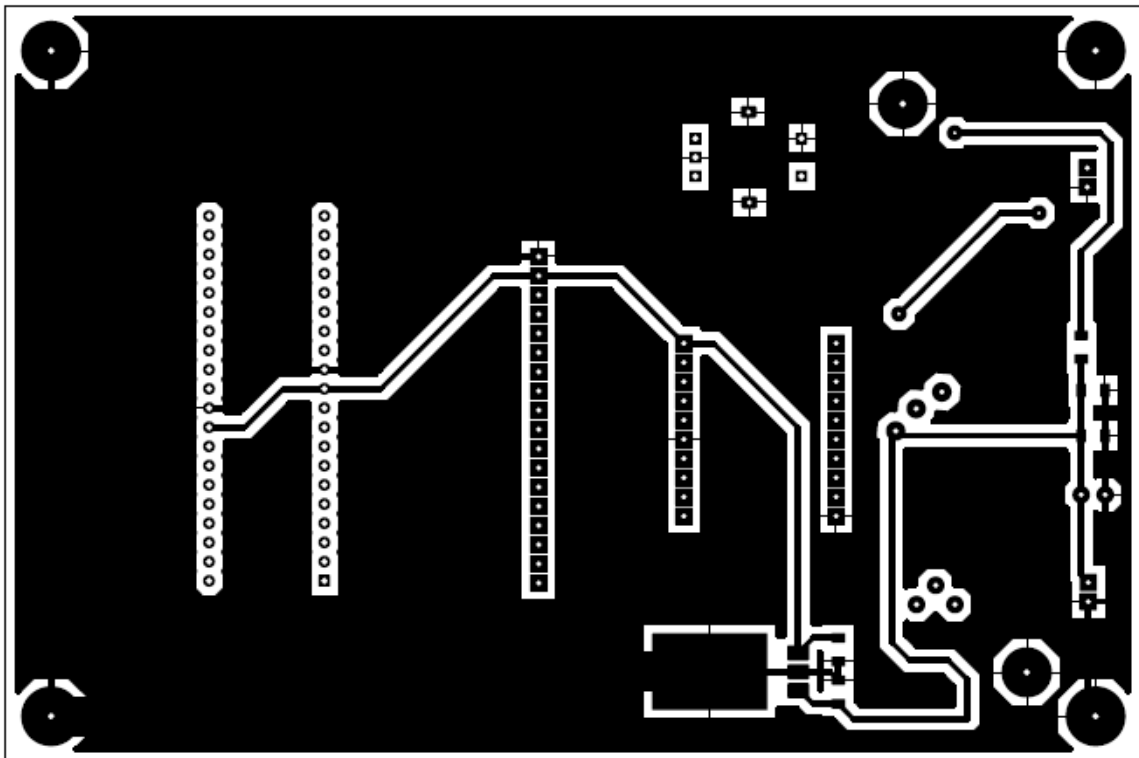


Ilustración 46. Circuito impreso. Capa superior.

Bottom copper 3d:

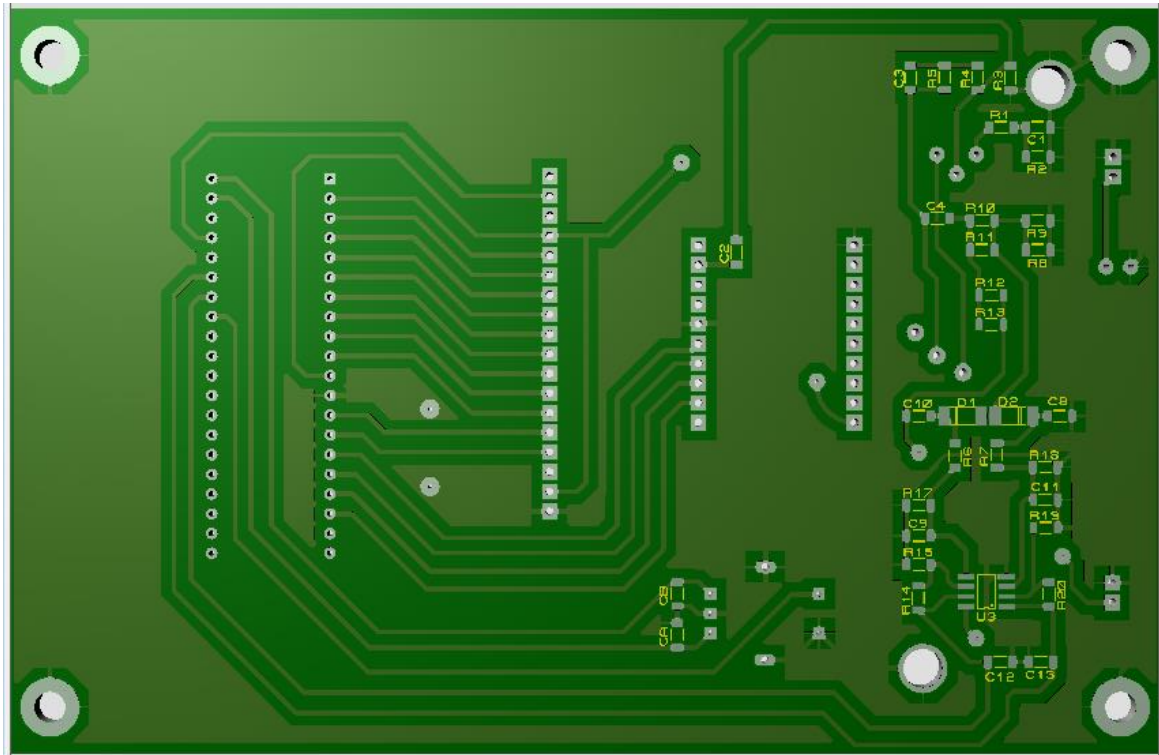


Ilustración 47. Visualización final en 3D. Capa anterior.

Top Copper 3d:

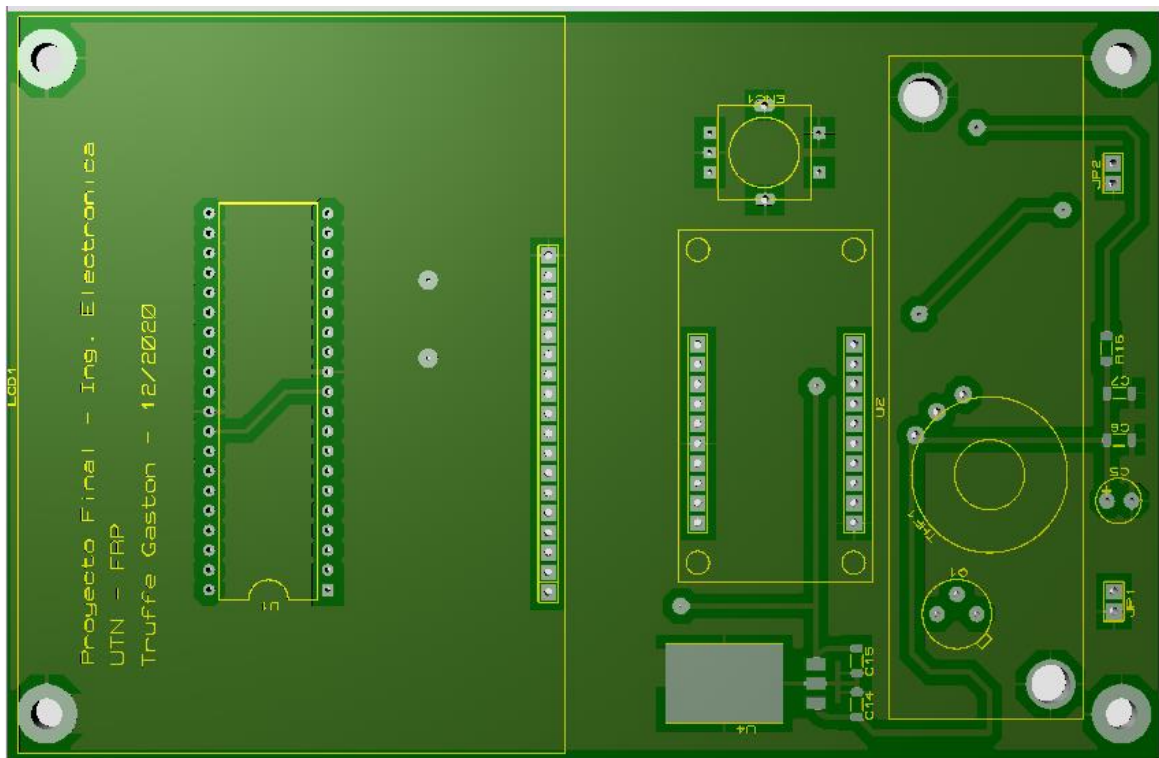


Ilustración 48. Visualización final en 3D. Capa Superior.

