



FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA  
ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**DESARROLLO DE UN SISTEMA ENBEBIDO DE  
ESTROBOSCOPIA DE HAZ MODULADO PARA LA  
OBSERVACIÓN DE LOS PLIEGUES VOCALES DURANTE EL  
CICLO VIBRATORIO**

PRESENTADA POR  
**RICARDO BENJAMÍ CUBAS RÁZURI**

**KEVIN FELIPE TONG LENT**

ASESOR  
**FERNANDO JIMÉNES MOTTE**

TESIS

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE INGENIERO ELECTRÓNICO

LIMA – PERÚ

2019



**CC BY-NC-SA**

**Reconocimiento – No comercial – Compartir igual**

El autor permite transformar (traducir, adaptar o compilar) a partir de esta obra con fines no comerciales, siempre y cuando se reconozca la autoría y las nuevas creaciones estén bajo una licencia con los mismos términos.

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>



**USMP**  
UNIVERSIDAD DE  
SAN MARTÍN DE PORRES

FACULTAD DE  
INGENIERÍA Y ARQUITECTURA

**ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**DESARROLLO DE UN SISTEMA EMBEBIDO DE  
ESTROBOSCOPIA DE HAZ MODULADO PARA LA  
OBSERVACIÓN DE LOS PLIEGUES VOCALES DURANTE EL  
CICLO VIBRATORIO**

**TESIS**

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE INGENIERO  
ELECTRÓNICO**

**PRESENTADA POR**

**CUBAS RÁZURI, RICARDO BENJAMÍN**

**TONG LENT, KEVIN FELIPE**

**LIMA – PERÚ**

**2018**

## ÍNDICE

	Página
<b>RESUMEN</b>	iv
<b>ABSTRACT</b>	v
<b>INTRODUCCIÓN</b>	vi
<b>CAPÍTULO I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA</b>	1
1.1 Situación problemática	1
1.2 Definición del problema	1
1.3 Objetivo general	2
1.4 Objetivos específicos	2
1.5 Importancia de la investigación	2
1.6 Viabilidad de la investigación	2
<b>CAPÍTULO II. MARCO TEÓRICO</b>	4
2.1 Antecedentes	4
2.2 Estado del arte	5
2.3 Bases teóricas	14
<b>CAPÍTULO III. METODOLOGÍA</b>	63
3.1 Materiales y Componentes	63
3.2 Métodos	64
<b>CAPÍTULO IV. DESARROLLO</b>	69
4.1 Etapa de Transducción (E.T)	69
4.2 Desarrollo de Etapa de Acondicionamiento (E.A)	70

4.3 Desarrollo de la Etapa Lógica (E.L)	85
4.4 Desarrollo de la Etapa de Potencia (E.P)	93
<b>CAPITULO V. PRUEBAS Y RESULTADOS</b>	106
5.1. Etapa de Transducción (E.T)	106
5.2. Etapa de Acondicionamiento (E.A)	108
5.3. Etapa Lógica (E.L)	115
5.4. Etapa de Potencia (E.P)	122
<b>CAPÍTULO VI. DISCUSIÓN Y APLICACIÓN</b>	125
6.1. Discusión	125
6.2. Aplicación	126
<b>CONCLUSIONES</b>	127
<b>RECOMENDACIONES</b>	129
<b>FUENTES DE INFORMACIÓN</b>	130
<b>ANEXOS</b>	133

## RESUMEN

La presente tesis propone el desarrollo de un dispositivo de iluminación estroboscópica, con un costo de producción menor al de los equipos que actualmente se encuentran en el mercado nacional. El diseño de un sistema de iluminación estroboscópica accesible en el mercado nacional, y su implementación en diferentes consultorios, permitió profundizar el diagnóstico realizado por medio de laringoscopia, lo que se vio reflejado directamente en un correcto tratamiento de las lesiones o problemas relacionados con los pliegues vocales.

El sistema diseñado facilitó al experto médico la observación de la ondulación de los pliegues vocales iluminándolos en función a su frecuencia de oscilación, brindando la información necesaria para realizar un diagnóstico más profundo y permitiendo detectar con mayor facilidad alteraciones muy sutiles en la vibración de la superficie mucosa que generalmente se relacionan con la presencia de lesiones incipientes como pólipos, nódulos, lesiones infecciosas o pequeñas lesiones tumorales. Los resultados obtenidos, en la presente investigación, lograron satisfacer todas las consideraciones de diseño, teniendo un margen de error de menos del 5%. También, se logró observar los ciclos de ondulación de los pliegues vocales, tal como se deseaba.

**Palabras clave:** Estroboscopia, haz modulado, pliegues vocales, frecuencia fundamental, circuito de potencia.

## **ABSTRACT**

This thesis proposes the development of a stroboscopic lighting device, with a lower production cost than the equipment currently in the national market. The design of a stroboscopic illumination system accessible in the national market, and its implementation in different consulting rooms, allowed to deepen the diagnosis made by means of laryngoscopy, what was reflected directly in the correct treatment of the injuries or problems related to the vocal folds.

The designed system facilitated to the medical expert the observation of the undulation of the vocal folds illuminating them according to their frequency of oscillation, providing the necessary information to perform a deeper diagnosis and allowing an easier detection of very subtle alterations in the mucosal surface vibration that are usually related to the presence of incipient lesions such as polyps, nodules, infectious lesions or small tumor lesions. The results obtained in the present investigation were able to satisfy all design considerations, with a margin of error of less than 5%. Also, it was possible to observe the cycles of undulation of the vocal folds, as desired.

**Keywords:** Stroboscopy, modulated beam, vocal folds, fundamental frequency, power circuit.

## INTRODUCCIÓN

La estroboscopia laríngea, es un examen que debe ser aplicado rutinariamente por los especialistas de la voz. En este examen, los especialistas observan la ondulación de los pliegues vocales durante los ciclos vibratorios a distinta frecuencia. Sin embargo, la escasez de equipos estroboscópicos, hacen imposible realizar este examen, por lo que los especialistas deben recurrir a realizar exámenes convencionales en los que no podrían diagnosticar con facilidad y certeza alguna anomalía en los pliegues vocales.

El objetivo de la presente tesis es diseñar un equipo de sistema de iluminación estroboscópica como herramienta básica aplicada en los exámenes de rutina para los especialistas de la voz, orientada a ser usada en el proceso de endoscopia laríngea y facilitando una visión detallada de la ondulación en la mucosa de los pliegues vocales durante los ciclos vibratorios, lo cual concluyó en un diagnóstico íntegro y profundo de los mismos, siendo un gran aporte para el tratamiento de las lesiones y la rehabilitación de los pacientes.

Para diseñar este equipo, se requirió de conocimiento en circuitos electrónicos, procesamiento digital de señales (PDS) y electrónica de potencia.

La justificación de la presente investigación se detalla en los siguientes puntos:

- **Justificación ingenieril:** El desarrollo del proyecto implica resolver diferentes problemas de ingeniería ya que se necesita detectar la

frecuencia fundamental de un tono de voz periódico aplicando técnicas de procesamiento digital de señales (PDS), también se necesitó diseñar un circuito de potencia para lograr alimentar la lámpara de alto amperaje y sincronizar los períodos de emisión del haz de luz de la misma con la frecuencia de oscilación de los pliegues vocales.

- **Justificación económica:** El equipo electrónico a desarrollar es más accesible que los productos del mercado actual dado que el proceso de importación aumenta el precio por impuestos para productos de tecnología biomédica, los cuales pueden llegar a ser un 45% del valor comercial. Además, el producto puede tener un mercado potencial en el área biomédica peruana.
- **Justificación social:** El paciente se ve beneficiado ya que, el especialista puede realizar una mejor evaluación para brindar un tratamiento adecuado.

# **CAPÍTULO I**

## **PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

### **1.1 Situación problemática**

La laringostroboscopia permite detectar alteraciones muy sutiles en la vibración de la superficie mucosa de las cuerdas vocales que generalmente se relacionan con la presencia de lesiones incipientes como pólipos, nódulos, lesiones infecciosas o pequeñas lesiones tumorales, la mayoría de las cuales deberán ser tratadas mediante el empleo de tratamientos específicos. Dada la importancia de este examen es necesario contar con la tecnología adecuada para lograr detectar lesiones que no pueden ser descubiertas con métodos tradicionales. Sin embargo, la gran mayoría de establecimientos dedicados a la salud, específicamente en las áreas de otorrinolaringología, no cuentan con esta tecnología para realizar dichos exámenes, por lo que se ven forzados a realizar exámenes más sencillos con métodos más tradicionales como por ejemplo una endoscopia laríngea, que no brinda los datos necesarios para que el especialista logre realizar un diagnóstico completo.

### **1.2 Definición del problema**

En la actualidad, en el Perú es poco expandido el uso del sistema de haz modulado por la frecuencia fundamental de un tono de voz emitido por un paciente, que permitan identificar lesiones o problemas específicos en los pliegues vocales.

### **1.3 Objetivo general:**

Desarrollar un equipo de haz modulado por la frecuencia fundamental de un tono de voz emitido por un paciente, con el fin de permitir a los médicos especialistas en otorrinolaringología, realizar un análisis y diagnóstico más detallado en los pliegues vocales.

### **1.4 Objetivos específicos:**

- Estudiar y comprender la anatomía y funcionamiento de los pliegues vocales en los seres humanos.
- Implementar una etapa de transducción para lograr generar una onda eléctrica a partir de una onda mecánica.
- Desarrollar una etapa de acondicionamiento de señal con el fin de lograr una correcta digitalización.
- Establecer un algoritmo para lograr detectar la frecuencia fundamental de un tono de voz.
- Desarrollar una etapa de potencia, con el fin de controlar una lámpara LED de alta luminancia que se encarga de producir el efecto estroboscópico.
- Validar el efecto estroboscópico en los pliegues vocales.

### **1.5 Importancia de la investigación**

Debido a la escasa implementación de sistemas de iluminación estroboscópica en los diferentes consultorios de otorrinolaringología, que actualmente realizan evaluación y tratamiento de pacientes con problemas del habla a través de la endoscopía laríngea. Implementar este equipo, impulsaría de manera sustancial la adquisición y el equipamiento de los consultorios con sistemas de estroboscopia en diferentes instituciones de salud, convirtiéndose en un método básico para el análisis de lesiones en las cuerdas vocales.

### **1.6 Viabilidad de la investigación**

El equipo de investigación realizó la proyección del proyecto tomando en cuenta los siguientes factores:

### **1.6.1 Viabilidad técnica**

Se considera que el proyecto es viable, debido a que los conocimientos necesarios para realizar el diseño del equipo fueron adquiridos durante la educación de pre-grado. También, la Escuela de Electrónica de la Facultad de Ingeniería y Arquitectura de la Universidad San Martín de Porres, nos brinda los materiales necesarios para poder desarrollar el proyecto. De igual manera cuenta con docentes totalmente calificados para brindarnos asesoramiento en el transcurso del desarrollo de la tesis.

### **1.6.2 Viabilidad económica**

Se estima que el gasto en el diseño y desarrollo del equipo electrónico fue de aproximadamente \$2500. En dicho monto se considera el costo de todos los materiales incluyendo las herramientas a utilizar, la estructura física del equipo, también se está incluyendo los componentes de repuesto que se compran adicionalmente ya que existe siempre la posibilidad de fallo en los ensayos para llegar al producto final. El proyecto es totalmente viable ya será costado por los autores.

### **1.6.3 Viabilidad social**

El desarrollo del equipo electrónico benefició al paciente ya que el especialista pudo realizar un diagnóstico más exhaustivo acerca del estado de los pliegues vocales y pudo recetar el tratamiento adecuado de ser necesario.

### **1.6.4 Viabilidad operativa**

Es viable, operativamente, ya que se tienen todos los componentes necesarios para lograr el desarrollo del equipo.

## **CAPÍTULO II**

### **MARCO TEÓRICO**

#### **2.1 Antecedentes**

Las lesiones de las cuerdas vocales son un tipo de mal común que afecta a un porcentaje considerable de la población. El Instituto Nacional de Estadística e Informática (INEI) dio a conocer que en el Perú existen 548 mil 621 docentes en el sistema educativo nacional. Según el Ministerio de Educación (MINEDU) existe un 45% de docentes en instituciones públicas con problemas fónicos. Ésta cifra se incrementa hasta un 46% en zonas urbanas y en docentes de inicial y secundaria, en la costa el 49% de docentes ha reportado también este tipo de problemas, lo que al ser extendido a los datos generales arroja un aproximado de 250 mil profesionales que padecen trastornos de la voz, solamente tomando en cuenta el sector educación.

Según la información publicada en el directorio electrónico de enlaces de la página oficial del MINSA, se pueden encontrar registrados al menos 19 hospitales en el territorio nacional, solo el hospital Hipólito Unanue está equipado con un sistema de vídeo laringoestroboscopia, el mismo que, según los datos oficiales publicados por la entidad de salud, está valorizado en unos 382 mil soles.

De lo anterior se deduce que aproximadamente solo el 5% de hospitales cuenta con la tecnología necesaria para realizar las evaluaciones adecuadas para el diagnóstico de los trastornos de la voz, lo que indica que, de llegar a ser atendido un potencial paciente, no será evaluado con las condiciones

óptimas dado que aproximadamente el 95% de los centros de atención no cuentan con las herramientas adecuadas para el correcto diagnóstico.

## **2.2 Estado del arte**

### **2.2.1 Publicaciones científicas**

Existen diferentes técnicas del PDS para lograr la detección de la frecuencia fundamental de una señal, por lo tanto, se estudiaron múltiples técnicas expuestas en distintas publicaciones científicas con el fin de determinar la que más se adecúe a los requerimientos del equipo y las condiciones de la evaluación.

Para lograr la detección de la frecuencia fundamental, se puede lograr realizando el análisis en distintos dominios. En el dominio del tiempo se tienen distintas técnicas como la función de tasa de cruce por cero (*ZCR*) y autocorrelación (*ACF*). George y Vieira (2008), propone el análisis en el dominio del tiempo, utilizando las funciones *ZCR* y *ACF* agregando algunas metodologías para aumentar el rendimiento y no incurrir en una alta tasa de error al momento de analizar señales simples o señales de muy bajo contenido armónico (señales reales de una guitarra acústica). Concluyendo que para algunas notas evaluadas presentaban un error alto (p. 449-454).

Gerhard (2003), relata sobre la historia y técnicas para la extracción de tono y frecuencia fundamental. La publicación está enfocada en la extracción de la frecuencia fundamental de una señal acústica, que suele ser la componente de menor frecuencia. El autor propone el estudio de la señal en el dominio del tiempo, de la frecuencia y a través de métodos estadísticos (ME). En el dominio del tiempo propone la tasa de cruce por cero, la tasa de pico, tasa de eventos de pendiente (TEP), estos métodos tienen la principal dificultad es que las formas de onda espectralmente complejas rara vez tienen un solo evento por ciclo, las formas de onda con espectros ricos en armónicos pueden cruzar cero muchas veces o tener muchos picos en un clico. Otras técnicas propuestas por el autor es la autocorrelación y espacio fase. En el dominio de la frecuencia, propone métodos basados en filtros, probando diferentes filtros con diferentes frecuencias centrales y comparando

su salida, análisis de cepstrum, donde la salida es la transformada de Fourier del logaritmo del espectro de magnitud de la forma de onda de entrada y métodos multiresolución, que plantea la idea de que, si la precisión de un cierto algoritmo en una determinada resolución es algo sospechosa usando una resolución más alta o más baja, utiliza una ventana de tiempo mayor o menor para calcular el espectro. Y, por último, propone los métodos estadísticos en el dominio de la frecuencia, donde, comenta que cada trama de entrada se clasifica en uno de varios grupos, representando el estimador de la señal mediante redes neuronales y estimadores de máxima verosimilitud (p. 3-19).

La Transformada de Fourier (TF) es una herramienta de análisis muy utilizada en el campo científico (biomédica, radar, ingeniería, electromagnetismo, etc.). La TF tiene como tarea, transformar una señal representada en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Bernal et al. (2009), comenta que la potencia de análisis de Fourier radica en que, permite descomponer una señal compleja en un conjunto de componentes de frecuencia única; sin embargo, no indica el instante en que ha ocurrido. Por ello, esta, descomposición es útil para señales estacionarias las componentes de las frecuencias que forman la señal compleja no cambian a lo largo del tiempo, para señales no estacionarias, se toman tramos o ventanas donde se pueda considerar estacionaria y luego se aplica la TF. Los autores concluyeron que el tipo de ventana con mejores resultados fue la ventana tipo Hamming que es utilizada por lo general en la mayoría de publicaciones. Para espectros muy ruidosos, no se consigue el nivel de calidad deseable (p. 4-7).

La transformada de Fourier, tiene la limitación de no lograr ofrecer información en el tiempo, es decir, no indica los instantes en los que ocurren ciertos eventos importantes para la señal. Para lograr una localización espectral se requiere del uso de otras transformadas, las transformadas deben proporcionar una representación en tiempo-frecuencia de la señal no estacionaria. Según Cortés et al. (2009), comentan que la transformada de Fourier en tiempo corto (STFT) y la transformada de Wavelet (WT) permiten el análisis en tiempo-frecuencia. La diferencia entre la STFT y la WT, es que la WT analiza la señal con distintas resoluciones para diferentes frecuencias.

Los autores, centran su investigación en comparar la transformada de Fourier (TF) con las otras transformadas, llegando a la conclusión, que debido a su limitación en el análisis tiempo-frecuencia, su detalle de ruido y los eventos que pudieran presentarse, como los spikes, la TF resulta limitante por lo que aparecen las nuevas herramientas más sofisticadas como son la WT (p. 151-156).

La tesis necesitó de una lámpara de alto amperaje por lo que es pertinente investigar el estado del arte respecto a tecnologías de luminosidad. Siu (2015), toma como punto clave el avance de la tecnología que ha accionado la consideración del LED como fuente de luz alternativa para los tubos de destello tradicionales de xenón en estroboscopios. La consideración es impulsada por cuatro factores clave:

- Menor consumo de energía.
- Costos reducidos.
- Mejora en la confiabilidad potencial.
- Mayor flexibilidad de diseño.

El LED puede proporcionar una intensidad luminosa razonablemente alta con longitud de pulso corta para aplicaciones de luz estroboscópica. Para poder confirmar lo dicho anteriormente, el autor realiza verificaciones experimentales donde concluye que el diseño de dispositivos de notificación visibles basados en LED es factible (p. 1-16).

Como se ha comentado anteriormente, el análisis en los pliegues vocales es de suma importancia para lograr detectar anomalías, por ello Printza et al. (2012). Tiene como objetivo evaluar el valor diagnóstico de la estroboscopia para los trastornos de la voz relacionados con la patología benigna. En el presente, evidencia que se examinaron 150 pacientes con diagnóstico inicial de enfermedad laríngea benigna o disfonía de causa no aclarada, esto quiere decir que se realizó una laringoscopia normal. El diagnóstico laringoscópico inicial se comparó con el diagnóstico estroboscópico, llegando a obtener como resultado para un tercio de la población del estudio un diagnóstico de la estroboscopia muy significativo, ya que estableció la patología laríngea responsable del trastorno vocal (28,8%) y

para un pequeño número de pacientes cambió la elección del tratamiento (4,7%). Para alrededor de un tercio de los casos (32,2%) la estroboscopia ofreció información adicional sobre la causa de la disfonía.