Lo que podemos ver en las imágenes (colocadas de forma horizontal) es, el chip del microcontrolador en la parte superior, la pantalla también en la parte superior por encima del microcontrolador. Por debajo, en la zona media de la placa se encuentra el regulador de tensión lm7805, el generador de señales y el encoder rotativo. En la zona inferior se observa un rectángulo haciendo referencia al blindaje metálico, y dentro de él se encuentra el amplificador y el sensor de línea. Por último, la en los límites de la placa se observan conectores pertenecientes a la entrada de alimentación y salida hacia la antena.

2.6.1.3 Capturas finales.

Veremos a continuación fotografías de como quedo el instrumento, el grabado del circuito en la placa, los componentes ya soldados, y el resultado final.

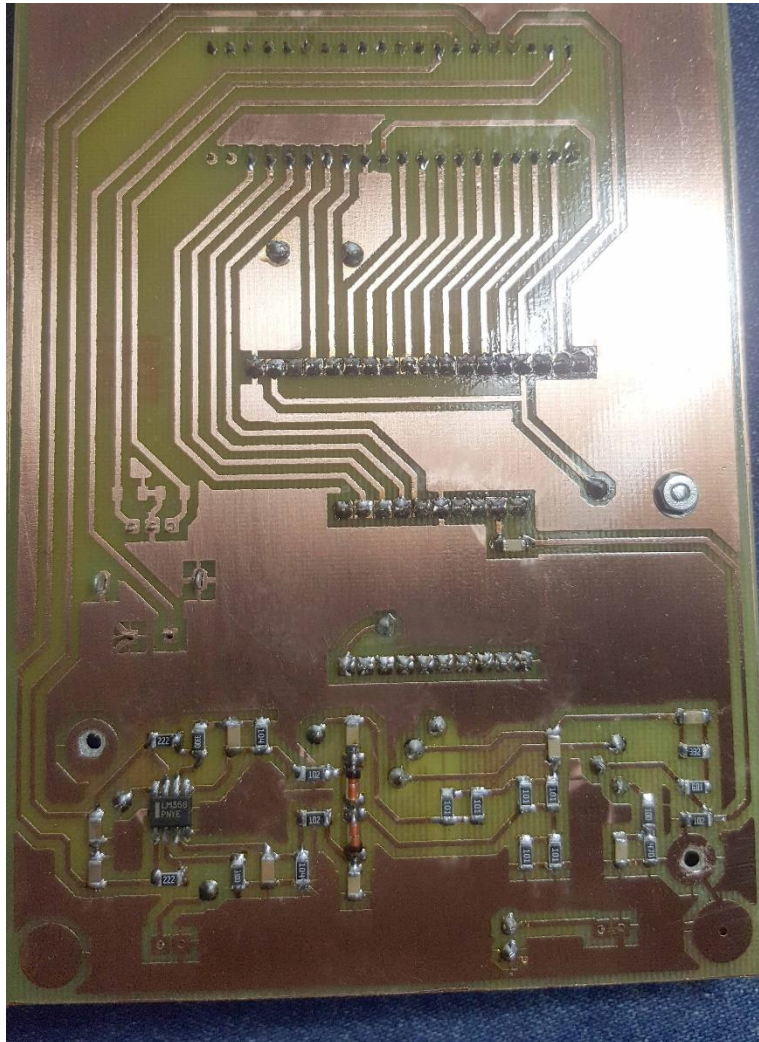


Ilustración 49. Foto de la placa, lado anterior.

Los componentes utilizados para la realización del amplificador de RF y el sensor de línea son del tipo montaje superficial. De esta manera se logra una mayor integración y optimización de espacio en la placa.

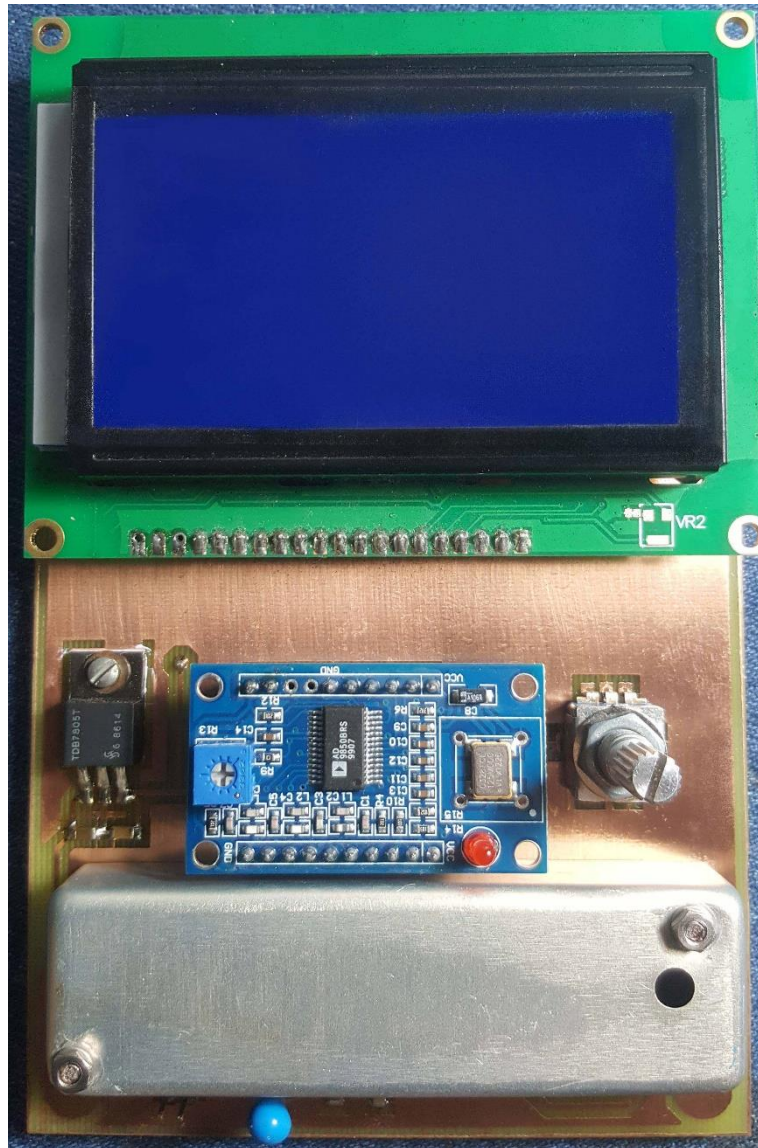


Ilustración 50. Foto de la placa, lado posterior.

Del lado superior de encuentran el microcontrolador (debajo de la pantalla), la pantalla y el generador de señal en sus respectivos zócalos. También se aprecia el blindaje eléctrico del transistor de radiofrecuencia y su transformador de acople de salida.

Se utilizó una caja de aluminio para su terminación. La misma se buscó metálica para que cumpla la función de Jaula de Faraday obteniendo mayor inmunidad al ruido radioeléctrico. Finalmente, el resultado en la presentación final queda de la siguiente manera.



Ilustración 51. Foto final del instrumento en su gabinete metálico.

2.6.1.4 Interfaz HMI.

En esta sección se mencionará la interfaz entre el operador y el instrumento. Si bien se mencionó que la forma de manejo es mediante un encoder rotativo, veremos la forma de configurarlo, realizar la medición y leer de forma correcta los datos obtenidos.

En el menú principal veremos cuatro opciones (una por renglón), los cuales son para configurar la frecuencia inicial de medición, frecuencia de fin, frecuencia de salto (entre las mediciones sucesivas) y la última para lanzar la medición. Veremos un cursor establecido por el carácter “>” que se desplaza a medida que hacemos un giro en el encoder.



Ilustración 52. Menú principal en pantalla.