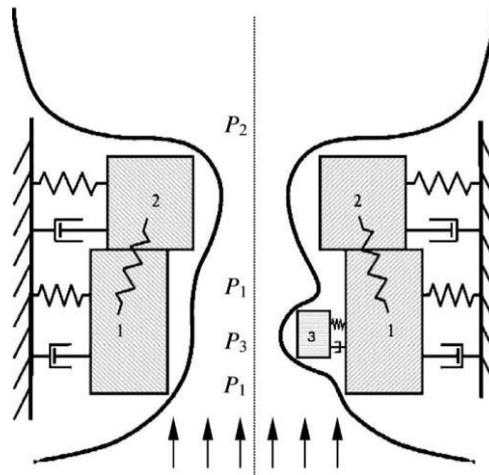
Concluyendo que los pacientes que esperan beneficiarse del examen estroboscópico son pacientes con pequeñas lesiones en el borde vocal, pacientes disfónicos con laringoscopia indirecta no notable y usuarios profesionales de voz (p. 1-5).

La estroboscopia es un análisis necesario para detectar anomalías en los pliegues vocales. Brunetto y Nazar (2002), describen las bases físicas y los principios sobre los cuales se sustenta la estroboscopia, analizar la técnica de exploración y las diferentes modalidades de este método de evaluación vocal y exponen los estudios realizados de parámetros de evaluación estroboscópica. El estroboscopio es un instrumento óptico que se utiliza para estudiar fases de movimiento de los pliegues vocales, por medio de una luz, la cual es periódicamente interrumpida o pulsada (p. 183-190).

La obtención de imágenes estroboscópicas se basa en la ley de Talbot. Fernández et al. (2006), comentan en base a la ley de Talbot, que una imagen incide en la retina y ésta permanece en ella por un espacio de 0.2 segundos. A esto se le denomina persistencia de imagen en la retina y gracias a este fenómeno se logra ver con continuidad los fotogramas de una película. Según el autor, suponiendo que la apertura y cierre de la glotis es de 100 ciclos/segundo, e imaginando que los pliegues vocales se iluminan repentinamente con un breve destello de luz intenso que tiene una duración de 0.01 segundos. Al observar esto con nuestros ojos o mediante una cámara se observará una imagen precisa de lo que ocurre en ese instante. Debido a la brevedad del destello de luz, observaremos las cuerdas vocales sin movimiento. Gracias a la propiedad de persistencia, las imágenes en la retina la imagen permanecerá en nosotros aproximadamente 0.2 segundos (p. 85-96).

Zhang y Jiang (2004), proponen el modelamiento de los pliegues vocales con un pólipo unilateral como se muestra en la Figura 2.1. Debido a esta anomalía los autores llegaron a la conclusión que el pólipo vocal afectó

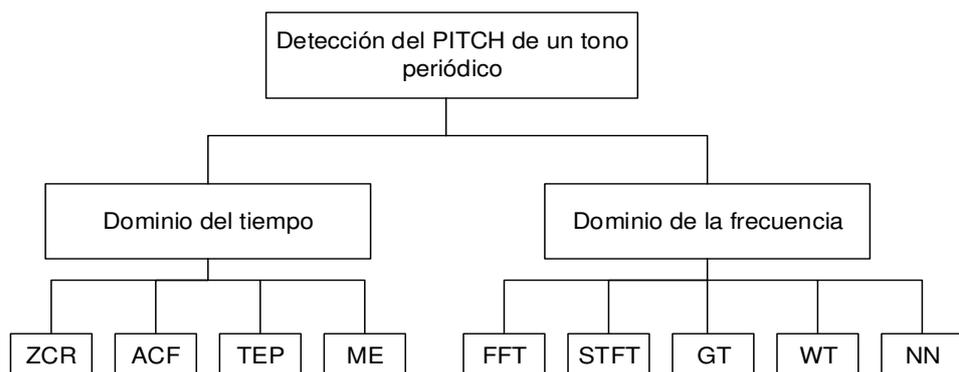
en el cierre vocal y se produjeron vibraciones aperiódicas incluso cuando la presión subglótica estaba dentro del rango de presión normal (p. 1266-1267).



**Figura 2.1:** Modelo de los pliegues vocales con un pólipo unilateral

**Fuente:** Zhang, Y., y Jiang J. (2004)

La presente tesis puede tomar distintos caminos para su desarrollo, resumiendo todo lo nombrado anteriormente, en la Figura 2.2 se mencionan los caminos y métodos más implementados vistos a lo largo de la investigación del estado del arte.



**Figura 2.2:** Resumen de métodos

**Elaboración:** los autores

Donde:

- ZCR: Tasa de cruce por cero
- ACF: Función de autocorrelación
- TEP: Tasa de eventos de pendiente
- ME: Métodos estadísticos
- FFT: Transformada rápida de Fourier
- STFT: Transformada de Fourier de tiempo corto
- GT: Transformada de Gabor
- WT: Transformada de Wavelet
- NN: Redes neuronales.

Habiendo evaluado varios métodos a lo largo del estado del arte con el fin de detectar la frecuencia fundamental. Para el desarrollo de la presente tesis se propone el análisis de la señal sin necesidad de representarla en el dominio de la frecuencia, esto quiere decir que, la señal entrante, será analizada en el dominio del tiempo, con el fin de evitar incurrir en operaciones complejas que requieren una carga computacional mayor, siendo factible la implementación de un detector de frecuencia fundamental con un error relativo máximo de 2.5% en un microcontrolador RISC de 8 bits.

### **2.2.2 Producto comercial**

A continuación, se expondrán algunos equipos existentes en el mercado.

#### **a. Ecleris Strobolight Stroboscope**

Este equipo se encarga, mediante un micrófono de contacto, capturar la frecuencia fundamental del tono vocal que emite el paciente para obtener la frecuencia de oscilación a la que debe trabajar una lámpara de Xenón con la cual se iluminan las cuerdas vocales en modo síncrono o asíncrono. En la Tabla 2.1.; se tienen algunas características de este equipo y en la Figura 2.3 se observa como se ve físicamente.

**Tabla 2.1:** Características Strobolight

Marca	ECLERIS
Procedencia	ESTADOS UNIDOS DE NORTEAMÉRICA
Modelo	STROBOLIGHT
Precio	US \$ 10,600.00 INC IGV

**Elaboración:** los autores



**Figura 2.3:** Strobolight

**Fuente:** Ecleris U.S.A

#### **b. Ecleris Stroboled Stroboscope**

Este equipo se encarga, mediante un micrófono de contacto, capturar la frecuencia fundamental del tono vocal que emite el paciente para obtener la frecuencia de oscilación a la que debe trabajar una lámpara de tecnología LED, con la cual se iluminan las cuerdas vocales en modo síncrono o asíncrono. En la Tabla 2.2, se tienen algunas características de este equipo y en la Figura 2.4 se observa como se ve físicamente.

**Tabla 2.2:** Características Strobolight

Marca	Ecleris
Procedencia	Estados Unidos de Norteamérica
Modelo	Stroboled
Precio	US \$ 7,800.00 Inc. IGV

**Elaboración:** los autores



**Figura 2.4:** Stroboled

**Fuente:** Ecleris U.S.A

En la Tabla 2.3, se observan las comparaciones entre los equipos anteriormente nombrados y en la **Tabla 2.4**, se observan las ventajas y desventajas de los equipos de iluminación mencionados anteriormente.

**Tabla 2.3:** Comparación entre equipos

Características/ Dispositivos	ESTROBOLIGHT	ESTROBOLED
Procedencia	U.S.A	U.S.A
Lámpara	Tipo Xenón, temperatura de color 6000°K	Sistema Led, temperatura de color 5600°K
N° de fases	1(monofásica)	1(monofásica)
Rango de frecuencia de funcionamiento	50-60 Hz	50-60 Hz
Rango de frecuencia de trabajo	62-1200 Hz	76-1100 Hz
Ventilación	Doble	Ventilación forzada
Precio	\$9600	\$6800

**Elaboración:** los autores

Habiendo observado el estado del arte de los productos comerciales. La presente tesis propone el desarrollo de un equipo de tecnología de estado sólido con un rango de frecuencias de trabajo entre **60** y **1240 Hz**, también cuenta con una ventilación triple con el fin de evitar altas temperaturas producidas por la elevada corriente que circula. Además, cuenta con un periférico de control de frecuencia de uso práctico que permite variar los ciclos de iluminación con el fin de observar a diferentes velocidades la oscilación de los pliegues vocales durante la evaluación.

El aporte de la presente tesis es el desarrollo de un sistema embebido que permite adaptar una fuente de iluminación continua (de uso extendido en el territorio nacional) en una fuente de iluminación estroboscópica, agregando una característica de suma importancia a los sistemas de evaluación laringoscópica.

**Tabla 2.4:** Ventajas y desventajas

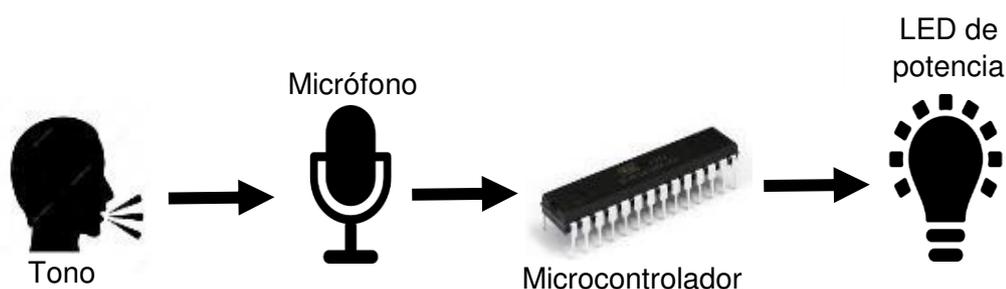
	<b>ESTROBOLIGHT</b>	<b>ESTROBOLED</b>
<b>Ventajas</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Alta precisión.</li> <li>• No necesita una computadora para su correcto funcionamiento.</li> <li>• Tiene entradas universales para distintas marcas de instrumentos.</li> <li>• Mayor iluminación.</li> <li>• 500 horas de vida.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Alta precisión.</li> <li>• No necesita una computadora para su correcto funcionamiento.</li> <li>• Tiene entradas universales para distintas marcas de instrumentos.</li> <li>• 50 000 horas de vida.</li> </ul>
<b>Desventajas</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Muy poco tiempo de vida de lámpara.</li> <li>• Costo excesivo del equipo.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Costo excesivo del equipo.</li> </ul>

**Elaboración:** los autores

### 2.3 Bases teóricas

La presente tesis se basa en desarrollar un equipo capaz de detectar la frecuencia fundamental de un tono emitido por un paciente durante un corto tiempo, para lograr acoplar los haces de luz aproximadamente a la misma frecuencia, con el fin de que el médico especialista (Otorrinolaringólogo) logre observar los pliegues vocales a distinta frecuencia, esto se le llama efecto estroboscópico, por lo tanto, el examen es llamado estroboscopia laríngea. Más adelante se explicarán con un poco más de detalle acerca del examen, lo que hace posible este efecto estroboscópico y lo necesario para lograr entender el funcionamiento.

La Figura 2.5 es una imagen referencial con la que se puede tener una idea del proceso que se realizará con el fin de culminar satisfactoriamente la tesis.

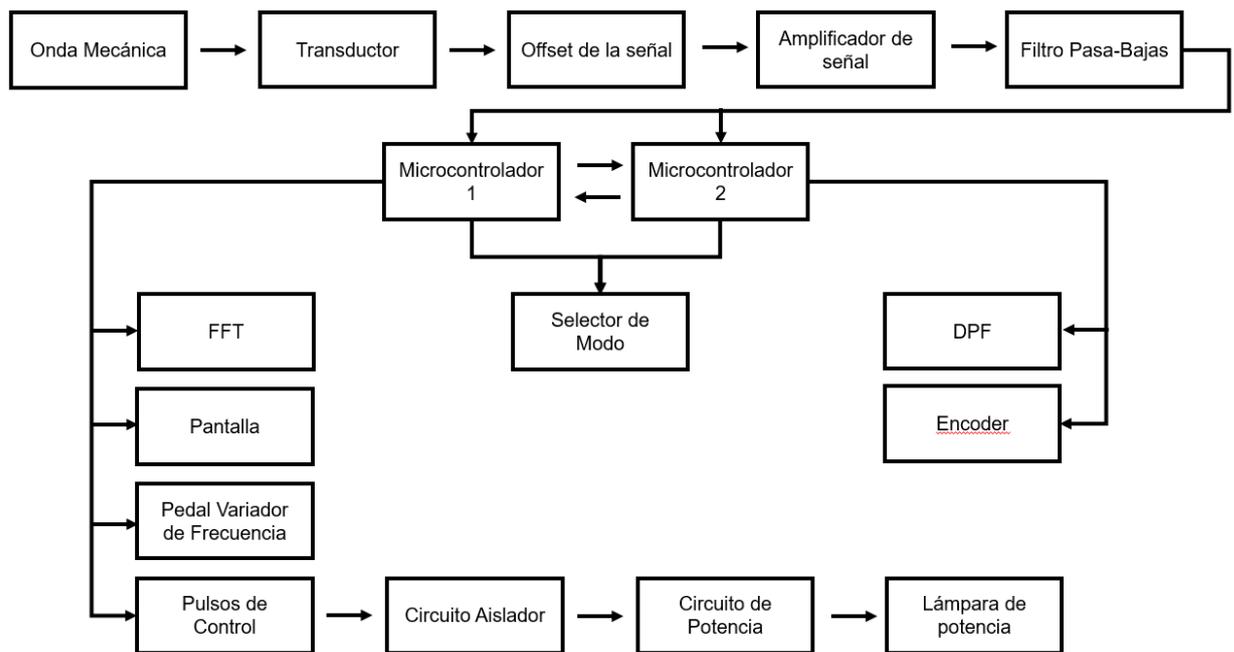


**Figura 2.5:** Imagen ilustrativa general

**Elaboración:** los autores

En la Figura 2.6, se muestra un diagrama de bloques, representando la solución propuesta para el desarrollo del equipo, indicado cada paso del proceso que será explicado a detalle más adelante.

Teniendo en conocimiento la solución propuesta explicada mediante la Figura 2.6, se proseguirá a mencionar la base teórica sobre la cual se construirá y sustentará la presente tesis.



**Figura 2.6:** Diagrama de bloques de la solución propuesta

**Elaboración:** los autores

### 2.3.1 Estroboscopia laríngea

En el manejo de las disfonías y de las diferentes patologías laríngeas, este examen permite un análisis de las diferentes estructuras laríngeas tanto en fonación como en reposo. Con este método se logra observar la función de los pliegues vocales y analizar con mayor detalle sus características mientras se encuentran oscilantes. Las características que se analizan son perceptuales (cierre glótico, onda mucosa, simetría, etc.) y acústicas (frecuencia fundamental e intensidad).

El estudio es sencillo, toma menos de cinco minutos y no es doloroso. Se realiza en un consultorio otorrinolaringólogo y no se requiere preparación alguna. Se coloca un endoscopio de 70 o 90 grados en la garganta sin profundidad hacia abajo y se le pide al paciente que vocalice o que emita un sonido de su voz constante, para generar un tono periódico.

Para lograr visualizar los pliegues vocales durante su ciclo vibratorio se requiere de los siguientes instrumentos (Ver **ANEXO A** para visualizarlos):

- Endoscopio, consiste en un tubo provisto de un sistema de iluminación.
- Fuente de luz, iluminará en una frecuencia aproximada al tono emitido por el paciente.
- Fibra óptica, para la transmisión de luz desde la fuente de luz hasta el endoscopio.
- Cámara, para observar la visualización de las cuerdas vocales.
- Endocupla, este dispositivo se encargará de acoplar la cámara con el endoscopio.

### **2.3.2 La voz**

La voz es un conjunto de ondas mecánicas longitudinales producidas en el aparato fonador, las cuales se generan por medio de la compresión y rarefacción de un medio elástico (sólido, líquido o gaseoso). Esta señal sonora se produce haciendo uso de los pliegues vocales, con la finalidad de poder hablar, cantar, etcétera.

#### **a. Descripción del aparato fonador**

El aparato fonador es el conjunto de órganos encargados de producir la voz humana, están conformados por tres grupos de órganos catalogados en:

##### **i. Órganos de respiración o cavidades infra glóticas:**

- Pulmones.
- Bronquios.
- Tráquea.

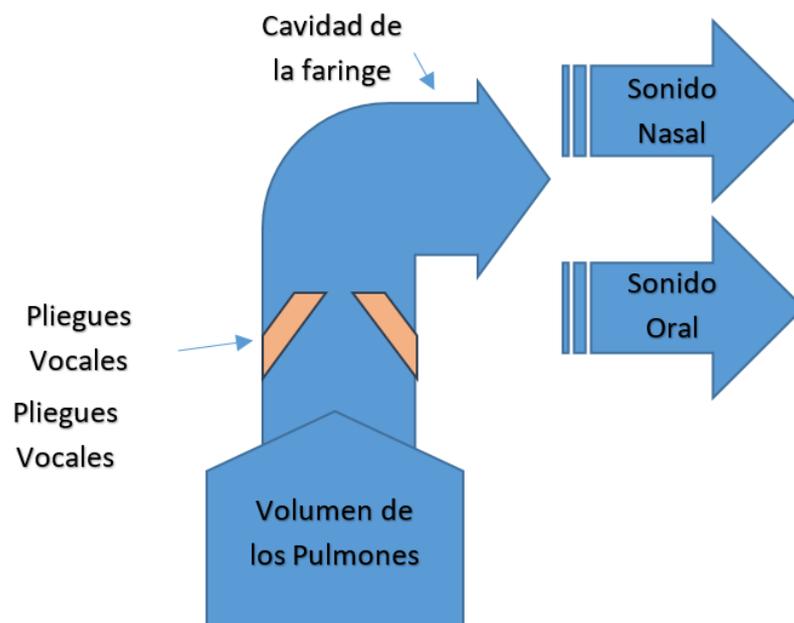
##### **ii. Órganos de fonación o cavidades glóticas:**

- Laringe.
- Cuerdas vocales.
- Resonador: nasal, bucal y faríngeo.

### iii. Órganos de articulación o cavidades supra glóticas:

- Paladar
- Lengua
- Dientes
- Labios
- Glotis

Habiendo mencionado las partes que intervienen en el aparato fonador, es posible realizar un modelo simplificado de la cavidad oral como se observa en la Figura 2.7.



**Figura 2.7:** Diagrama representativo de la cavidad oral

**Elaboración:** los autores

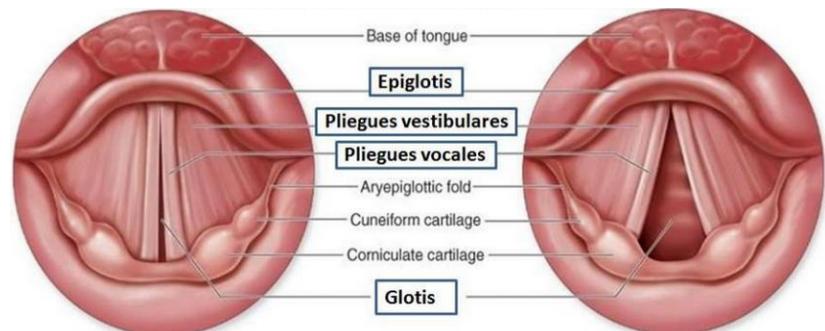
#### b. Generación del tono de voz

El sonido primario de la voz proviene de la oscilación de las cuerdas vocales, a este fenómeno se le conoce como vibración glotal, es decir, el sonido se produce por la alta cantidad de ciclos de apertura y cierre de los pliegues vocales, generado por el flujo de aire emitido por los pulmones. Cuando la separación entre los pliegues vocales (glotis) comienza a cerrarse, el aire emitido de

los pulmones experimenta una turbulencia generando un ruido aerodinámico, al momento del cierre de la glotis los pliegues vocales vibran produciendo un sonido periódico con frecuencia inversamente proporcional al tamaño de las cuerdas (Riede y Brown, 2013, p. 295-309).