Si presionamos ahora el encoder, entraremos en la opción seleccionada. En las tres primeras opciones veremos que el cursor se desplaza hacia la derecha, al lado del número correspondiente a la frecuencia a configurar. Llegado este punto al girar el encoder veremos cómo aumenta o disminuye este número, según la dirección de rotación, estableciendo el valor deseado. Basta con oprimir nuevamente el encoder para salir del modo de configuración, volviendo el cursor al punto inicial.



Ilustración 53. Configuración de frecuencias en pantalla.

Una vez configuradas las frecuencias, se presiona sobre la opción “MEDIR” para lanzar la medición. Al cabo de unos segundos nos mostrara los resultados obtenidos en las diferentes frecuencias en forma de tabla. Por una cuestión de espacio (el instrumento puede realizar hasta 30 mediciones como máximo) los valores son representados en varias tablas. Veremos tres columnas con valores. A la izquierda aparecerán tres frecuencias (en valores enteros). Al medio los resultados de la medición en dichas frecuencias. Por último, la columna de la derecha contendrá resultados en frecuencias desplazadas 500[KHz] de la frecuencia que figura en la columna de la derecha (en caso de que la medición se haya realizado con saltos de a 500[KHz], que es el salto mínimo de frecuencia en la que mide el instrumento). Vemos a continuación una imagen en la que quedara más claro lo explicado anteriormente.



MHz!	X	X.5
2	1.0	1.0
3	1.0	1.0
4	1.0	1.0

Ilustración 54. Tabla de resultados en pantalla.

En este ejemplo de la imagen, la tabla muestra resultados obtenidos de 2[MHz] a 4.5[MHz]. Si giramos el encoder mostrará la siguiente tabla que irá de 5[MHz] a 7.5[MHz]. De esta forma podemos desplazarnos por todas las tablas indefinidamente.

Luego de esto, deberemos presionar el pulsador del encoder para pasar al modo gráfico. Lo que nos lleva a una pantalla como la siguiente.



Ilustración 55. Resultado expresado en gráfico de barras.

Podemos ver una línea punteada equivalente a un valor de ROE de 2.5, el cual se es un límite estimado para considerar una antena en mal estado. Cada punto del eje de abscisas corresponde a una unidad de MHz. Y en la numeración de la columna a la derecha vemos el valor de ROE.

Notar que los resultados obtenidos en el ejemplo de la imagen dan ROE 1 en todas las frecuencias por estar adaptada la línea con carga fantasma a 50[Ohm].

Luego de este gráfico deberemos pulsar nuevamente el pulsador del encoder para reiniciar todo el proceso y volver al menú principal.

3 Resultados

3.1 Pruebas de rendimiento.

Una vez terminada la construcción del instrumento, y estando en condiciones de funcionamiento, se realizaron unas pruebas de medición sobre una antena real de banda ancha, utilizada en la banda de HF en el Grupo 1 de Comunicaciones Escuela de la Fuerza Aérea Argentina. La misma se utiliza con un equipo transceptor que opera en la banda de 2[MHz] hasta 16[MHz]. De allí que pude realizar sucesivas mediciones utilizando un instrumento calibrado como patrón en ese rango de frecuencias.

El instrumento de contraste es el *WELZ SP-300 SWR & POWER METER*, el cual tiene 3 sensores de medición y opera en un rango de 1.8[MHz] a 500[MHz]. Este instrumento es analógico, necesita de un transmisor para operar, se coloca en cascada entre este mismo y la antena. Vemos a continuación una ilustración del mismo.

3.1.1 Calculo de error.

3.1.1.1 Error Absoluto

Se define como la diferencia entre el valor leído y el valor exacto (que se supone conocido).

$$\boxed{\varepsilon_a = X1 - Xv}$$

Donde:

ε_a : error absoluto

X1: valor leído

Xv: Valor verdadero

3.1.1.2 Error Relativo

Es el error absoluto dividido por el valor verdadero. Da una idea de la incidencia o “peso relativo” del error respecto a la magnitud de lo que se mide. Así un error de 1 V respecto a 1000 V es muy pequeño, mientras que el mismo error de 1V respecto a 10 V es inaceptable.

$$\boxed{\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_a}{Xv} = \frac{X1 - Xv}{Xv}}$$

Donde:

ε_r : error relativo

3.1.1.3 Error Porcentual

Es el error relativo referido a 100.

$$\varepsilon\% = \varepsilon_r * 100 = \frac{\varepsilon_a}{X_v} * 100 = \frac{X_1 - X_v}{X_v} * 100$$

Donde:

$\varepsilon\%$: error porcentual

3.1.1.4 Clase de un instrumento.

Se expresa como el error porcentual máximo que produce ese instrumento respecto al valor máximo (fondo de escala) que puede indicar.

$$Clase = \frac{\varepsilon\% \max}{V_{max}}$$

Donde:

$\varepsilon\%_{max}$: error porcentual máximo medido

V_{max} : Valor máximo de medición o alcance del instrumento.