### i. Pliegues vocales

Los pliegues vocales están ubicados dentro de la estructura laríngea, en el extremo superior de la tráquea y son los responsables directos de la producción de la voz, aunque también tienen otras funciones como la respiratoria y la esfintérica, impiden que entre en el pulmón cualquier sustancia a excepción del aire (Hirano 1982, p. 50-62). En la Figura 2.8 se observan los pliegues vocales y algunas partes del sistema fonador adicionales que intervienen en la producción de la voz .

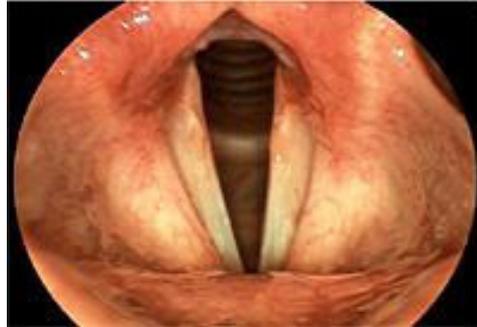


**Figura 2.8:** Pliegues vocales

**Fuente:** The McGraw-Hill Companies, Inc

Cuando se produce un sonido sordo, esto quiere decir, un sonido producido sin vibración de los pliegues vocales los pliegues se visualizan como se muestra en la Figura 2.9.

Por otra parte, cuando se produce un sonido con vibración los pliegues vocales tienden a juntarse periódicamente tal como se muestra en la Figura 2.10.



**Figura 2.9:** Pliegues vocales, sonido sordo

**Fuente:** endodigi.com



**Figura 2.10:** Sonido con vibración

**Fuente:** endodigi.com

## ii. Vocales

Una vocal o monoptongo es un sonido de una lengua natural hablada que se pronuncia con el tracto vocal abierto, no habiendo un aumento de presión del aire en ningún punto más arriba de la glotis. Esto contrasta con las consonantes, donde hay una obstrucción o cerrazón en algún punto del tracto vocal. En todas las lenguas, las vocales forman el núcleo de las sílabas, mientras que las consonantes forman el ataque o inicio y la coda.

Las vocales en español son cinco: “a”, “e”, “i”, “o” y “u”. Estas se dividen en dos grupos: vocales abiertas y vocales cerradas.

- **Vocal abierta:** Una vocal abierta se caracteriza por la posición de la lengua dentro de la cavidad bucal, colocándose en la parte inferior de la boca, de manera que la cavidad bucal se amplía para producir el sonido vocálico. Las vocales abiertas, también se conocen con el nombre de vocales fuertes, debido a la posición de los órganos a la hora de articular el sonido. En español, las vocales abiertas son “a”, “e”, “o”.
- **Vocal cerrada:** Una vocal cerrada es aquella que no necesita una abertura máxima de la boca, sino que se produce en un mínimo espacio entre la lengua y el paladar, colocándose en la parte superior de la boca.

Las vocales cerradas, también se conocen con el nombre de vocales débiles, al contrario de las anteriores, no precisan gran amplitud de la boca como ya se explicó anteriormente. Las vocales cerradas del español son “i” y “u”.

Para realizar un examen de estroboscopia laríngea, es necesario que se realice con vocales abiertas (o fuertes), ya que es necesaria una abertura máxima de la boca y también se requiere que el paciente saque la lengua para que permita el ingreso del laringoscopio. Para este caso, la vocal “o” no se consideraría para el examen a pesar que es una vocal abierta, dicha vocal, no proporciona la abertura necesaria de la boca para realizar exitosamente un examen de estroboscopia laríngea.

Se han mencionado los puntos necesarios para lograr entender el examen que se realiza y el tipo de tono que realizará el paciente. También, se tomó en cuenta algunas de las partes del tracto vocal que intervienen y son necesarios para realizar la evaluación. A continuación, se hablará sobre las bases teóricas necesarias para lograr diseñar el equipo.

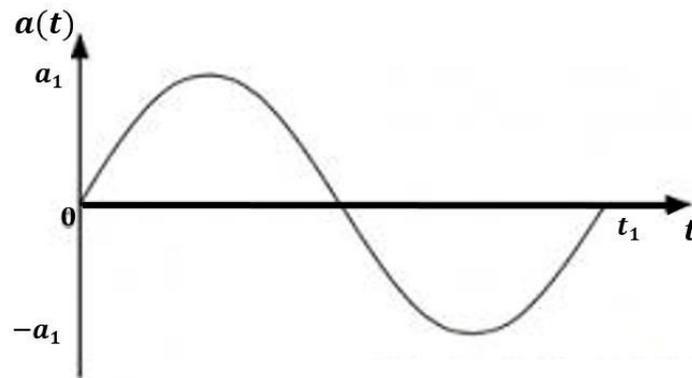
### **2.3.3 Señal de entrada**

La señal de la voz al ser una onda mecánica, puede ser transformada a una señal eléctrica a través de un transductor. En este caso, se utilizará un micrófono de contacto, ya que, a diferencia del micrófono aéreo, este solo capta la señal emitida por el usuario y el ruido que produce el tracto vocal, en cambio, el micrófono aéreo, capta la señal emitida por el usuario, el ruido de los alrededores y también afecta el aire que se expulsa al momento de hablar. Es por esos motivos que se eligió utilizar un micrófono de contacto.

### **2.3.4 Offset de una señal**

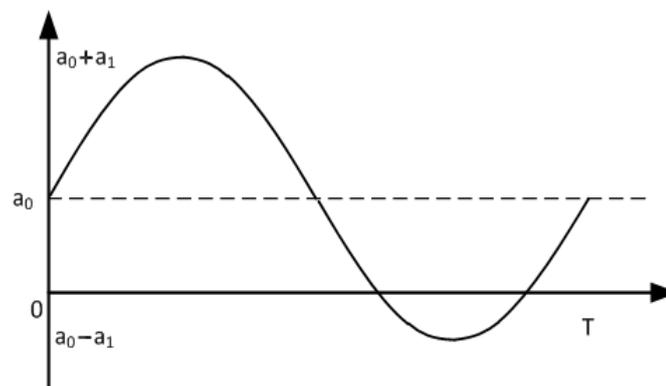
La desviación de una señal u offset de una señal de ahora en adelante, se puede definir como el nivel de continua que se le suma a una señal alterna. Así, si la señal está centrada en el origen, se dice que el nivel de offset es cero. Si está desplazada hacia arriba, el offset es positivo, mientras que si esta desplazada hacia abajo, será negativo.

Por ejemplo, en la Figura 2.11 se tiene una señal senoidal con amplitud  $a_1$  y  $-a_1$  con un offset centrado en el origen y en la Figura 2.12 se tiene una señal senoidal con un offset positivo de  $a_0$ , esto significa que la señal senoidal tiene un nivel de continua que hace que se desplace en este caso hacia arriba.



**Figura 2.11:** Señal senoidal con offset de cero

**Elaboración:** los autores



**Figura 2.12:** Señal senoidal con un offset de  $a_0$

**Elaboración:** los autores

Por lo tanto, partiendo de la Figura 2.12, se puede definir la amplitud de la señal senoidal como:

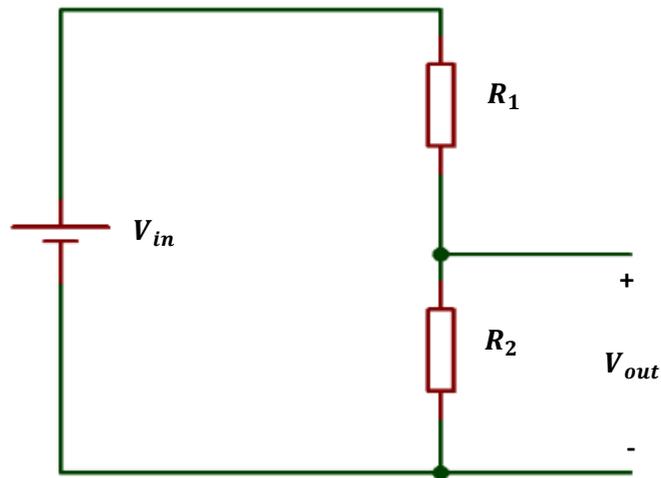
- Para la parte positiva de la señal (ecuación (2.1)).

$$a_0 + a_1 \quad (2.1)$$

- Para la parte negativa de la señal (ecuación (2.2)).

$$a_0 - a_1 \quad (2.2)$$

Como se comentó anteriormente, para manipular el offset de una señal alterna es necesario inyectar un nivel de voltaje continuo. En la Figura 2.13 se tiene un ejemplo de un divisor de tensión de voltaje continuo, este circuito tiene la característica que dado un voltaje de entrada  $V_{in}$ , en la salida  $V_{out}$  se obtiene un voltaje que depende de  $R_1$  y  $R_2$ , por tanto, se puede definir una ecuación (2.3).



**Figura 2.13:** Circuito acondicionador de señal

**Elaboración:** los autores

Donde:

- $V_{in}$ : Voltaje de entrada
- $R_1$ : Resistencia 1
- $R_2$ : Resistencia 2
- $V_{out}$ : Voltaje resultante resultante

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{R_1 + R_2} \times R_2 \quad (2.3)$$

Si bien solo se necesita adicionar un voltaje continuo a la señal alterna para manipular el offset, también se puede realizar este circuito para fines prácticos, ya que, a partir de un voltaje fijo, si se varían las resistencias, se puede obtener diferentes voltajes de salida.

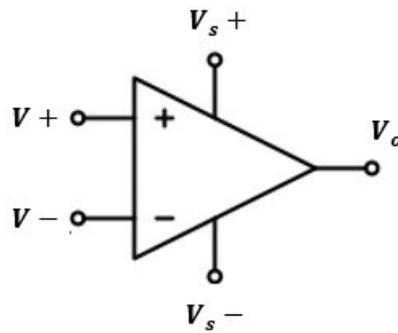
Para lograr entender la ecuación (2.3) es necesario tener conocimiento de la Ley de Ohm, Sadiku y Alexander (2006) mencionan lo siguiente:

“La Ley de Ohm establece que la diferencia de potencial ( $V$ ) que aparece entre los extremos de un conductor determinado es proporcional a la intensidad de corriente ( $I$ ) que circula por el citado conductor. Ohm completó la ley introduciendo la noción de resistencia eléctrica ( $R$ )” (p. 30).  $R$  es el factor de proporcionalidad que aparece en la relación entre  $V$  e  $I$  como se muestra en la ecuación (2.4).

$$V = I \times R \quad (2.4)$$

### 2.3.5 Amplificación de una señal

Para amplificar la señal, se utilizará un amplificador operacional o también conocido como OpAmp. El OpAmp es un dispositivo electrónico de ganancia infinita, este dispositivo puede ser implementado para distintas aplicaciones, dependiendo de los requerimientos, por ejemplo, se puede implementar para lograr acoplamiento de impedancias, filtros activos, acondicionamiento de señales, etcétera. En la presente tesis, se utilizará como acondicionamiento de señal, ya que se requiere que la señal de entrada sea amplificada para que la unidad de procesamiento sea capaz de detectarla y lograr realizar un correcto procesamiento de la señal. El OpAmp, puede ser representado como se muestra en la Figura 2.14, este dispositivo tiene dos entradas, la entrada no inversora ( $V +$ ), la entrada inversora ( $V -$ ), una salida ( $V_o$ ) y los limitadores de voltaje ( $V_s +$  y  $V_s -$ ).



**Figura 2.14:** OpAmp

**Elaboración:** los autores

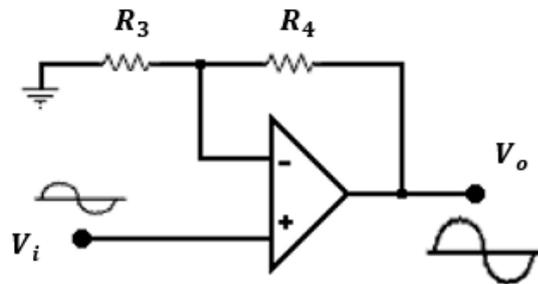
Los amplificadores se pueden configurar de distintas maneras, entre las cuales se pueden resaltar:

- Amplificador no inversor
- Amplificador inversor
- Amplificador diferencial.
- Sumador inversor.
- Integrador.
- Diferenciador.
- Seguidor de tensión.

Por consideraciones de diseño, se decidió realizar la configuración amplificadora no inversora ya que, con esta configuración la señal se introduce por el terminal no inversor ( $V+$ ), lo cual va a significar que la señal de salida (amplificada) estará en fase con la señal de entrada (Sadiku y Alexander, 2006, p. 183-185).

Por lo tanto, decidida esta configuración, en la Figura 2.15, se logra observar la configuración amplificadora no inversora, donde la señal de entrada ( $V_i$ ) se aplica al terminal positivo, el terminal negativo es conectado a través de la resistencia  $R_3$  con el terminal de salida y también, es conectado

a través de la resistencia  $R_4$  que se conecta con la tierra, obteniendo de esta manera una señal  $V_o$  en fase con la señal  $V_i$ .



**Figura 2.15:** OpAmp, configuración amplificadora no inversora

**Elaboración:** los autores

Donde:

- $V_i$ : Señal de entrada
- $V_o$ : Señal de salida o resultante
- $R_3$ : Resistencia 3
- $R_4$ : Resistencia 4

Es posible modelar matemáticamente la señal resultante del circuito de Figura 2.15, en la ecuación (2.5) se define la señal resultante  $V_o$  como:

$$V_o = V_i \left( \frac{R_4}{R_3} + 1 \right) \quad (2.5)$$

Se define la función de transferencia como la ganancia  $A_v$ , esta ganancia es la resultante entre el cociente de la señal de entrada y la de salida, tal como se muestra en la ecuación (2.6).

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.6)$$

Donde:

- $A_v$ : Ganancia

Por lo tanto, la ganancia también puede ser definida como se observa en la ecuación (2.7):

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_4}{R_3} + 1 \quad (2.7)$$

Se puede deducir también de la ecuación 2.7 que esta configuración no permite que la ganancia sea menor o igual que 1, o sea, que la señal sea igual a la entrada o atenuada. Esto quiere decir que, si las resistencias tienen el mismo valor o  $R_4$  es menor que  $R_3$ , la señal de salida siempre será de mayor amplitud que la entrada.

### 2.3.6 Filtro electrónico

Un filtro electrónico es un elemento que discrimina un conjunto de frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de él, pudiendo modificar las características de la señal, como la amplitud y/o fase (Alexander y Sadiku, 2006, p. 637- 648). Los filtros se pueden utilizar para:

- Eliminar interferencias y ruido que se suman a una señal específica.
- Limitar el ancho de banda al rango útil del sistema.
- Eliminar altas frecuencias antes de realizar una conversión analógica a digital.

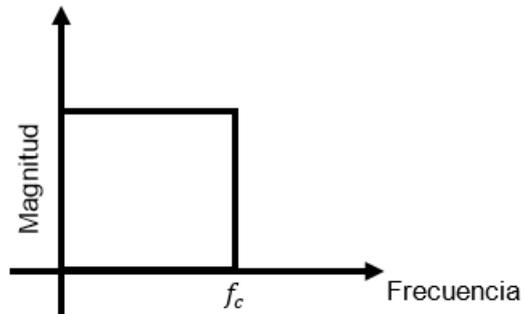
Existen distintos tipos de clasificación de filtros dependiendo de los requerimientos, por ejemplo, pueden ser:

#### a. Por su ganancia:

- Pasivos: Solamente atenúan la señal respecto a la banda de frecuencia configurada.
- Activos: Pueden presentar ganancia respecto a la entrada y también atenuar las frecuencias no deseadas.

**b. Por su respuesta en frecuencia:**

- i. **Filtro pasa bajas (LPF).** Se encarga de atenuar las altas frecuencias y dejar pasar las bajas frecuencias, en la Figura 2.16 se observa gráficamente lo antes mencionado.



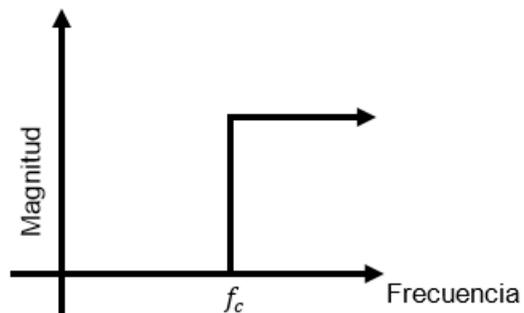
**Figura 2.16:** Filtro pasa bajas.

**Elaboración:** los autores.

Donde:

- $f_c$ : Frecuencia de corte

- ii. **Filtro pasa altas (HPF).** Al contrario del LPF, HPF se encarga de atenuar las bajas frecuencias y dejar pasar las altas frecuencias, en la Figura 2.17 se observa gráficamente lo antes mencionado.



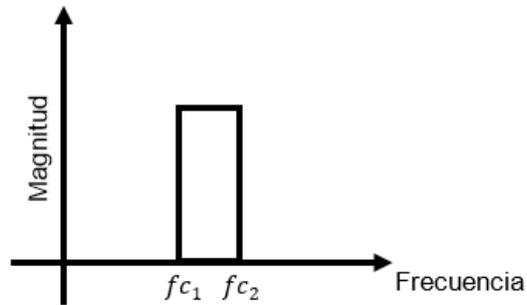
**Figura 2.17:** Filtro pasa altas.

**Elaboración:** los autores.

Donde:

- $f_c$ : Frecuencia de corte

iii. **Filtro pasa banda (BPF).** El BPF se encarga de atenuar las frecuencias que se encuentren fuera de  $f_{c_1}$  y  $f_{c_2}$ , y dejar pasar las demás frecuencias, en la Figura 2.18 se observa gráficamente lo antes mencionado..



**Figura 2.18:** Filtro pasa banda.

**Elaboración:** los autores.

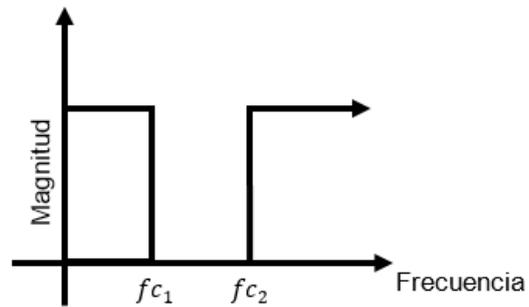
Donde:

- $f_{c_1}$ : Frecuencia de corte 1
- $f_{c_2}$ : Frecuencia de corte 2

iv. **Filtro rechaza banda.** A diferencia del BPS, este filtro se encarga de un conjunto de frecuencias y dejar pasar las demás frecuencias, en la Figura 2.19 se observa gráficamente lo antes mencionado.

**c. Por su método de diseño:**

- Filtro de Bessel.
- Filtro de Chebyshev I y filtro de Chebyshev II.
- Filtro de Butterworth.
- Filtro de Cauer (eplíptico).



**Figura 2.19:** Filtro rechaza banda

**Elaboración:** los autores

Donde:

- $f_{c_1}$ : Frecuencia de corte 1
- $f_{c_2}$ : Frecuencia de corte 2

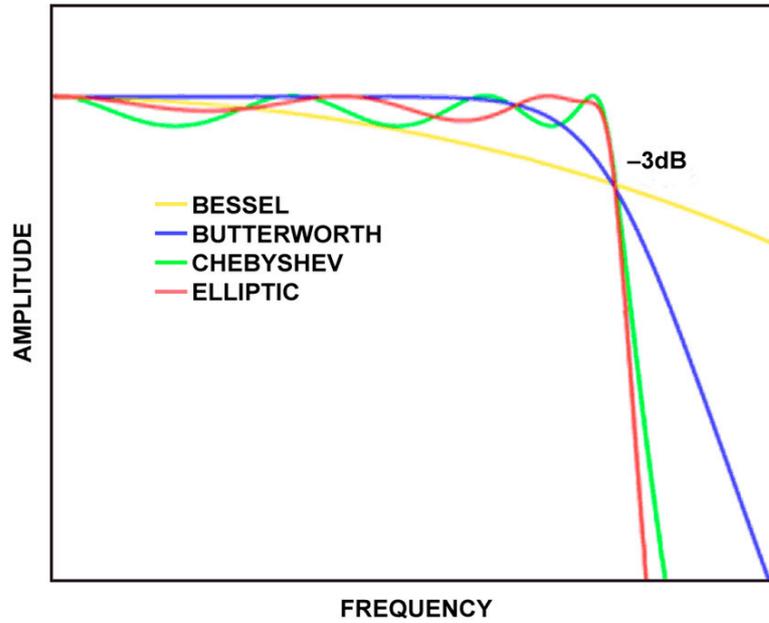
La función de transferencia de cualquier filtro puede ser modelada como se muestra en la ecuación (2.8).

$$H(s) = \frac{V_{outf}}{V_{inf}} \quad (2.8)$$

Donde:

- $Hf(s)$ : Función de transferencia
- $V_{outf}$ : Señal resultante luego de pasar por el filtro
- $V_{inf}$ : Señal de entrada, antes de ser filtrada

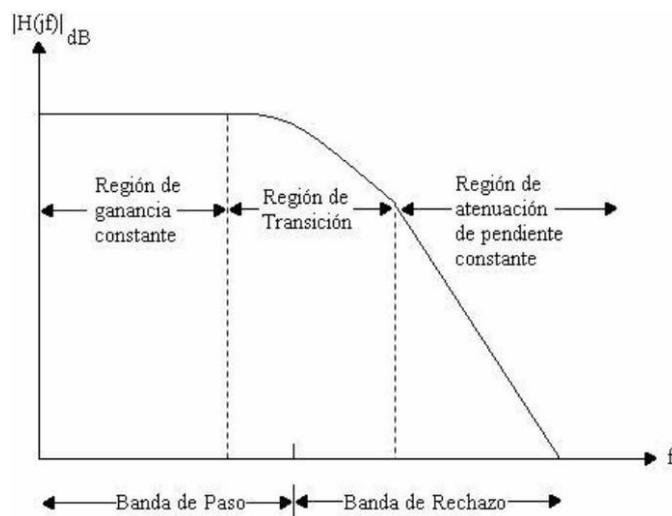
En la Figura 2.20, se muestra una comparación de la respuesta en frecuencia de los filtros según su metodología de diseño. Como se puede observar, el filtro de Butterworth es más lineal en la banda de paso y la banda de rechazo, esto quiere decir que no cuenta con rizado a diferencia de algunos filtros. Su respuesta en frecuencia se caracteriza por ser suave a todas las frecuencias, pero su banda de transición es más ancha, eso quiere decir que no es tan selectivo con respecto a los otros filtros.



**Figura 2.20:** Respuesta en frecuencia de los filtros pasa-baja según su diseño

**Fuente:** Analog Devices (sf)

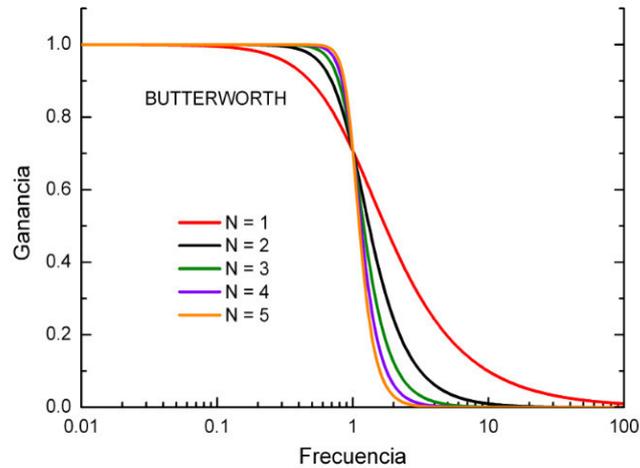
En la Figura 2.21 se especifica cual es la banda de paso, banda de transición y banda de rechazo en un filtro pasa-bajas donde se especifica el lugar que ocupa cada banda mencionada.



**Figura 2.21:** Regiones de la señal filtrada

**Fuente:** Quiroz (2007)

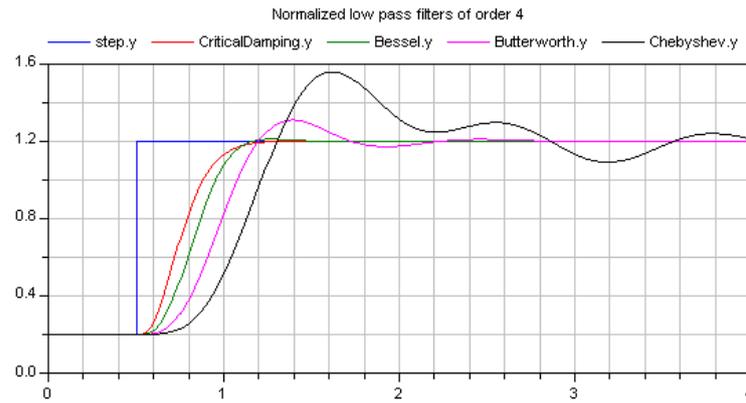
La selectividad de los filtros, en este caso del Butterworth, puede ser manejada dependiendo del orden del filtro (Cogollos, 2013, p. 63-69), a mayor orden del filtro, menor será la banda de transición, como se muestra en la Figura 2.22.



**Figura 2.22:** Filtro Butterworth de distintos órdenes

**Fuente:** cv3.sim.ucm.es

El filtro de Butterworth no produce rizado, tiene una respuesta en frecuencia suave en todo el espectro, produce la respuesta más plana hasta la frecuencia de corte y su respuesta al escalón no es tan subamortiguado como el filtro de Chebyshev ni tan sobreamortiguado como el filtro de Bessel (como se observa en la Figura 2.23), es por ello que se ha elegido en la configuración pasa-bajas para suavizar la forma de onda de la señal y eliminar las frecuencias fuera del rango de interés.



**Figura 2.23:** Respuesta al escalón (Chebyshev, Bessel y Butterworth)

**Fuente:** Modelica Blocs

Cabe resaltar, que en análisis matemático referente al filtro de tipo Butterworth será en la configuración pasa-bajas.

El filtro de Butterworth tiene su respuesta en frecuencia que puede ser modelada matemáticamente. La ecuación matemática que gobierna la respuesta en frecuencia del filtro de Butterworth pasa bajas se muestra en la ecuación (2.9) (Avendaño, 2007, p. 318).

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2\rho}} \quad (2.9)$$

Donde:

- $\omega$ : Frecuencia angular
- $\omega_c$ : Frecuencia de corte angular
- $\rho$ : Orden del filtro

La frecuencia de corte angular puede ser expresada matemáticamente como se muestra en la ecuación (2.10).

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (2.10)$$

Donde:

- $f_c$ : Frecuencia de corte

Entonces, normalizando la frecuencia de corte angular a  $1 \text{ rad/seg}$ , en la ecuación (2.11) se tiene que:

$$\omega_{c_n} = \frac{\omega_c}{1 \text{ rad/seg}} = \frac{2\pi fc}{1 \text{ rad/seg}} \quad (2.11)$$

Donde:

- $\omega_{c_n}$ : Frecuencia angular normalizada

La frecuencia de rechazo angular ( $\omega_r$ ) puede ser expresada matemáticamente como se muestra en la ecuación (2.12).

$$\omega_r = 2\pi fr \quad (2.12)$$

Donde:

- $fr$ : Frecuencia de rechazo

La frecuencia de rechazo angular normalizada ( $\omega_{r_n}$ ) se define como el cociente entre  $2\pi fr$  y  $\omega_{c_n}$ , como se muestra en la ecuación(2.13).

$$\omega_{r_n} = \frac{\omega_r}{\omega_{c_n}} = \frac{2\pi fr}{\omega_{c_n}} \quad (2.13)$$

Para hallar el orden del filtro que se diseñará, es necesario resolver el parámetro  $\rho$ , este parámetro puede ser hallado a partir de la ecuación de la respuesta en frecuencia del filtro de Butterworth e igualándola con la respuesta en amplitud en el dominio normalizado, como se muestra en la ecuación (2.14) y luego despejando la variable  $\rho$  como se muestra en la ecuación (2.15).

$$\frac{1}{1 + (\omega_{r_n})^{2\rho}} = 10^{\frac{-At}{10}} \quad (2.14)$$

$$\rho = \frac{\log(\omega_{r_n})}{\log\left(\frac{1}{10^{\frac{-At}{10}}} - 1\right)} \quad (2.15)$$

Donde:

- $At$ : Atenuación en decibelios (dB)

Partiendo de la ecuación (2.9), por fines prácticos , para hallar la magnitud en decibelios, se requiere aplicar el módulo al sistema con el fin de graficar la respuesta en frecuencia del filtro, al numerador se le llamará  $H_1$  y al denominador  $H_2$  como se muestra en la ecuación (2.16).

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2\rho}} = \frac{H_1}{H_2} \quad (2.16)$$

Entonces, tomando como referencia la ecuación (2.16), se obtiene el módulo del numerador (ecuación (2.17)) y el módulo del denominador (ecuación (2.18)).

$$|H_1(\omega)| = \sqrt{H_{re}(\omega)^2 + H_{img}(\omega)^2} \quad (2.17)$$

$$|H_2(\omega)| = \sqrt{H_{re}(\omega)^2 + H_{img}(\omega)^2} \quad (2.18)$$

Donde:

- $|H_1(\omega)|$ : Módulo del numerador
- $|(\omega)|$ : Módulo del denominador
- $H_{re}(\omega)$ : Parte real de la función  $H(\omega)$
- $H_{img}(\omega)$ : Parte imaginaria de la función  $H(\omega)$

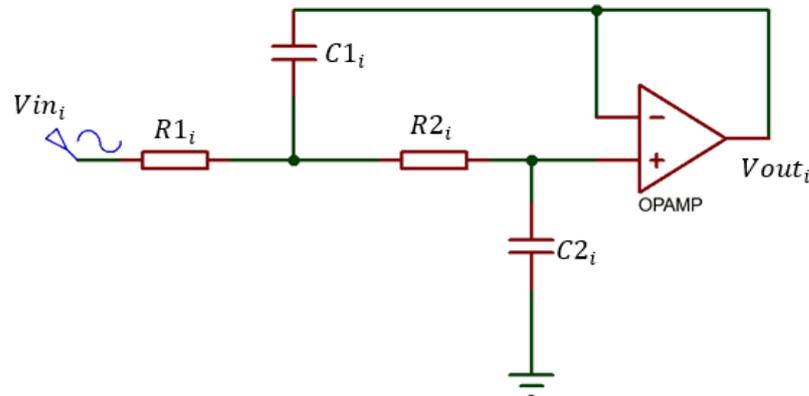
Por lo tanto, la magnitud del sistema se puede expresar como se muestra a continuación en la ecuación (2.19).

$$H_{dB}(\omega) = 20 \log(|H_1(\omega)|) - 20 \log(|H_2(\omega)|) \quad (2.19)$$

Donde:

- $H_{dB}(\omega)$ : Magnitud del sistema  $H(\omega)$

Para el diseño del filtro de Butterworth, se ha utilizado la topología de Sallen-Key pasa-bajas de segundo orden que se muestra en la Figura 2.24.



**Figura 2.24:** Célula de Sallen-Key pasa- bajas (Orden 2).

**Elaboración:** los autores.

Donde:

- $Vin_i$ : Señal de entrada al filtro
- $C1_i$ : Capacitor 1
- $R1_i$ : Resistor 1
- $C2_i$ : Capacitor 2
- $R2_i$ : Resistor 2
- $Vout_i$ : Señal de salida del filtro (señal filtrada)
- $i$ : Índice que indica el número de célula que se encuentra

Cabe resaltar que, si se conectan en serie las células de Sallen-Key de segundo orden, el orden del filtro va aumentando de dos en dos. Entonces, matemáticamente la función de transferencia total ( $H(s)$ ) para un filtro tipo Butterworth de topología Sallen-Key de orden par, puede ser definida como se muestra en la ecuación (2.20).

$$H(s) = \prod_{i=1}^{\frac{\rho}{2}} H_i(s), \quad \rho \geq 2 \wedge \rho \in \mathbb{Z} \wedge \rho \text{ es par} \quad (2.20)$$

Donde:

- $H_i(s)$ : Función de transferencia de orden 2 de la topología Sallen-Key
- $\rho$ : Orden del filtro

Y  $H_i(s)$  está definida como se muestra en la ecuación (2.21) (Alexander, 2006):

$$H_i(s) = \frac{V_{out_i}}{V_{in_i}} = \frac{1}{R_i^2 C_1 C_2} \frac{1}{s^2 + \frac{2}{R_i C_1} s + \frac{1}{R_i^2 C_1 C_2}} \quad (2.21)$$

Para continuar con el diseño del filtro y lograr llegar a los valores requeridos, en ocasiones resulta conveniente trabajar con valores de elementos de 1  $\Omega$ , 1 H o 1 F, y después transformar los valores a valores reales mediante el escalamiento, por ello, se utilizan los parámetros de escalamiento que se muestra en las ecuaciones (2.22) - (2.24).

$$R_{fin} = KmR \quad (2.22)$$

$$C_{fin} = \frac{C}{KmKf} \quad (2.23)$$

$$\omega_{fin} = Kf\omega \quad (2.24)$$

Donde:

- $R_{fin}$ : Valor de la impedancia final escalada del elemento resistivo
- $R$ : Impedancia del elemento resistivo
- $C_{fin}$ : Valor de la impedancia final del elemento capacitivo.
- $C$ : Impedancia del elemento capacitivo
- $Km$ : Factor de escalamiento en magnitud
- $Kf$ : Factor de escalamiento en frecuencia
- $\omega_{fin}$ : Frecuencia angular escalada
- $\omega$ : Frecuencia angular

La idea de utilizar los factores de escalamiento, es para lograr facilitar el dominio del análisis de circuitos utilizando valores convenientes (Alexander y Sadiku, 2006, p. 648-651).

### 2.3.7 Conversión analógica-digital (ADC)

Dada una señal analógica, en este caso un tono de voz, es necesario convertirla a un formato digital para que pueda ser procesado por un microcontrolador, computador, etc. Las principales consideraciones que se debe tener para realizar una digitalización adecuada, deben ser:

#### a. Frecuencia de muestreo ( $F_s$ )

Esta frecuencia de muestreo es el número de muestras por unidad de tiempo que se toman de una señal continua para producir una señal discreta. Como todas las frecuencias, generalmente se expresa en Hercios (Hz, ciclos por segundo).

Para lograr replicar la forma de onda de una señal pasa-bajas sin producir anomalías en la misma, es necesario que la frecuencia de muestreo sea superior al doble de la máxima frecuencia a muestrear, según el teorema de Nyquist, por lo tanto, en la ecuación (2.25) se muestra matemáticamente lo anterior mencionado.

$$F_s > 2F_{max} \quad (2.25)$$

Donde  $F_{max}$  es la frecuencia más alta contenida en la señal analógica pasa-bajas que se analizará, por lo tanto, en la ecuación (2.26) se dice que:

$$F_{max} = B_w \quad (2.26)$$

Donde:

- $B_w$ : ancho de banda de una señal pasa-baja

Entonces, se deduce en la ecuación (2.27) que:

$$F_s \geq 2B_w \quad (2.27)$$

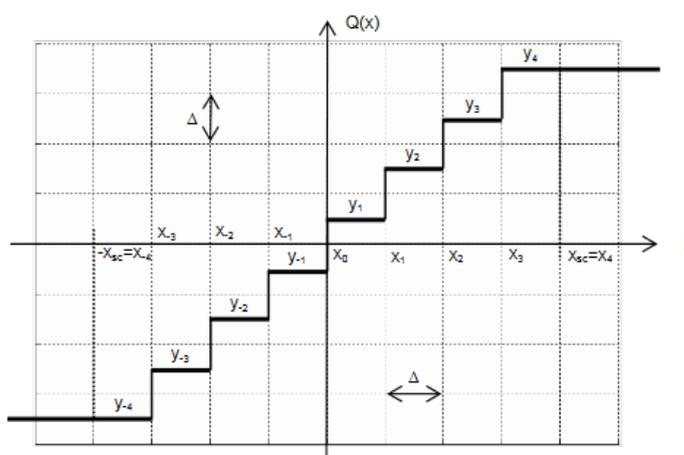
### b. Cuantificación de una señal.

Este proceso es posterior al proceso de muestreo, en este proceso se toman valores de amplitud de la señal analógica. El objetivo principal es cuantificar con bits dichos valores mediante niveles. Básicamente, lo que se hace es, convertir una sucesión de muestras de amplitud continua en una sucesión de muestras de valores discretos. Existen cuatro tipos de cuantificación:

- Cuantificación uniforme.
- Cuantificación no uniforme.
- Cuantificación logarítmica.
- Cuantificación vectorial.

La distancia entre dos niveles adyacentes del cuantificador, es llamado intervalo o rango de cuantificación ( $\Delta$ ). Cuando el valor es constante, se puede decir que el cuantificador es uniforme.

Un cuantificador uniforme es un sistema de salida no lineal con una característica entre la entrada ( $x$ ) y la salida ( $Q(x)$ ) como se muestra en la Figura 2.25.



**Figura 2.25:** Intervalos de cuantificación uniforme.

**Elaboración:** basada en Conversión analógica-digital de señales, UNPGC (s, f).

Donde:

- $X_{sc}$ : El valor de sobrecarga del cuantificador, se hace coincidir con el valor máximo de la señal
- $X_k$ : son los niveles de umbrales de decisión. El subíndice  $k$  toma los valores:  $0, \pm 1, \dots, \pm(L/2)$
- $Y_k$ : es el valor de representación, para este caso toma los valores de  $\pm 1, \pm 2, \dots, \pm(L/2)$ .

Normalmente, el número de niveles de salida del cuantificador ( $L$ ) es potencia de 2, esto se debe a que los niveles se van a direccionar con un número entero de bits. Es decir, si  $n_c$  es el número de bits del codificador, se cumple la ecuación (2.28). Habitualmente la mitad de los valores del cuantificador ( $L/2$ ) son positivos y la mitad son negativos.

$$L = 2^{n_c} \quad (2.28)$$

Donde:

- $L$ : Número de niveles
- $n_c$ : Número de bits del codificador

Por lo tanto, se puede decir que el rango de cuantificación se puede modelar matemáticamente como se muestra en la ecuación (2.29) (Proakis y Manolakis, 2007, p. 17-32):

$$\Delta = \frac{x_{sc(\max)} - x_{sc(\min)}}{L} = \frac{x_{sc(\max)} - x_{sc(\min)}}{2^{n_c}} \quad (2.29)$$

#### a. Error de cuantificación

Se indica que una muestra cuantificada es la aproximación de un voltaje continuo a un código binario de una cantidad de bits determinada, es por ello que el valor de las muestras cuantificadas  $\hat{x}[n]$  difiere del valor de voltaje de las muestras originales  $x[n]$ .

La diferencia previamente mencionada se le conoce como error de cuantificación y viene definido por la ecuación (2.30):

$$e[n] = \hat{x}[n] - x[n] \quad (2.30)$$

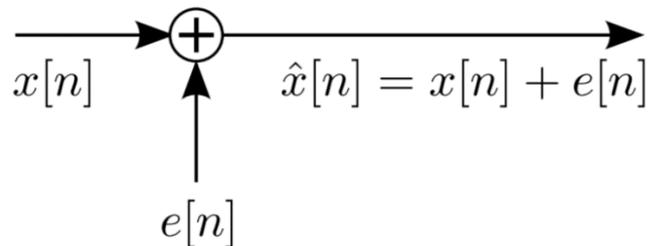
Donde:

- $e[n]$ : Error de cuantificación
- $\hat{x}[n]$ : Muestra cuantificada
- $x[n]$ : Muestra original

La cuantificación realiza una aproximación a la muestra más cercana, definiéndose el rango de error de cuantificación como se observa en la ecuación (2.31) (Proakis y Manolakis p. 17-32).

$$-\frac{\Delta}{2} < e[n] \leq \frac{\Delta}{2} \quad (2.31)$$

En la Figura 2.26, se observa un diagrama donde se representa el error de cuantificación.