A continuación, los resultados obtenidos en los ensayos. La siguiente tabla detalla el contraste de los instrumentos y los cálculos de error absoluto, relativo y porcentual en el rango de frecuencias de 2[MHz] a 16[MHz] en saltos de a 500[KHz].

Frec[MHz]	Patrón	Medición	Error Abs	Error Rel	Error Porc.
2	1,90	1,96	0,060	0,032	3,16
2,5	1,05	1,10	0,053	0,050	5,00
3	1,05	1,04	0,010	0,009	0,91
3,5	1,42	1,25	0,166	0,117	11,66
4	1,65	1,77	0,119	0,072	7,21
4,5	1,60	1,49	0,112	0,070	6,98
5	1,35	1,30	0,050	0,037	3,73
5,5	1,35	1,21	0,140	0,104	10,37
6	1,18	1,06	0,119	0,101	10,09
6,5	1,20	1,04	0,160	0,133	13,30
7	1,05	1,00	0,050	0,048	4,76
7,5	1,05	1,00	0,050	0,048	4,76
8	1,15	1,06	0,089	0,077	7,75
8,5	1,18	1,12	0,056	0,048	4,78
9	1,25	1,32	0,072	0,058	5,80
9,5	1,35	1,30	0,050	0,037	3,73
10	1,15	1,06	0,089	0,077	7,75
10,5	1,50	1,44	0,060	0,040	4,00
11	1,30	1,17	0,134	0,103	10,28
11,5	1,40	1,30	0,100	0,072	7,17
12	1,05	1,02	0,030	0,028	2,85
12,5	1,30	1,30	0,000	0,000	0,03
13	1,35	1,32	0,028	0,020	2,04
13,5	1,40	1,39	0,008	0,005	0,54
14	1,20	1,10	0,097	0,081	8,12
14,5	1,35	1,25	0,096	0,071	7,08
15	1,30	1,14	0,155	0,119	11,93
15,5	1,30	1,21	0,090	0,069	6,92
16	1,50	1,59	0,088	0,058	5,84

Tabla 3. Contraste con instrumento patrón y cálculo de error.

La clase de este instrumento la calculamos con el máximo error calculado en la tabla anterior que se da a la frecuencia de 6.5[MHz], y el valor máximo arrojado por nuestro instrumento, el cual está acotado a un valor de ROE 5.7 para la representación en pantalla.

$$Clase = \frac{13.3}{5.7} \approx 2.3$$

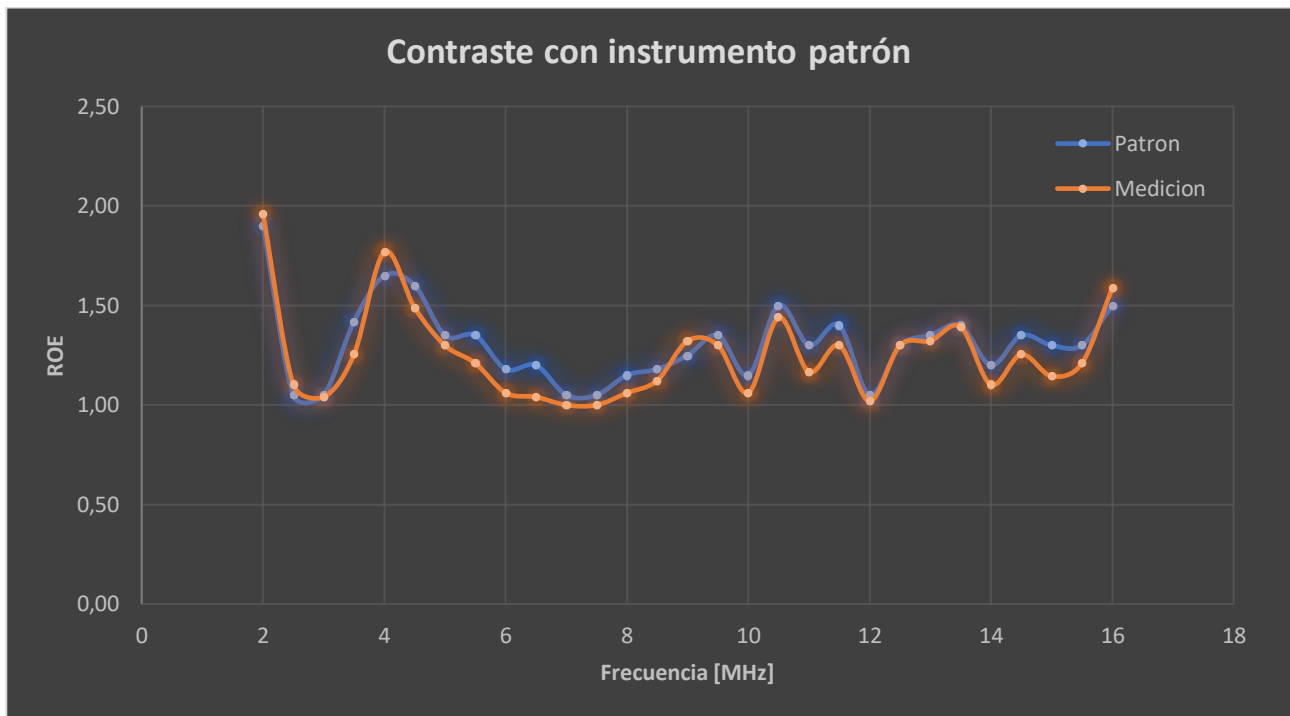


Ilustración 56. Contraste de medición con instrumento patrón.

4 Análisis de Costos

Un análisis rápido de costos puede comprender la suma de los costos actuales necesarios para realizar mi instrumento, y hacer una comparativa con los costos actuales de instrumentos ya existentes. Para ello vamos a detallar a continuación los costos aproximados generales necesarios en el proyecto. Por un motivo de referencia tomaremos dichos precios en dólares.

Modulo / Componente	Valor aprox. [u\$]
Módulo hc-sr08	19,2
PIC 16F1939	5,11
Pantalla QC12864B	13,9
Componentes varios	14
Gabinete / caja	6
TOTAL	58,21

Tabla 4. Listado de precios aproximados.

En una primera aproximación del costo total en materiales vemos que ronda los 60 dólares. Sin tener en cuenta el precio de diseño y ensamble, se ve un precio rentable comparado al precio de los analizadores de antena antes mencionados que rondan desde los u\$240 a u\$400 y hasta más aún.

Ahora bien, si consideramos las horas de trabajo en este proyecto podemos hacer el siguiente análisis. El desarrollo total lo realice en 9 meses, a un promedio de 8 horas semanales, lo que nos da un total de 288 horas de trabajo. Teniendo en cuenta este valor y el valor de la hora de trabajo para el personal que realiza tareas específicas según el Ministerio de trabajo, empleo y seguridad social de nuestro país (u\$1.27 aproximados) puedo estimar que el valor en dólares invertido en este aspecto es de u\$365.8.

Teniendo en cuenta lo anterior, el precio que creo justo para que sea un producto competitivo es de unos u\$60, en este caso es el 100% de los gastos materiales para construirlo, quedando así un precio final de u\$120. Vemos que aun así estamos rondado el 50% de un equipo medidor de ROE analógico (no autónomo) de gama media. Con estos números podemos ver fácilmente que se deberán vender al menos 6 equipos para garantizar la rentabilidad del producto ya que estaremos cubriendo todos los recursos consumidos en la elaboración del mismo.

Este producto puede ser replicado para la operación de las antenas dentro de los grupos de comunicaciones, en donde hay gran cantidad de estaciones a lo largo del país. También puede ser de gran interés para radioaficionados y estaciones transmisoras de radios que trabajen en esta banda. Hay que tener en cuenta que este instrumento está orientado a dar seguimiento y mantenimiento de forma práctica, y que es si bien no es de carácter profesional cumple con las necesidades de la gran mayoría de estaciones que

trabajan hoy en día en esta banda. Con esto hago referencia a que muchos trabajadores y aficionados podrían interesarse por adquirir este medidor a fin de obtener un instrumento con buena relación precio/funcionalidad.