**Figura 2.26:** Diagrama de bloques de la suma del error de cuantificación a la señal discreta.

**Elaboración:** los autores.

#### **b. Relación señal a ruido por cuantificación (SQNR).**

Para definir la SQNR de la señal de voz, dado que la señal de voz varía en muchos niveles, se suponen las siguientes propiedades estadísticas como válidas:

1. La distribución del error  $e[n]$  es uniforme en el intervalo  $(-\Delta/2, \Delta/2]$ .
2. La secuencia del error  $e[n]$  no está correlacionada con  $x[n]$ .
3. El error  $e[i]$  y el error  $e[j]$  están no correlacionados entre sí para  $i \neq j$ , donde  $i, j \in N$ , por lo que la secuencia  $e[n]$  se puede considerar una secuencia de ruido blanco.
4. La secuencia  $e[n]$  es estacionaria y tiene media cero.

La SQNR de un cuantificador de  $n_c$  bits sirve para analizar el efecto del ruido por cuantificación de la señal, este se puede expresar en escala logarítmica como se define en la ecuación (2.32) (Proakis y Manolakis, 2007, p. 31):

$$SQNR = 10 \log_{10} \left( \frac{P_x}{P_e} \right) \quad (2.32)$$

Donde:

- $SQNR$ : Relación de señal a ruido por cuantificación
- $P_x$ : Potencia de la señal de entrada
- $P_e$ : Potencia del ruido de cuantificación

Estas suposiciones solo se mantienen si el tamaño del escalón de cuantificación es pequeño en relación a la señal original.

### c. Potencia del ruido de cuantificación.

Se considera que el error de cuantificación se mantiene uniforme dentro del rango de  $-\Delta/2$  hasta  $\Delta/2$ , por lo tanto el valor medio es cero y su función de densidad  $p(e)$  se define en la ecuación (2.33):

$$p(e) = \frac{1}{\Delta} \quad (2.33)$$

Donde:

- $p(e)$ : Función de densidad del ruido de cuantificación

La potencia del ruido  $P_e$  es igual al cuadrado del valor eficaz o varianza como se observa en la ecuación (2.34) (Proakis y Manolakis, 2007, p.290).

$$P_e = \sigma_e^2 = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 p(e) de = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 de = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\Delta^3}{12} \right) = \frac{\Delta^2}{12} \quad (2.34)$$

Donde:

- $\sigma_e^2$ : Varianza del ruido de cuantificación

Reemplazando el valor del voltaje correspondiente a  $\Delta$  en  $P_x$  tenemos la ecuación (2.35):

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{12} \left( \frac{x_{sc(max)} - x_{sc(min)}}{2^{n_c}} \right)^2 \quad (2.35)$$

Reemplazando la ecuación (2.35) en la ecuación (2.32) de relación señal a ruido de un cuantificador de  $n_c$  bits, en las ecuaciones (2.36)-(2.42) se tiene que:

$$SQNR = 10 \log_{10} \left( \frac{P_x}{P_e} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \right) \quad (2.36)$$

$$SQNR = 10 \log_{10} \left( \frac{12 \cdot 2^{2n_c} \cdot \sigma_x^2}{(x_{sc(max)} - x_{sc(min)})^2} \right) \quad (2.37)$$

$$SQNR = 10 \log_{10}(12) + 20n_c \log_{10}(2) + 20 \log_{10} \left( \frac{\sigma_x}{x_{sc(max)} - x_{sc(min)}} \right) \quad (2.38)$$

$$SQNR = 6.02n_c + 10.8 - 20\log_{10}\left(\frac{x_{sc(\max)} - x_{sc(\min)}}{\sigma_x}\right) \quad (2.39)$$

Donde:

- $\sigma_x$ : Valor RMS de la señal
- $x_{sc(\max)} - x_{sc(\min)}$ : Parámetros fijos del cuantificador

Dado que la señal  $x[n]$  pertenece a un tono de voz, esta señal se puede modelar como una señal gaussiana, por lo que es necesario ajustar la amplitud de la señal de manera que se cumpla la ecuación (2.40).

$$\sigma_x = \frac{x_{sc(\max)} - x_{sc(\min)}}{8} \quad (2.40)$$

La SQNR para un cuantificador de  $n_c$  bits quedó como se observa en la ecuación (2.28).

$$SQNR \approx 6n_c - 7.26 \text{ dB} \quad (2.41)$$

Por lo tanto, puede generalizar la cantidad de  $n_c$  bits necesarios respecto a una SQNR con la ecuación (2.42).

$$n_c \approx \frac{SQNR + 7.26 \text{ dB}}{6} \quad (2.42)$$

En procesamiento de audio se manejan los estándares definidos en la Tabla 2.5.

**Tabla 2.5:** Calidades de audio

<b>Calidad de Audio</b>	<b>SNR</b>
Hi-Fi	80 dB
Equipos de música de gama media	60 dB
Ruido se aprecia	40 dB
Teléfono	20 dB
Dificultad para entender voz	<10 dB

**Fuente:** Ángel de la Torre. Complemento de procesado de señales y comunicaciones

De la Tabla 2.5, se puede definir que una SNR de 60 dB o mayor es necesaria para mantener una buena calidad de audio y de esta manera poder realizar un correcto procesamiento para la detección de la frecuencia fundamental. Es por ello que con una cuantificación de 8 bits se puede cumplir con el requerimiento necesario.

#### **d. Configuración del ADC en el microcontrolador AVR**

Para el desarrollo del equipo, se utilizó el Atmega328p debido a su fácil adquisición, su bajo costo y un rendimiento aceptable. Este microcontrolador será el encargado, principalmente de realizar la conversión analógica-digital (ADC) y la detección de la frecuencia fundamental.

Según la hoja de datos técnica del microcontrolador Atmega 328P, el ADC pueda realizar correctamente su funcionamiento siempre y cuando, la señal de entrada esté por encima de 0 voltios continuos y por debajo de 5 voltios continuos.

Para lograr una frecuencia de muestreo constante, se necesitará un mecanismo de interrupciones, este mecanismo es muy potente y valioso en procesadores y autómatas. Este mecanismo permite asociar una función a la ocurrencia de un determinado evento y la función de callback asociada, se denomina ISR (Interruption Service Routine).

Cuando ocurre un evento el procesador “sale” inmediatamente del flujo normal del programa y ejecuta la función ISR asociada ignorando por completo cualquier otra tarea (por eso se llama interrupción). Al finalizar la función ISR asociada, el procesador vuelve al flujo principal, en el mismo punto donde había sido interrumpido. La función ISR por definición, tiene que ser una función que no recibe, ni devuelve algún dato.

Dos ISR no pueden ejecutarse de forma simultánea. En caso de dispararse otra interrupción se ejecuta una ISR, la función ISR se ejecuta una a continuación de otra. Al diseñar una ISR se debe mantener como objetivo que tenga el menor tiempo de ejecución posible, dado que mientras se esté ejecutando el bucle principal, todo el resto de funciones se encuentran detenidas.

La  $F_s$  a la que trabajará el ADC se rige por la ecuación (2.43).

$$F_s = \frac{(F_{cristal})}{(Ciclos\ por\ conversi3n)(Prescaler)} \quad (2.43)$$

Donde:

- $F_{cristal}$ : Frecuencia de Oscilaci3n del cristal utilizado
- *Ciclos por conversi3n*: Ciclos de reloj que demora el ADC en realizar una conversi3n
- *Prescaler*: Divisor de frecuencia programable

Es necesario abordar la configuraci3n de algunos registros para configurar en el microcontrolador la  $F_s$  calculada. En la Figura 2.27 y en la Figura 2.28 se mencionan los registros necesarios para configurar la  $F_s$ .

- ADMUX (Figura 2.27)

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x7C)	REFS1	REFS0	ADLAR	–	MUX3	MUX2	MUX1	MUX0	ADMUX
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

**Figura 2.27:** Registro ADMUX

**Fuente:** hoja técnica Atmega328p

- Los bits 7 y 6 son para elegir que la tensión de referencia del cual dependerá la resolución del ADC.
- El bit 5 es para elegir la justificación de los bits con el que cuenta el ADC.
- El bit 4 no se utilizan.
- Del bit 3 al 0 son para elegir entre las 6 entradas analógicas con las que cuenta el Atmega 328p.

- ADCSRA (Figura 2.28)

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x7A)	ADEN	ADSC	ADATE	ADIF	ADIE	ADPS2	ADPS1	ADPS0	ADCSRA
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

**Figura 2.28:** Registro ADCSRA

**Fuente:** hoja técnica Atmega328p

- El bit 7 es para activar (1) o desactivar (0) el ADC del microcontrolador.
- El bit 6 se necesita cambiar su estado para iniciar la conversión analógica-digital y se regresa a su estado anterior automáticamente cuando la conversión fue culminada.
- El bit 5 al ser activado (1), habilita la opción de activación automática del ADC dependiendo de alguna señal elegida en el registro ADCSRB.

- El bit 4 detecta cuando se ha producido una interrupción debido a la culminación de la conversión analógica-digital del microcontrolador.
- El bit 3 es utilizado para habilitar la interrupción cuando la conversión analógica-digital del microcontrolador culmine.
- Los bits del 2 al 1 son para elegir el prescaler que se va a utilizar para obtener la frecuencia de trabajo.

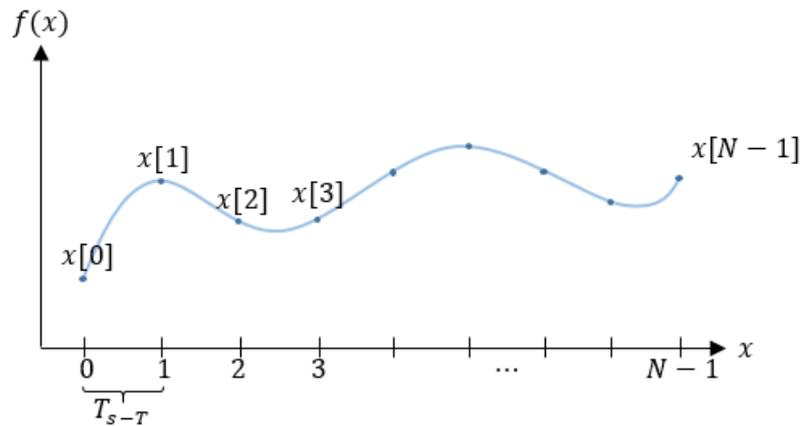
Existen 2 registros más, referentes al ADC, como el registro ADCSRB y DIDR0. Estos registros no serán editados debido a que no se requiere cambiar ninguna configuración que estos brindan.

### **2.3.8 Detección de la frecuencia fundamental**

Para la detección de la frecuencia fundamental, se aplican técnicas de procesamiento digital de señales (PDS). Se le conoce como PDS al proceso de manipulación de una señal en el dominio discreto para mejorar o alterar dicha señal en referencia directa a ciertas características específicas.

Una de las características de la señal es la frecuencia, la cual es una magnitud que mide el número de repeticiones por unidad de tiempo de cualquier fenómeno o suceso periódico. Para calcular la frecuencia de un suceso, se contabilizan un número de ocurrencias de este, teniendo en cuenta un intervalo temporal, luego estas repeticiones se dividen por el tiempo transcurrido.

La representación de la una señal en el dominio del tiempo sirve para denotarla como amplitudes que van variando con cada unidad temporal que se haya definido para su registro u observación, analizar las señales en este dominio nos permite determinar características importantes como el período fundamental, los cruces por cero y los cambios de pendiente, en la Figura 2.29 se puede ver una forma de onda en el tiempo discreto.



**Figura 2.29:** Señal en el tiempo Discreto

**Elaboración:** los autores

Para el análisis en el dominio del tiempo, se determina el periodo de muestreo como el inverso de la frecuencia de muestreo, matemáticamente esto se puede definir como se observa en la ecuación (2.44).

$$T_s = \frac{1}{F_s} \quad (2.44)$$

Donde:

- $T_s$ : Periodo de muestreo
- $F_s$ : Frecuencia de muestreo

A continuación, se explicarán las técnicas que se utilizaron para lograr detectar la frecuencia fundamental de un tono.

### a. Periodo fundamental

El período fundamental de una señal discreta periódica se define como la característica de la forma de onda para repetirse después de haber cumplido un ciclo, es decir, para el período fundamental se define la ecuación (2.45).

$$x[n] = x[n + cT_0], \quad \forall c \in \mathbb{N} \quad (2.45)$$

Donde:

- $x[n]$ : Señal en el tiempo discreto

- $n$ : Variable de tiempo discreto
- $T_o$ : Período fundamental
- $c$ : Factor de periodicidad

Para el desarrollo del equipo, se ha usado un método de detección de período fundamental basado en el conteo de muestras con un período de corta duración, definiendo las características de similitud de pendiente al momento en que la señal realiza un cruce por cero.

### b. Función pendiente

Se define a la pendiente de una señal como la derivada de la función respecto al tiempo. Ésta característica nos brinda información sobre la tasa de cambio de magnitud de la señal y la orientación de la misma en un determinado punto, se define en la ecuación (2.46).

$$PEN(x[n]) = x[n] - x[n - 1] \quad (2.46)$$

Donde:

- $PEN$ : Función pendiente

### c. Función de cruce por cero

Se define el cruce por cero de una señal como el momento en que esta cambia de signo, si la señal cruza por cero de forma ascendente, la función tendrá un valor positivo, si cruza de forma descendente, esta tendrá un valor negativo, para cualquier otro caso el resultado será cero. Esta característica se puede definir matemáticamente a través de la ecuación (2.47).

$$ZC(x[n]) = \frac{1}{2} \{sgn(x[n]) - sgn(x[n - 1])\} \quad (2.47)$$

Donde:

- $ZC$ : Función de cruce por cero

Donde la función  $sgn(x[n])$  viene definida en la ecuación (2.48) como:

$$sgn(x[n]) = \begin{cases} 1 & x[n] \geq 0 \\ -1 & x[n] < 0 \end{cases} \quad (2.48)$$

#### d. Punto de pendiente máxima

El inicio de un ciclo de la señal periódica, se tomará como evento de inicio del primer cruce por cero con la pendiente más alta. Para determinar dicho punto se toma una cantidad limitada de muestras y se analizan en toda su extensión con el fin de encontrar el punto  $n_1$  que cumpla con la ecuación (2.49).

$$PEN(x[n_1]) > PEN(x[n]), \quad \forall n \neq n_1 \quad (2.49)$$

Donde:

- $PEN$ : Función de pendiente máxima
- $n_1$ : Punto de cruce por cero con mayor pendiente

#### e. Función similitud

Dado el punto  $n_1$  previamente definido como el primer punto de la función  $x[n]$  donde el cruce por cero tiene la pendiente más alta de la muestra, se define la similitud a  $n_1$  en la ecuación (2.50).

$$SIM(x[n], n_1) = \begin{cases} 1, & ZC(x[n]) \geq 0 \wedge PEN(x[n]) = PEN(x[n_1]) \\ 0, & \text{Cualquier otro caso} \end{cases} \quad (2.50)$$

Dada la función similitud se toma el primer valor de  $n_2 > n_1$  que cumple con la ecuación (2.51).

$$SIM(x[n_2], n_1) = 1 \quad (2.51)$$

Para determinar el período fundamental, este se puede definir como la sumatoria de los cortos períodos de duración entre cada muestra  $T_s$ , desde el primer punto  $n_1$  correspondiente al primer

cruce por cero de mayor pendiente, hasta el siguiente punto  $n_2$  con similitud a  $n_1$ . Matemáticamente se puede escribir como se muestra en la ecuación (2.52).

$$T_0 = (n_2 - n_1) T_s \quad (2.52)$$

La frecuencia fundamental detectada en el dominio del tiempo, utilizando el método de cruce por ceros y pendientes vendría a ser definida como se muestra en la ecuación (2.53).

$$F_0 = \frac{1}{T_0} \quad (2.53)$$

Donde:

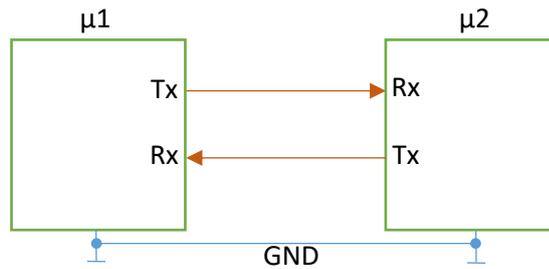
- $F_0$ : Frecuencia fundamental
- $T_0$ : Período fundamental

### **2.3.9 Comunicación serial del Atmega 328p**

La comunicación serial es la transmisión de un bit de información a un ritmo establecido entre un transmisor y un receptor, este tipo de comunicación se usa comúnmente para transmitir información entre microcontroladores, tomando el 0 V como cero lógico y el 5 V como un uno lógico.

La parte física encargada de la transmisión serial en el ATMEGA 328p es el USART (Universal Synchronous Receiver And Transmitter) que puede trabajar en modo síncrono o asíncrono.

Para el presente trabajo de investigación, se usó la comunicación asíncrona, en la cual se define previamente la tasa de baudios o baud rate en la que trabajarán los microcontroladores con una conexión física establecida entre los pines de transmisión y recepción como se observa en la Figura 2.30.



**Figura 2.30:** Comunicación Serial Asíncrona

**Elaboración:** los autores

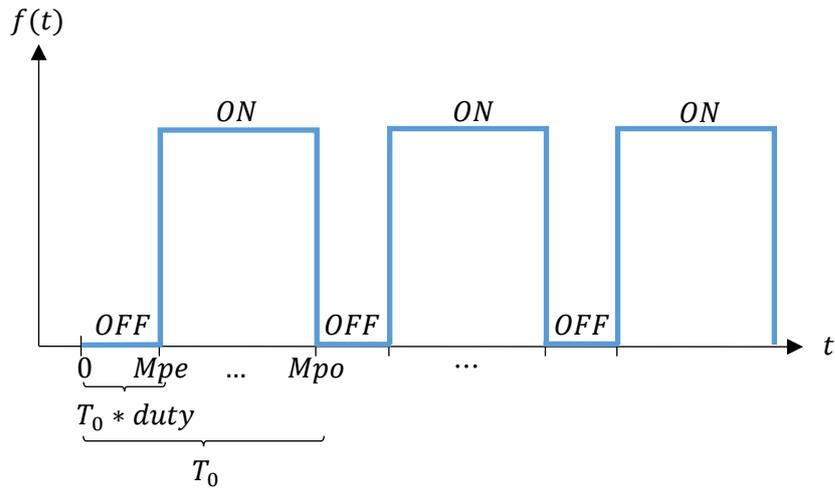
Donde:

- $\mu 1$ : Microcontrolador 1
- $\mu 2$ : Microcontrolador 2
- Tx: Pin de transmisión de comunicación serial
- Rx: Pin de recepción de comunicación serial
- GND: Tierra

### 2.3.10 Pulsos de control

Una vez encontrada la frecuencia fundamental es necesario generar una señal de control para poder activar el sistema de iluminación del led de potencia. Los pines de salida digitales pueden tomar los valores de HIGH, generando  $5\text{ V}$  y LOW reduciendo el voltaje a  $0\text{ V}$ . Dadas las características de la señal de salida, se diseñará el pulso de control similar a un PWM, pero con un duty ciclo fijo y con el mismo período de duración que el período fundamental de la señal de entrada calculado en el primer microcontrolador.

Como el circuito de potencia se activa cuando el voltaje generado en el pin digital es  $0\text{ V}$ , como se verá en la etapa de potencia, la señal de control se representa como se muestra en la Figura 2.31.