Si bien este análisis de costo es el estimado para esta versión inicial del instrumento, el precio estará sujeto a variaciones de acuerdo a futuras mejoras del mismo. Como se verá en el capítulo siguiente, hay algunas posibles modificaciones que pueden mejorar la rentabilidad, variaciones que conllevan un gasto mínimo o nulo (como mejoras de software) que podrían si aumentar el costo del equipo.

5 **Discusión y Conclusión.**

Lo que se pudo ver a lo largo de este informe es el análisis detallado de cada uno de los módulos en cuestión, la integración de los mismos, y que los resultados obtenidos están dentro de los esperados para cumplir con la propuesta inicial. Es un instrumento totalmente átomo, que no cuenta de otro instrumento para realizar la medición de una antena, automático ya que con solo una medición se puede conocer el estado de la antena en el ancho de banda establecido, portable ya que cuenta con un grado aceptable de compresión, logrando un tamaño final reducido (como para portarlo en una mano), y por último se logró conseguir todo esto por un precio competitivo ya que no existen instrumentos similares en esta gama. Si bien sabemos por el análisis de rendimiento que no es de extrema precisión y exactitud, cumple con la funcionalidad de conocer el estado de una antena, ver las frecuencias con mejor rendimiento, de una manera sencilla, rápida y con un resultado de fácil interpretación gracias a la pantalla amplia que permite tanto una tabla de valores, como un gráfico de barras de tipo ROE vs frecuencia.

Como se mencionó anteriormente, este producto tiene características competentes, no halladas en productos similares. El gran punto favorable en este instrumento es el modulo generador de señal. Hace la diferencia con los instrumentos de gama media-baja ya que los mismos necesitan de un transmisor aparte para realizar la medición. Los instrumentos que tienen este generador de onda, que son autónomos para medir, son los de gama alta, también llamados analizadores de antena. Los mismos además de medir el ROE suelen medir la impedancia compleja de la antena, es decir resistencia y reactancia, realizar un gráfico tipo Carta de Smith, tener un mayor ancho de banda, y un rendimiento muy alto entre otras características. De allí sus costes muy elevados.

El mayor desafío encontrado en el desarrollo de este instrumento fue la integración de los módulos analógicos y digitales. Inicialmente los osciladores implementados eran más antiguos y de mayor complejidad, controlados por tensión. También encontrar un sensor que sea eficiente a los niveles de potencia operados. La integración del módulo hc-sr08 digital, y el sensor por puente de Wheatstone fueron los que me dieron la solución a dichas complicaciones.

Las mejoras pensadas para este proyecto con muchas, como la de realizar mediciones de impedancia compleja, aumentar el ancho de banda de operación, integrar una batería recargable interna para que sea aún más portable, pudiendo realizar mediciones fácilmente en exteriores. También está dentro de las mejoras colocar un puerto USB para posibles conexiones con PC. De esta forma se podrán volcar los datos obtenidos, hará la función de un registrador de datos (datalogger), además de una mejor visualización mediante un software dedicado. Esto permitirá comandar el medidor con la computadora, pudiendo configurar mediciones automáticas periódicas para conocer el rendimiento de la antena en diferentes franjas horarias.

6 Literatura citada

6.1 Bibliografía

- Electronicoscaldas. (s.f.). Datasheet. Obtenido de <https://www.electronicoscaldas.com/datasheet/HC-SR08.pdf>
- HALKIAS, J. M. (1991). ELECTRONICA INTEGRADA (9ª ED.). Barcelona : HISPANO EUROPEA.
- Márquez, J. E. (2005). Principio de las comunicaciones. Mérida: Universidad de los Andes.
- Tomasi, W. (2003). Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Mexico: PEARSON EDUCACIÓN.
- UTN. (s.f.). Facultad Regional Mendoza. Obtenido de Medidas Electronicas, Errores: <http://www1.frm.utn.edu.ar/medidase1/practicos/errores.pdf>