**Figura 2.31:** Pulsos de control

**Elaboración:** los autores

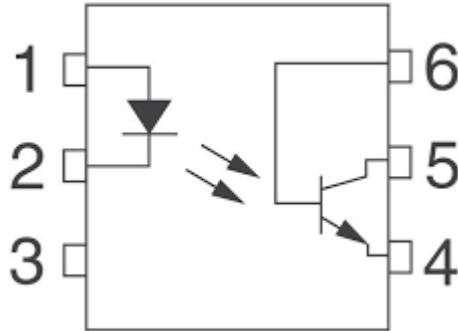
Donde:

- $M_{pe}$ : Muestras discretas del período de encendido del LED
- $M_{po}$ : Muestras discretas del período fundamental
- $duty$ : Razón de ciclo de trabajo constante
- $T_0$ : Período fundamental del tono de voz generado en la entrada

### 2.3.11 Optoacoplador

El optoacoplador es también llamado optoaislador o aislador acoplado ópticamente, es un dispositivo de emisión y recepción que funciona como un interruptor activado mediante la luz emitida por un diodo LED que satura al componente optoelectrónico, normalmente en forma de fototransistor (Figura 2.32) o fototriac. De este modo se combinan en un solo dispositivo semiconductor, un fotoemisor y un fotoreceptor cuya conexión entre ambos es óptica.

El optoacoplador con salida a transistor obedece a las leyes que rigen al transistor bipolar que será explicado más adelante.

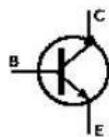


**Figura 2.32:** Optoacoplador con salida a transistor

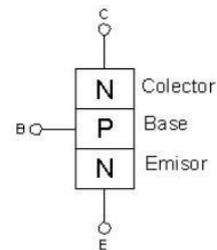
**Fuente:** hoja técnica 4N38

### 2.3.12 Transistor Bipolar (BJT)

El transistor bipolar es un dispositivo de tres terminales: emisor, colector y base. Dependiendo de su fabricación puede ser de dos tipos: NPN o PNP. En la Figura 2.33 se muestran su simbología circuital y su estructura. La forma de distinguir un transistor de tipo NPN y PNP es observando la flecha del terminal de emisor. En un NPN ésta flecha apunta hacia afuera del transistor, en cambio, en un PNP la flecha apunta hacia dentro. Además, en funcionamiento normal, dicha flecha indica el sentido de la corriente que circula por el emisor del transistor.



a)

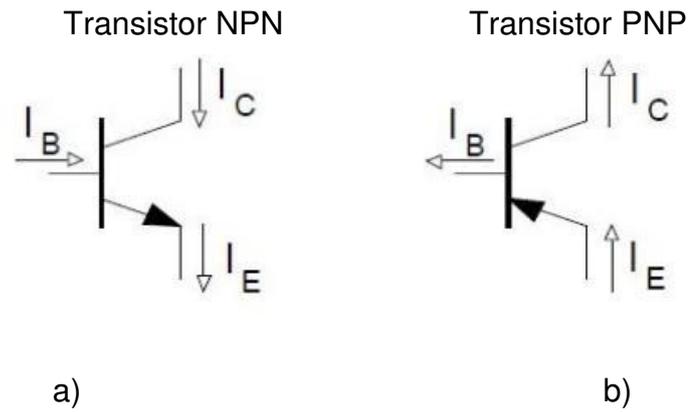


b)

**Figura 2.33:** a) Transistor NPN, b) Estructura de un transistor NPN

**Fuente:** hoja técnica 2N2222

Se definen una serie de corrientes y tensiones en el transistor, como las que aparecen en la Figura 2.34 y en la Figura 2.35 respectivamente.

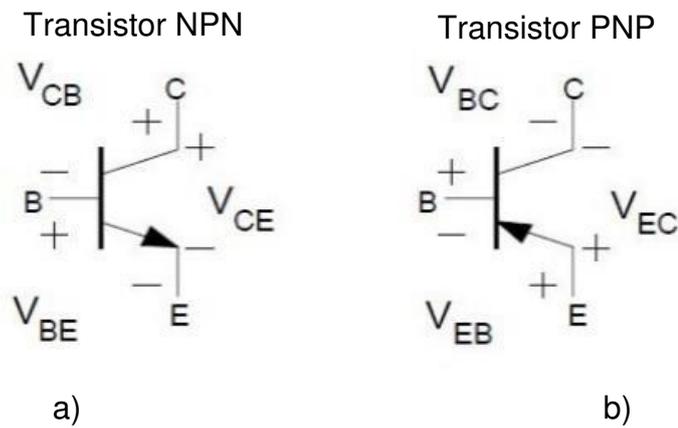


**Figura 2.34:** a) Corrientes en el transistor NPN, b) Corrientes en el transistor PNP

**Fuente:** TecnologiaArea

Donde:

- $I_B$ : Corriente de base
- $I_C$ : Corriente de colector
- $I_E$ : Corriente de emisor



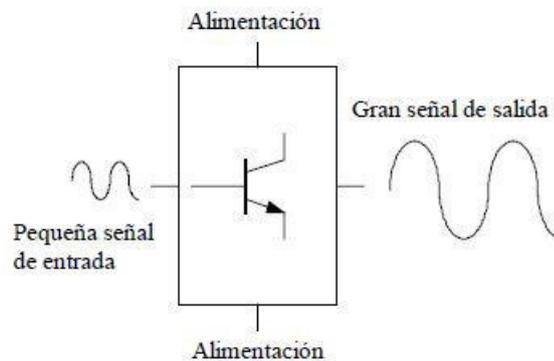
**Figura 2.35:** a) Tensión en el transistor NPN, b) Tensión en el transistor PNP

**Fuente:** TecnologiaArea

Donde:

- $V_{CB}$ : Voltaje colector-base
- $V_{BE}$ : Voltaje base-emisor
- $V_{CE}$ : Voltaje colector-emisor
- $V_{BC}$ : Voltaje base- colector
- $V_{EB}$ : Voltaje emisor- base
- $V_{EC}$ : Voltaje emisor- colector

El transistor bipolar es un dispositivo que puede controlar una gran potencia a partir de una pequeña potencia. En la Figura 2.36 se puede ver un ejemplo cualitativo del funcionamiento del mismo. Entre los terminales de colector (C) y emisor (E) se aplica la potencia a regular, y en el terminal base (B) se aplica la señal de control. Con pequeñas variaciones de corriente a través del terminal de base, se consiguen grandes variaciones a través de los terminales de colector y emisor. Si se coloca una resistencia se puede convertir esta variación de corriente en variaciones de tensión según sea necesario.



**Figura 2.36:** Ejemplo de funcionamiento de transistor NPN

**Elaboración:** IES Antonio Glez Glez

En la Figura 2.37, se muestran las tres regiones de funcionamiento de un transistor BJT.

	<b>CORTE</b>	<b>ACTIVA</b>	<b>SATURACIÓN</b>
$V_{CE}$	$V_{CE} = V$	$V < V_{CE} < V$	$V_{CE} \approx 0$
$I_C$	$I_C \approx I_E = 0$	$I_C \approx \beta \times I_B$ $I_E \approx I_C$	$I_E \approx I_C$
$I_B (I_B \ll I_C)$	$I_B \approx 0$	$I_B > 0$	$I_B = MAX$
<b>COMPORTAMIENTO</b>	No conduce (Circuito abierto)	Conduce parcialmente	Conduce (Circuito cerrado)

**Figura 2.37:** Estados del transistor

**Elaboración:** los autores

Donde:

- $\beta$ : Ganancia de corriente (dato de fabricante)
- $\alpha$ : Eficiencia

A continuación, se explican las regiones de operación del transistor BJT:

- **Región de corte:** Un transistor está en corte cuando la corriente de colector es igual a la corriente de emisor y esta, es igual a cero ( $I_C=I_E=0$ ). En este caso el voltaje entre colector y emisor del transistor es el voltaje de alimentación del circuito. Como no hay corriente circulando, no hay caída de voltaje. Este caso normalmente se presenta cuando la corriente de base ( $I_B$ ) es igual a cero ( $I_B=0$ ).
- **Región de saturación:** Un transistor está saturado cuando la corriente de colector es igual a la corriente de emisor y la corriente que circula por estos es máxima ( $I_C=I_E=I_{MAX}$ ). En este caso, la magnitud de la corriente depende del voltaje de alimentación del circuito y de los resistores conectados en el colector o el emisor o en ambos. Normalmente este caso se

presenta cuando la corriente de base es mayor o igual al cociente entre la corriente de colector y  $\beta$ .

- **Región activa:** Cuando un transistor no está en ninguna de las anteriores regiones, está en una región intermedia, la región activa. En esta región la corriente de colector depende principalmente de la corriente de base, de  $\beta$  y de las resistencias que hayan conectadas en el colector y emisor. Esta región es la más importante si se desea utilizar el transistor como amplificador.

En un transistor los aspectos más interesantes para su análisis y uso es el conocer las relaciones existentes entre sus tres corrientes ( $I_E$ ,  $I_B$  e  $I_C$ ). En la ecuación (2.54) se tiene la primera relación (Alexander, 2006). Otras relaciones se pueden obtener definiendo una serie de parámetros dependientes de la estructura del propio transistor.

$$I_E = I_C + I_B \quad (2.54)$$

En la ecuación (2.55) y en la ecuación (2.56), se definirán los parámetros  $\alpha$  y  $\beta$  (de continua) como relación existente entre las corrientes de colector y la de emisor, o la de emisor y la de base (Alexander, 2006).

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad (2.55)$$

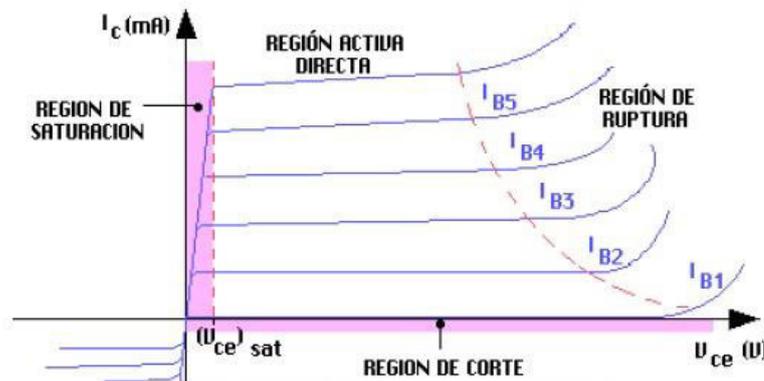
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (2.56)$$

Es posible relacionar la ecuación (2.55) y (2.56) como se muestra en la ecuación (2.57).

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{I_C}{I_E \left(1 - \frac{I_C}{I_E}\right)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (2.57)$$

En general, el parámetro  $\alpha$  será muy próximo a la unidad (la corriente de emisor será similar a la corriente de colector) y el parámetro  $\beta$  tendrá un valor elevado (normalmente mayor a 100).

En la Figura 2.38, se muestra gráficamente las tres regiones de funcionamiento del transistor BJT.



**Figura 2.38:** Regiones de funcionamiento

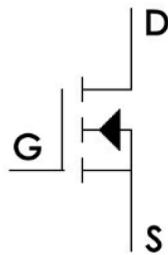
**Elaboración:** Profesormolina

### 2.3.13 Transistor Mosfet

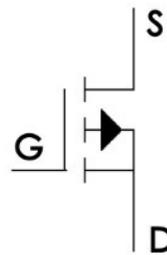
El transistor Mosfet es un transistor utilizado para amplificar o conmutar señales electrónicas. Es el transistor más utilizado en la industria microelectrónica, ya sea en circuitos analógicos o digitales, aunque el transistor de unión bipolar fue mucho más popular en otro tiempo.

El Mosfet es un dispositivo de cuatro terminales llamados fuente (S, Source), drenador (D, Drain), puerta (G, Gate) y sustrato (B, Bulk). Sin embargo, el sustrato generalmente está conectado al terminal de fuente y por este motivo se pueden encontrar dispositivos Mosfet de tres terminales, éstos pueden ser de canal N o de canal P como se muestra en la Figura 2.39.

MOSFET Canal N



MOSFET Canal P



**Figura 2.39:** Tipos de canal del Mosfet

**Elaboración:** los autores

Regiones de operación del transistor MOSFET:

- **Región de corte:** El transistor estará en región de corte, cuando el Voltaje gate-source ( $V_{GS}$ ) es menor al Voltaje de mantenimiento ( $V_T$ ). En estas condiciones el transistor MOSFET, equivale eléctricamente a un circuito abierto, entre los terminales Drenador-Surtidor. De acuerdo con el modelo básico del transistor, en esta región, el dispositivo se encuentra apagado. No hay conducción entre Drenador y Surtidor, de modo que el MOSFET se comporta como un interruptor abierto.
- **Región óhmica:** Cuando un MOSFET está polarizado en la región óhmica cuando el  $V_{GS}$  es mayor al  $V_T$  y el  $V_{DS}$  es menor al  $V_{GS}$ , cuando se cumplen estas condiciones el transistor se comporta como una resistencia variable controlada por voltaje cuyo valor resistivo está determinado por la tensión de la puerta,  $V_{GS}$ .
- **Región de saturación:** El transistor MOSFET se encuentra en saturación cuando el  $V_{GS}$  es mayor al  $V_T$  y  $V_{DS}$  es mayor que la diferencia entre  $V_{GS}$  y  $V_T$  en ese momento la corriente es constante y está conectado completamente. El  $I_{DS}$  actual es el máximo ya que el transistor actúa como un circuito cerrado.

Se define la Tabla 2.6 con los parámetros más importantes de la investigación como se observa a continuación.

**Tabla 2.6:** Tabla de parámetros

<b>Variable</b>	<b>Etapas/sub-etapas</b>	<b>Definición</b>
$V_{in}$ :	Acondicionamiento/Offset de la señal	Voltaje de entrada
$V_{out}$ :	Acondicionamiento/Offset de la señal	Voltaje de salida
$A_v$ :	Acondicionamiento/Amplificación	Ganancia
$f_c$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Frecuencia de corte
$\omega_{c_n}$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Frecuencia de corte angular, normalizada.
$\rho$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Orden del filtro
$f_r$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Frecuencia de rechazo
$\omega_{r_n}$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Frecuencia de rechazo angular, normalizada
$A_t$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Atenuación
$B_w$	Lógica/ADC	Ancho de banda
$F_s$ :	Lógica/ADC	Frecuencia de muestreo
$\Delta$	Lógica/ADC	Rango de cuantización
$L$	Lógica/ADC	Número de niveles
$n_c$ :	Lógica/ADC	Número de bits
$P_e$	Lógica/ADC	Potencia del ruido de cuantización
$SQNR$	Lógica/ADC	Relación señal a ruido de cuantización
$T_s$ :	Lógica/Detección de la FF.	Periodo de muestreo.
$F_s$ :	Lógica/Detección de la FF.	Frecuencia de muestreo
Duty	Lógica/Pulsos de control	Ancho de pulso
$\alpha$ :	Potencia/Driver	Eficiencia
$\beta$	Potencia/Driver	Ganancia de corriente

**Elaboración:** los autores.

## **CAPÍTULO III METODOLOGÍA**

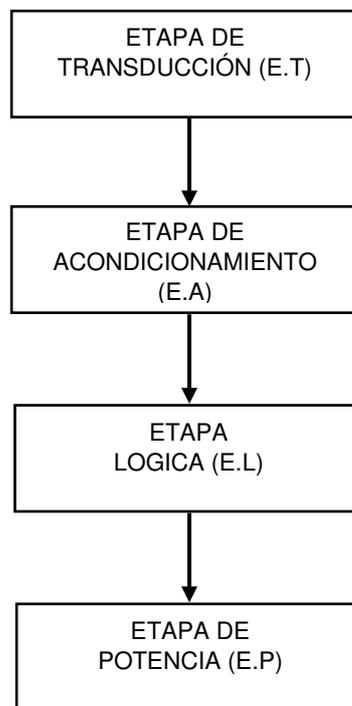
### **3.1 MATERIALES Y COMPONENTES**

Para el desarrollo de la presente tesis, se utilizaron los siguientes materiales:

- Osciloscopio
- Multímetro
- Fuente de alimentación
- Computador
- Condensadores
- Resistencias
- OpAmp LM358N
- Optoacoplador 4N38
- Transistor 2N2222 y 2N2904
- Transistor IRFZ48N
- AVR Atmega328p (Anexo B)
- LED de alta luminancia (Phlatlight)
- Micrófono de contacto
- Cámara endoscópica
- Endoscopio
- Endocupla
- Fibra óptica
- Cable AWG 10
- Coolers
- Papel aluminio
- Disipadores
- Separadores de placa
- Cristales
- Diodos
- Pedal
- Pantalla LCD 128x64
- Switch
- Salida de luz formato WOLF
- Encoder
- Botón de encendido
- Fusibles

### 3.2 MÉTODOS

Tomando como guía los objetivos de la presente tesis y para llegar a concluir de forma satisfactoria, se desarrollaron las distintas etapas de forma ordenada, empezando con la etapa transducción, luego el acondicionamiento de la señal de entrada, para después seguir con etapa lógica y finalmente concluir con la etapa de potencia, esto con el fin de lograr de el buen funcionamiento del equipo. En la Figura 3.1 se puede observar las etapas en las que se divide el equipo. Cabe resaltar que la Figura 3.1 solamente señala de manera general el orden en el que se desarrollaron las etapas para llevar a cabo la presente tesis y asegurar el correcto funcionamiento del equipo como se mencionó anteriormente.



**Figura 3.1:** Etapas en las que se divide el equipo.

**Elaboración:** los autores.

A continuación, se explican los métodos de forma ordenada, que se utilizaron para el diseño de cada etapa.

### **3.2.1 Etapa de Transducción (E.T)**

Para lograr captar una onda mecánica, en este caso, el tono vocal periódico del paciente, se utilizó como transductor, un micrófono de contacto. El micrófono de contacto logró obtener una señal más limpia, o sea, con menor contenido armónico producido por el medio ambiente, este micrófono evita hasta cierto punto que se filtre el ruido del medio ambiente, ya que, como dice su nombre, hace contacto, con en el cuello, por la parte de la garganta, a diferencia de otros micrófonos que suelen ser aéreos y captar todas las señales que se encuentran en el medio ambiente. De esta forma se obtiene una señal un poco más limpia.

### **3.2.2 Etapa de Acondicionamiento (E.A)**

La etapa de acondicionamiento, se encargó de modificar algunas características de la señal de entrada sin cambiar la información que transporta. Este proceso es necesario para que el microcontrolador AVR pueda procesar la señal. De la E.A se disgrega en tres sub-etapas:

- a. Sub-etapa de offset de la señal.** El offset de la señal de entrada debido a que el conversor análogo-digital (ADC) del microcontrolador que se utiliza, solo trabaja con valores de voltaje positivos (de cero a cinco voltios). Por lo tanto, para ajustar la señal y logre una correcta lectura, se inyectó un voltaje continuo de cinco voltios a un divisor de tensión con valores resistivos iguales, con el fin de lograr un voltaje de salida de 2.5 voltios continuos, que en este caso vendría a ser la mitad del voltaje inyectado y el centro del rango de lectura del ADC.
- b. Sub-etapa de amplificación.** Para que la señal producida por el micrófono sea una señal útil, es decir, que pueda ser procesada por el microcontrolador, es necesario amplificarla, por ello, se utilizó un OPMAP, con una configuración amplificadora no inversora y una ganancia variable manual para calibrar la ganancia de la señal de salida.

- c. **Sub-etapa de Filtraje.** Se desarrolló un filtro pasa-bajas de tipo Butterworth con topología Sallen Key para suavizar la onda y eliminar las frecuencias fuera del rango de trabajo con el fin de facilitar al algoritmo la detección de la frecuencia fundamental.

### 3.2.3 Etapa Lógica (E.L)

La etapa lógica consta de convertir la señal analógica a un formato digital y la detección de la frecuencia fundamental emitida por el paciente. La E.L se disgrega en tres sub-etapas:

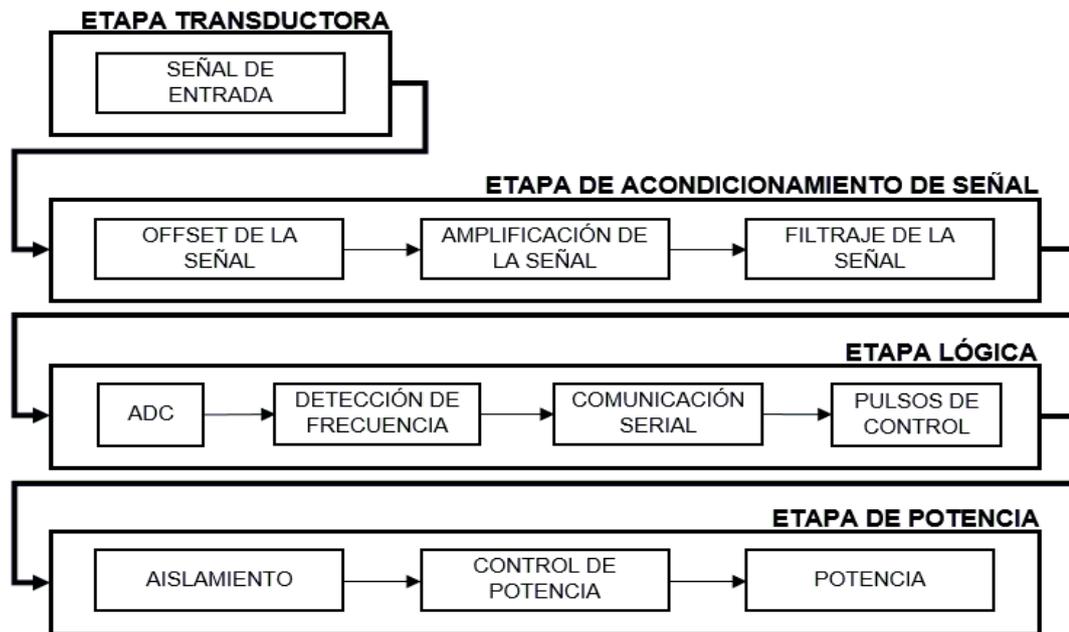
- a. **Sub-etapa ADC.** Para que una señal analógica pueda ser procesada por un microcontrolador, es necesario también, convertirla en un formato digital, por ello se utiliza un ADC. En este caso se utilizará el ADC que lleva consigo el microcontrolador AVR.
- b. **Sub-etapa de detección de frecuencia fundamental.** Para detectar la frecuencia fundamental, se implementaron y combinaron tres métodos, uno en el dominio de la frecuencia y dos en el dominio del tiempo. En el dominio de la frecuencia se utilizó el método de la FFT y en el dominio del tiempo, el método de ZCR con TEP.
- c. **Sub-etapa de comunicación serial.** La comunicación serial, será necesaria ya que se utilizarán dos microcontroladores, uno para la detección de la frecuencia fundamental y otro para la generación de los pulsos de control.
- d. **Sub-etapa de pulsos de control.** Una vez detectada la frecuencia fundamental, es necesario emitir pulsos de control a la misma frecuencia que la frecuencia detectada por la anterior sub-etapa. Para ello, se utilizará PWM.

### 3.2.4 Etapa de Potencia (E.P)

La etapa de potencia será la encargada de recibir la información de la E.L y dada la información, proseguir a controlar la oscilación de los ases de luz. La E.P se disgrega en tres sub-etapas:

- a. Sub-etapa de aislamiento.** Luego de detectar la frecuencia fundamental, se diseñó la sub-etapa de aislamiento con un optoacoplador, esto para evitar contacto directo entre la parte lógica y la etapa de potencia.
- b. Sub-etapa de control de potencia.** El control de potencia, se diseñó mediante transistores BJT, esto para controlar con una pequeña corriente, una gran corriente, perteneciente a la sub-etapa de potencia.
- c. Sub-etapa de potencia.** La sub-etapa de potencia se diseñó con un transistor MOSFET, para que sea el encargado de controlar el flujo de la gran corriente dependiendo de los pulsos enviados de la etapa lógica, esto para lograr que la lámpara de potencia oscile a la frecuencia detectada.

Por lo tanto, en la Figura 3.2, se tiene un diagrama de bloques específico de cada etapa y sub-etapa que se diseñó para el correcto funcionamiento del equipo.



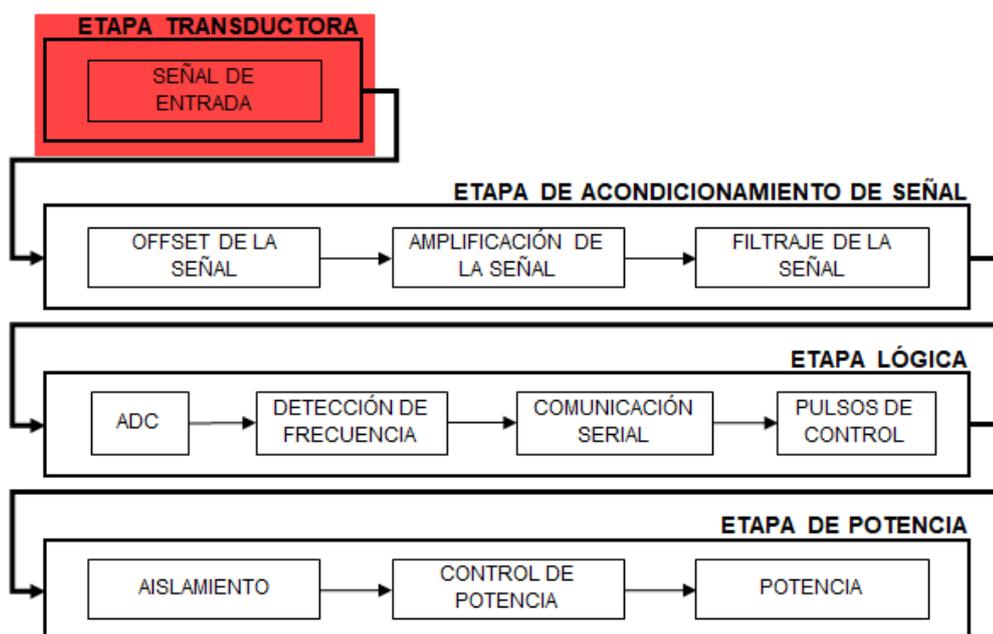
**Figura 3.2:** Señal emitida por el micrófono de contacto

**Elaboración:** los autores

## CAPÍTULO IV DESARROLLO

Para el desarrollo del equipo, como se ha mencionado anteriormente, se ha dividido en etapas y sub etapas. La gran mayoría de estas, cuenta con un diseño basado en la teoría sustentada en el capítulo anterior. A continuación, se muestran los cálculos realizados de las etapas y sub etapas que se diseñaron.

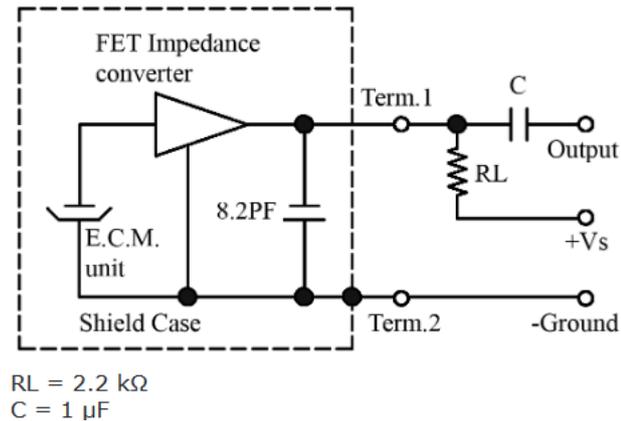
### 4.1 Etapa de transducción (E.T)



**Figura 4.1:** Etapa de transducción (E.T)

**Elaboración:** los autores

En esta etapa (Figura 4.1), se implementó un micrófono de contacto. La forma de conectar circuitalmente un micrófono es de conocimiento general, por lo que, en la presente tesis, no se hablará extensamente del tema. Como referencia, la empresa CUI INC (2016), produce micrófonos y en uno de sus diseños brinda su hoja técnica, donde muestra como polarizar un micrófono (Figura 4.2).



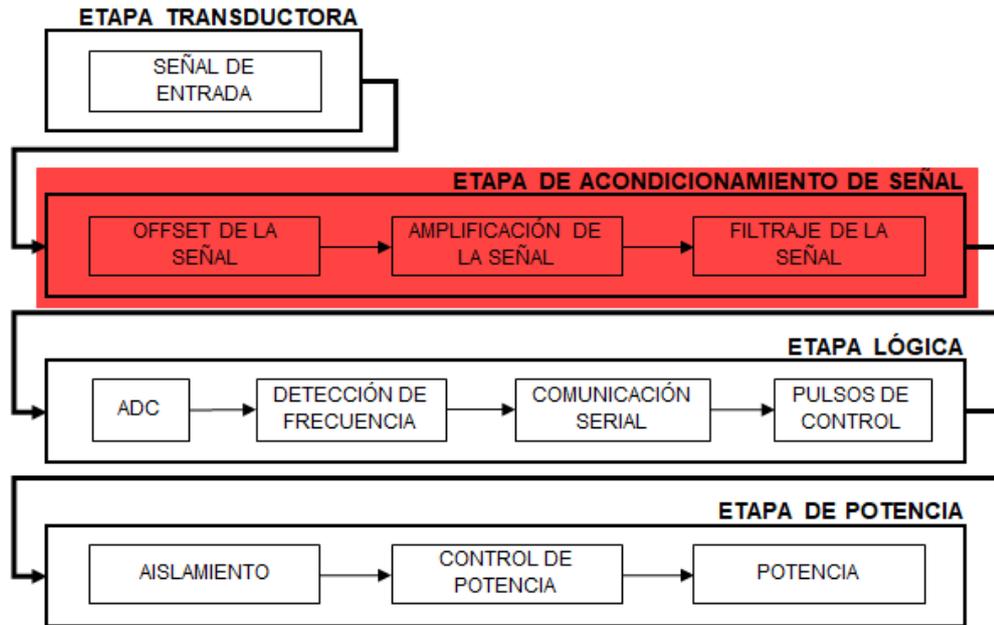
**Figura 4.2:** Polarización de un micrófono

**Fuente:** CUI INC (2016)

Referente la Figura 4.2, la parte del circuito encerrada en líneas punteadas hace referencia al micrófono y +Vs puede estar en un rango entre 3 a 12 voltios, en este caso, por consideraciones de diseño, se ha tomado el valor de 5 voltios continuos.

#### 4.2 Desarrollo de la etapa de acondicionamiento.

Esta etapa (Figura 4.3) se encargará de preparar la señal para que el microcontrolador pueda realizar un buen procesamiento, por ello, continuando con el diseño y la búsqueda de los valores necesarios para un buen funcionamiento del equipo, se analizan las siguientes sub-etapas:

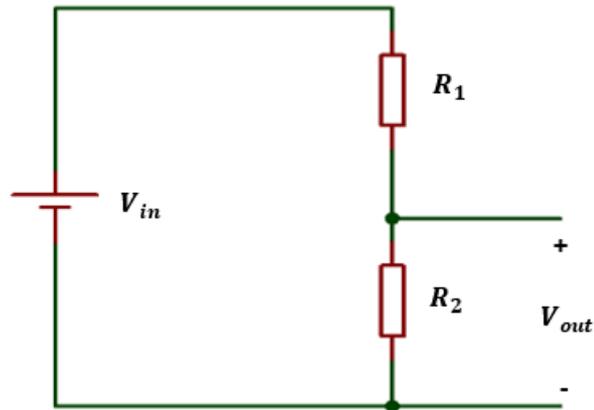


**Figura 4.3:** Etapa de acondicionamiento de señal

**Elaboración:** los autores

#### 4.2.1 Sub etapa de Offset de la señal

En la hoja técnica del microcontrolador AVR Atmega 328p, especifica que su convertor analógico-digital, solo es capaz de procesar señales con valores positivos en un rango de cero a cinco voltios continuos, por lo tanto, sabiendo que la señal generada por el micrófono tiene un offset de  $0\text{ VDC}$ , es necesario aplicarle un voltaje a la señal de entrada para variar el offset. En la Figura 4.4, mostrada también anteriormente, se observa el divisor de voltaje, que será el encargado de desplazar el offset de la señal.



**Figura 4.4:** Circuito Acondicionador de Señal

**Elaboración:** los autores

Donde:

- $V_{in} = 5 \text{ V DC}$
- $R_1 = 100 \text{ K}\Omega$
- $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$
- $V_{out}$  : Valor resultante que se desea hallar

Se tuvo  $5 \text{ V DC}$  suministrado por una fuente de voltaje, sabiendo que el rango del voltaje que puede procesar el conversor analógico-digital del microcontrolador AVR 328p está entre  $0 \text{ V DC}$  y  $5 \text{ V DC}$ ,  $R_1$  y  $R_2$  deberán ser iguales para lograr  $2.5 \text{ V DC}$  a la salida, para demostrar ello, utilizando la ecuación (2.3) y reemplazando los valores en la ecuación (4.1), se tiene que:

$$V_{out} = \frac{5}{100 \text{ K}\Omega + 100 \text{ K}\Omega} \times 100 \text{ K}\Omega \quad (4.1)$$

Calculando  $V_{out}$ , en la ecuación (4.2) se tiene que:

$$V_{out} = 2.5 \text{ VDC} \quad (4.2)$$

De esta manera, a partir de  $5 \text{ V DC}$  suministrados de la fuente, se consiguen los  $2.5 \text{ V DC}$  que desplazarán la señal positivamente y de esta manera se logrará centrar la señal entre  $0 \text{ V DC}$  y  $5 \text{ V DC}$ .

## 4.2.2 Sub etapa de amplificación

Una vez centrada la señal en el rango requerido, es necesario también amplificarla, ya que, si se tiene una señal analógica con amplitud muy pequeña, el cuantificador no sería capaz de asignar los valores suficientes para realizar la detección de la frecuencia fundamental de la señal de entrada.

Teniendo clara la configuración en que se utilizará el OpAmp y que tendrá como límite de amplificación  $5\text{ V DC}$  debido al suministro de voltaje del a fuente, dada una señal de entrada ( $V_i$ ) en el rango de los milivoltios, por consideraciones de diseño se ha decidido, como mínimo, amplificar la señal aproximadamente por 16 veces, esto quiere decir que el cociente entre resistencias  $R_3$  y  $R_4$  debe dar un aproximado de 16. Utilizando la ecuación (2.7) que obedece a la configuración del OpAmp mencionada anteriormente, se reemplaza el valor de la resistencia  $R_3$  que deberá ser de  $3\text{ K}\Omega$  y  $R_4$  que deberá ser de  $47\text{ K}\Omega$  tal como se muestra en la ecuación (4.3).

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{47\text{ K}\Omega}{3\text{ K}\Omega} + 1 = 16.6667 \quad (4.3)$$

$$A_v = 16.6667 \quad (4.4)$$

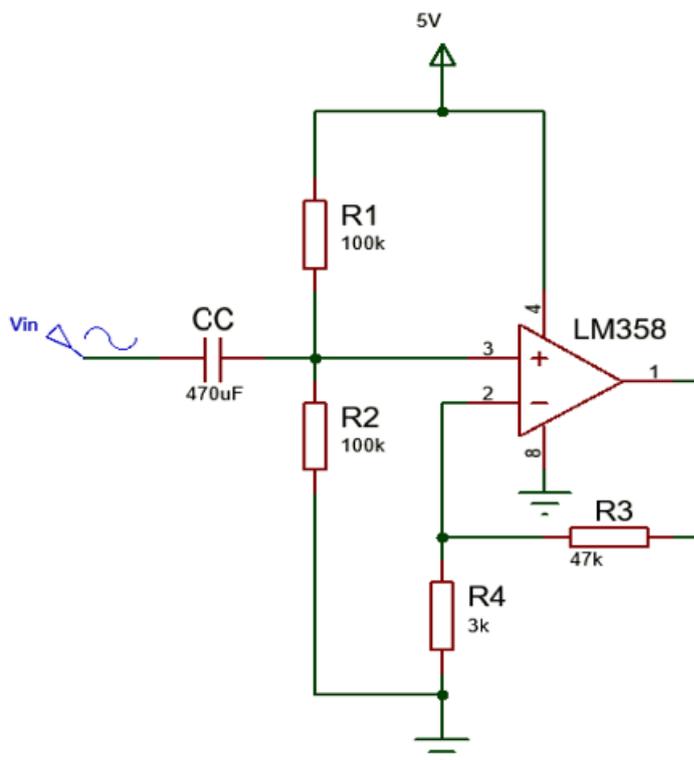
Dando como resultado una ganancia aproximada de 16 voltios como se muestra en la ecuación (4.4), como se requería. Esto quiere decir que, para una señal de entrada ( $V_i$ ), a la salida ( $V_o$ ) se obtendrá aproximadamente una ganancia ( $A_v$ ) de 16 veces el voltaje de entrada tal como se plantea en la ecuación (4.5).

$$V_o = V_i \times 16.6667 \quad (4.5)$$

En la Figura 4.5 se muestra el circuito para desplazar el offset de la señal y el circuito amplificador de señal juntos. El condensador CC sirve para filtrar la componente continua sumada en la señal que proviene del micrófono, esto se debe a la polarización del mismo.

### 4.2.3 Sub etapa de filtraje

Luego de amplificar la señal, se decidió filtrar el ruido que se adiciona a la señal, por lo tanto, sabiendo que el ruido es de alta frecuencia, se diseñó un filtro pasa-bajas de tipo Butterworth con topología Sallen-Key.



**Figura 4.5:** Esquemático del offset más amplificación de la señal

**Elaboración:** los autores

Donde:

- LM358: Modelo del OpAmp
- CC: Condensador de acoplo

Por consideraciones de diseño, el filtro trabajará con una frecuencia de corte ( $f_c$ ) de 1500 Hz y una atenuación ( $At$ ) de 20 dB a una frecuencia de rechazo ( $f_r$ ) de 2000 Hz.

Dados los requerimientos del filtro, es necesario hallar el orden del filtro a diseñar, por ello, partiendo de la ecuación (2.11) y reemplazando el valor de  $f_c$  como se muestra en la ecuación (4.6), se puede hallar el valor de  $\omega_{c_n}$  como se muestra en la ecuación (4.7).

$$\omega_{c_n} = \frac{2\pi 1500}{1 \text{ rad/seg}} \quad (4.6)$$

$$\omega_{c_n} = 9.42 \times 10^3 \quad (4.7)$$

Habiendo hallado  $\omega_{c_n}$ , se prosigue a hallar  $\omega_{r_n}$ . Para esto, utilizando la ecuación (2.13), se reemplaza la frecuencia de rechazo y  $\omega_{c_n}$  en la ecuación (4.8), obteniendo como resultado  $1.33 \text{ rad/seg}$  como se muestra en la ecuación (4.9).

$$\omega_{r_n} = \frac{2\pi 2000}{9.42 \times 10^3} \quad (4.8)$$

$$\omega_{r_n} = 1.33 \text{ rad/seg} \quad (4.9)$$

Una vez obtenidos estos datos, se reemplazan los valores para hallar el valor de  $\rho$  que vendría a ser el orden del filtro que se requiere. Entonces, reemplazando el resultado de la ecuación (4.9) y la atenuación ( $At$ ) de  $20 \text{ dB}$  en ecuación (4.10) se tiene que:

$$\rho = \frac{\log(1.33)}{\log\left(\frac{1}{10^{\frac{-20}{10}}} - 1\right)} \quad (4.10)$$

Resolviendo la ecuación (4.10), en la ecuación (4.11) se tiene que:

$$\rho = 8.05 \quad (4.11)$$

$$\rho \approx 8 \quad (4.12)$$

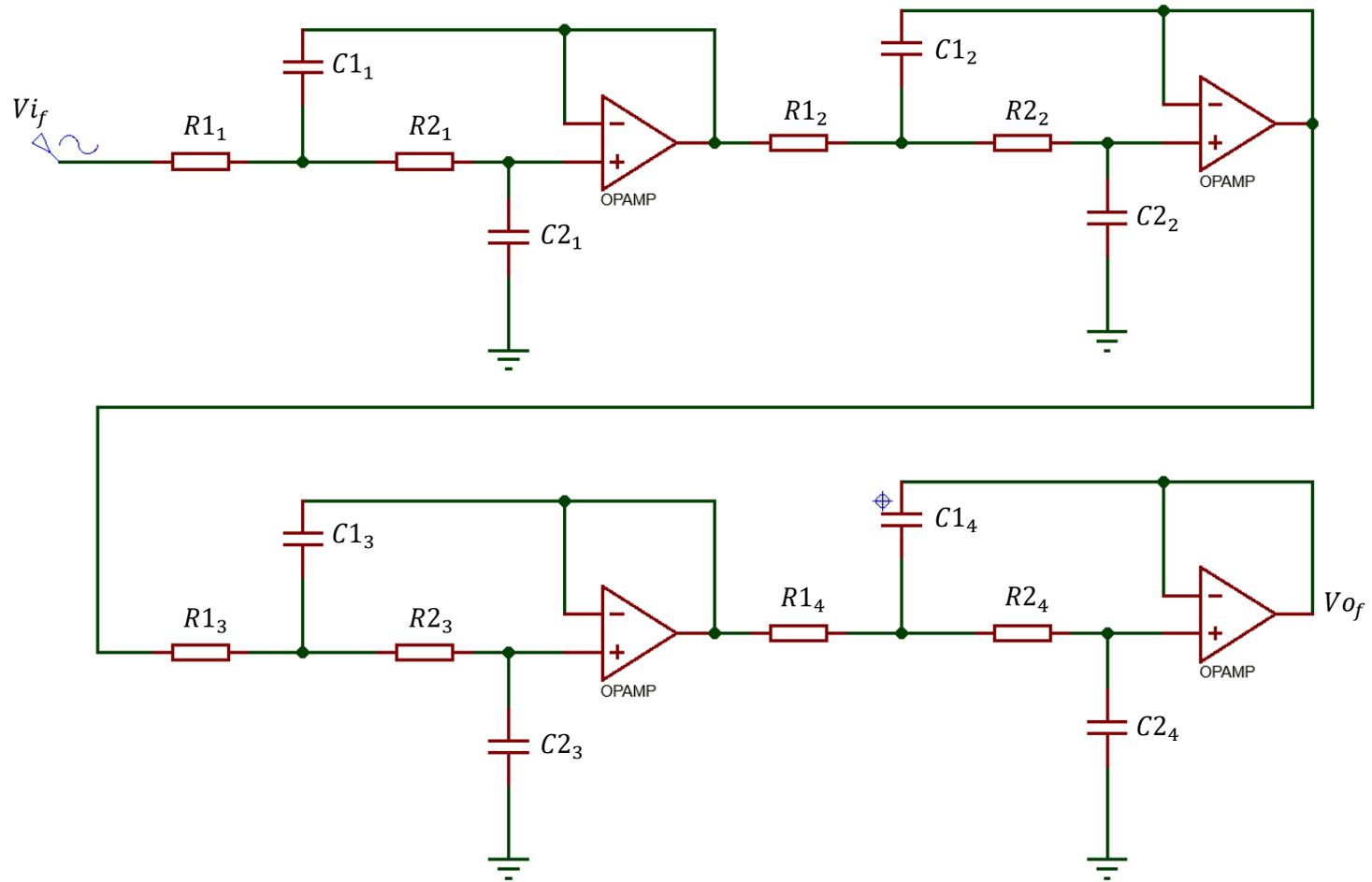
Entonces, la ecuación (4.12), quiere decir que, se requiere el diseño de un filtro tipo Butterworth de topología Sallen-Key de orden 8. Para diseñar dicho filtro, según Sallen y Key (1955), se pueden conectar las células de Sallen-Key en serie y lograr formar el filtro del orden que se requiera (p. 74-85), por ello, en este caso, se ha conectado en serie la célula de Sallen-Key de segundo orden 4 veces para lograr formar el filtro de orden 8 requerido, tal como se muestra en la Figura 4.7. Una vez hallado el orden del filtro que se necesita, se prosigue a encontrar los valores resistivos y capacitivos para que el filtro responda a una  $f_c = 1500 \text{ Hz}$ , para esto, Karki (2000), muestra

los polinomios de Butterworth normalizados del denominador como se observa en la Figura 4.6 (p. 9).

$n$	Factors of polynomial $B_n(s)$
1	$(s + 1)$
2	$(s^2 + 1.414s + 1)$
3	$(s + 1)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$
5	$(s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)$
6	$(s^2 + 0.518s + 1)(s^2 + 1.414s + 1)(s^2 + 1.932s + 1)$
7	$(s + 1)(s^2 + 0.445s + 1)(s^2 + 1.247s + 1)(s^2 + 1.802s + 1)$
8	$(s^2 + 0.390s + 1)(s^2 + 1.111s + 1)(s^2 + 1.663s + 1)(s^2 + 1.962s + 1)$

**Figura 4.6:** Factores de los polinomios Normalizados Butterworth

**Elaboración:** Karki (2006)



**Figura 4.7:** Filtro tipo Butterworth pasa-bajas con topología Sallen-Key de orden 8

**Elaboración:** los autores

Como se observa en la Figura 4.7, existen diferentes valores para distinto orden de filtro, en este caso, sabiendo que el orden del filtro a diseñar es de orden 8, se tomará el polinomio ( $B_8(s)$ ) que se muestra en la ecuación (4.13).

$$B_8(s) = \frac{1}{(s^2 + 0.390s + 1)} \times \frac{1}{(s^2 + 1.111s + 1)} \times \frac{1}{(s^2 + 0.1663s + 1)} \times \frac{1}{(s^2 + 1.962s + 1)} \quad (4.13)$$

Donde:

- $B_8(s)$ : Polinomio de orden 8

Si se sabe que se requiere un filtro de orden 8 ( $\rho = 8$ ), la función de transferencia final ( $H(s)$ ) del filtro de tipo Butterworth de topología Sallen-Key, utilizando la ecuación (2.20), concluiría como se muestra en la ecuación (4.14).

$$H(s) = H_1(s) \times H_2(s) \times H_3(s) \times H_4(s) \quad (4.14)$$

Tomando como referencia el denominador de  $H_i(s)$  que se muestra en la ecuación (2.21), se iguala el denominador de  $H_1(s)$  que se encuentra dentro de  $H(s)$  con el denominador del primer factor del polinomio de  $B_8(s)$  como se observa en la ecuación (4.15). De esta manera se halla  $C1_1$  y  $C2_1$ .

$$s^2 + \frac{2}{R1_1 C1_1} s + \frac{1}{R1_1^2 C1_1 C2_1} = s^2 + 0.390s + 1 \quad (4.15)$$

Para este caso, con el fin de facilitar el análisis matemático,  $R1_1 = R2_1 = 1\Omega$ , luego se procederá a realizar el escalamiento respectivo con el fin de retornar a los valores reales como menciona. Entonces, igualando cada sumando respectivamente de la ecuación (4.15) y reemplazando los valores de  $R1_1$  y  $R2_1$ , se tiene que:

$$\frac{2}{1 \times C1_1} = 0.390 \quad (4.16)$$

$$\frac{1}{1^2 C1_1 C2_1} = 1 \quad (4.17)$$

Resolviendo las ecuaciones (4.16) y (4.17), en la ecuación (4.18) y (4.19) se observa el resultado, respectivamente.

$$C1_1 = 5.128 \quad (4.18)$$

$$C2_1 = 0.195 \quad (4.19)$$

De igual manera, igualando el denominador de  $H_2(s)$  que se encuentra dentro de  $H(s)$ , con el denominador del segundo factor del polinomio de  $B_8(s)$ , se halla  $C1_2$  y  $C2_2$  como se muestra en la ecuación (4.20).

$$s^2 + \frac{2}{R1_2 C1_2} s + \frac{1}{R1_2^2 C1_2 C2_2} = s^2 + 0.390s + 1 \quad (4.20)$$

También se iguala  $R1_2 = R2_2 = 1\Omega$  y luego se procederá a realizar el escalamiento respectivo. Entonces, igualando cada sumando y reemplazando los valores de  $R1_2$  y  $R2_2$  respectivamente, en las ecuaciones (4.21) y (4.22), se tiene que:

$$\frac{2}{1 \times C1_2} = 1.111 \quad (4.21)$$

$$\frac{1}{1^2 C1_2 C2_2} = 1 \quad (4.22)$$

Resolviendo las ecuaciones (4.21) y (4.22), en la ecuación (4.23) y (4.24) se observa el resultado, respectivamente.

$$C1_2 = 1.8 \quad (4.23)$$

$$C2_2 = 0.56 \quad (4.24)$$

Para los demás valores se aplica la misma metodología, dando como resultando los siguientes valores que se observan en las ecuaciones (4.25)-(4.29),

$$C1_3 = 1.2 \quad (4.25)$$

$$C2_3 = 0.83 \quad (4.26)$$

$$C1_4 = 1.02 \quad (4.27)$$

$$C1_4 = 1.02 \quad (4.28)$$

$$C2_4 = 0.98 \quad (4.29)$$

Para alcanzar valores reales, se utilizan los factores de escalamientos mostrados en la ecuación (2.22) y (2.23). Tomando como referencia las ecuaciones previamente mencionadas, se prosigue a despejar el factor  $Km$  y  $Kf$  como se muestra en las ecuaciones (4.30) y (4.31).

$$Km = \frac{R_{fin}}{R1_i} \quad (4.30)$$

$$Kf = \frac{\omega_{fin}}{\omega} \quad (4.31)$$

Por lo tanto, reemplazando los datos para hallar los valores de los factores de escalamiento y considerando  $R_{fin} = 1000\Omega$ , en las ecuaciones las ecuaciones (4.32) y (4.43), se tiene que:

$$Km = \frac{1000}{1} = 1000 \quad (4.32)$$

$$Kf = \frac{2\pi(1500)}{1} = 3000\pi \quad (4.33)$$

Una vez hallados los factores de escalamiento, se reemplazan los valores obtenidos anteriormente, con el fin de obtener el valor final de los capacitores como se muestra desde la ecuación (4.34) a la (4.41).

$$C1_{fin_1} = \frac{C1_1}{KmKf} = \frac{5.128}{1000 \times 3000\pi} = 544 \text{ nF} \quad (4.34)$$

$$C2_{fin_1} = \frac{C2_1}{KmKf} = \frac{0.195}{1000 \times 3000\pi} = 20 \text{ nF} \quad (4.35)$$

$$C1fin_2 = \frac{C1_2}{KmKf} = \frac{1.8}{1000 \times 3000\pi} = 190 \text{ nF} \quad (4.36)$$

$$C2fin_2 = \frac{C2_2}{KmKf} = \frac{0.56}{1000 \times 3000\pi} = 60 \text{ nF} \quad (4.37)$$

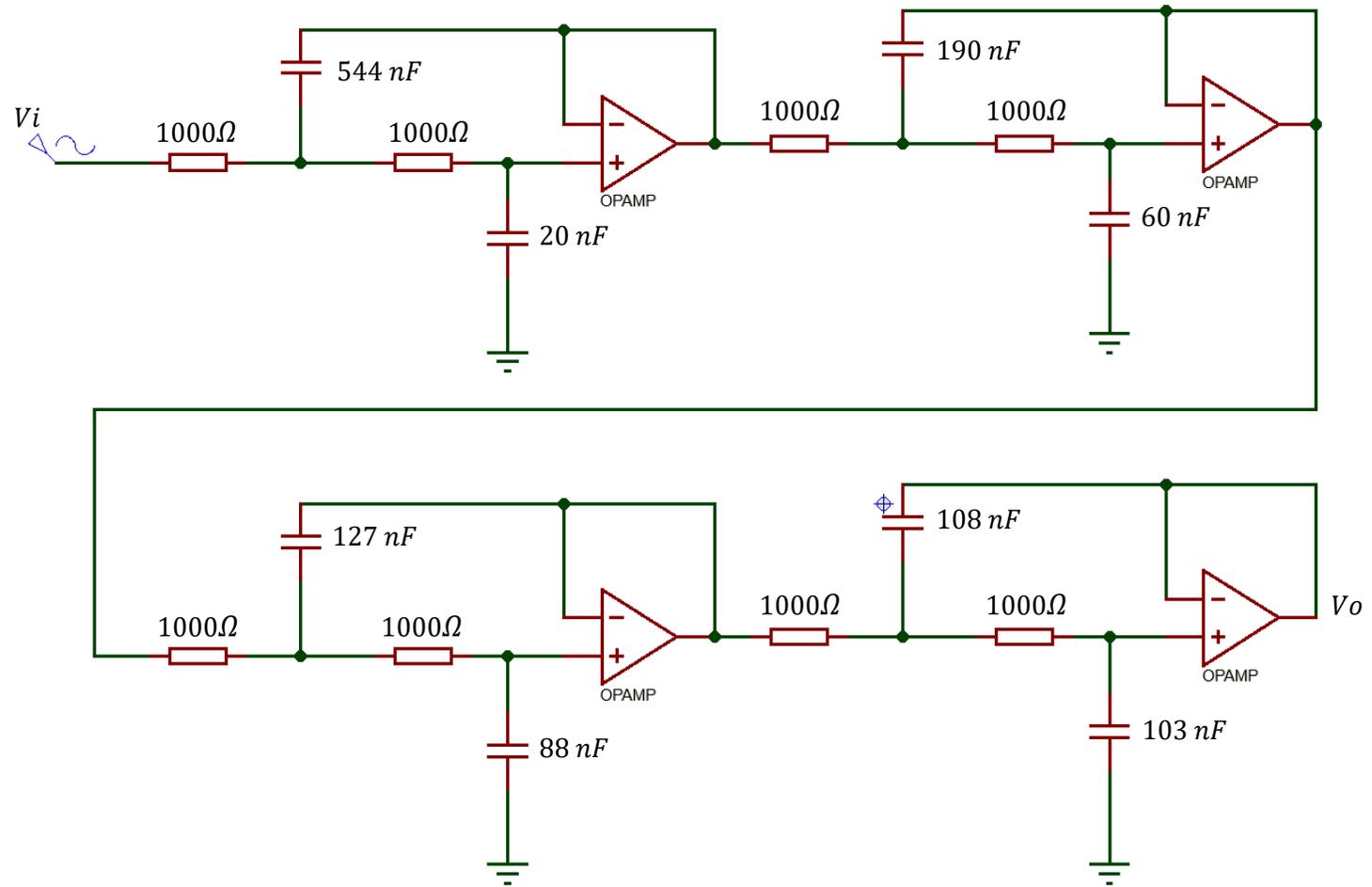
$$C1fin_3 = \frac{C1_3}{KmKf} = \frac{1.2}{1000 \times 3000\pi} = 127 \text{ nF} \quad (4.38)$$

$$C2fin_3 = \frac{C1_3}{KmKf} = \frac{0.83}{1000 \times 3000\pi} = 88 \text{ nF} \quad (4.39)$$

$$C1fin_4 = \frac{C1_4}{KmKf} = \frac{1.02}{1000 \times 3000\pi} = 108 \text{ nF} \quad (4.40)$$

$$C2fin_4 = \frac{C2_4}{KmKf} = \frac{0.98}{1000 \times 3000\pi} = 103 \text{ nF} \quad (4.41)$$

Reemplazando los valores hallados previamente y reemplazándolos en la Figura 4.7, quedó como se muestra en la Figura 4.8.



**Figura 4.8:** Filtro tipo Butterworth pasa-bajas con topología Sallen-Key de orden 8 con valores hallados

**Elaboración:** los autores

Para graficar la respuesta en frecuencia del filtro diseñado y también, verificar que el orden del filtro cumpla con la  $f_c$  y  $f_r$  requeridas, se aplica el módulo al sistema. Partiendo de la función de respuesta en frecuencia del filtro butterworth mostrado en la ecuación (2.16), se reemplazan las variables  $\omega_c$ ,  $\rho$  como se muestra en la ecuación (4.42).

$$H(\omega) = \frac{H_1}{H_2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{9.424 \times 10^3}\right)^{2(8)}} \quad (4.42)$$

Desglosando la ecuación (4.42), en la ecuación (4.43) y (4.44), se tiene que:

$$H_1 = 1 \quad (4.43)$$

$$H_2 = 1 + \left(\frac{\omega}{9.424 \times 10^3}\right)^{16} \quad (4.44)$$

Una vez reemplazados los datos necesarios y partiendo de la ecuación (2.17) y (2.18), se obtiene el módulo de  $H_1(\omega)$  y  $H_2(\omega)$  como se muestra en la ecuación (4.45) y (4.46).

$$|H_1(\omega)| = \sqrt{1^2 + 0^2} = 1 \quad (4.45)$$

$$|H_2(\omega)| = \sqrt{1^2 + \left(\frac{\omega}{9.424 \times 10^3}\right)^2} \quad (4.46)$$

Por lo tanto, aplicando la ecuación (2.19) para hallar el módulo del sistema en decibelios, en la ecuación (4.47) y (4.48), se tiene que:

$$H_{dB}(\omega) = 20 \log(1) - 20 \log\left(\sqrt{1^2 + \left(\frac{\omega}{9.424 \times 10^3}\right)^2}\right) \quad (4.47)$$

$$H_{dB}(\omega) = 0 - 10 \log\left(1^2 + \left(\frac{\omega}{9.424 \times 10^3}\right)^2\right) \quad (4.48)$$

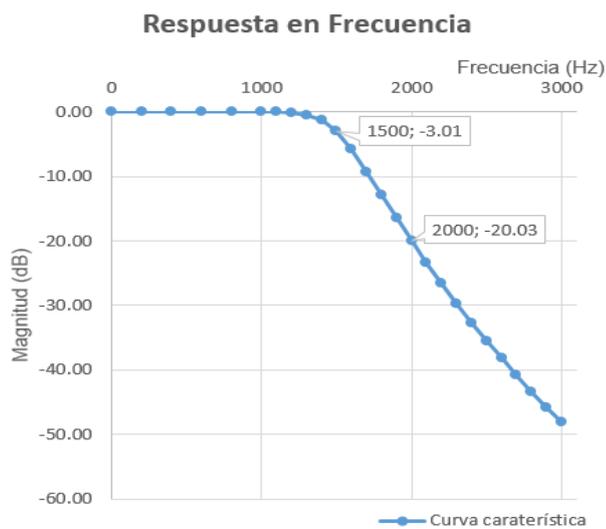
A continuación, tomando la ecuación (4.48), se le ingresan un rango de frecuencias y se observa como varía la magnitud respecto a la frecuencia, como se muestra en la Tabla 4.1.

**Tabla 4.1:** Frecuencia vs Magnitud

$\omega$	$H_{dB}(\omega)$	$\omega$	$H_{dB}(\omega)$
1	0.00	1800	-12.90
200	0.00	1900	-16.52
400	0.00	2000	-20.03
600	0.00	2100	-23.40
800	0.00	2200	-26.62
1000	-0.01	2300	-29.71
1100	-0.03	2400	-32.66
1200	-0.12	2500	-35.50
1300	-0.42	2600	-38.22
1400	-1.24	2700	-40.84
1500	-3.01	2800	-43.37
1600	-5.81	2900	-45.81
1700	-9.25	3000	-48.16

**Elaboración:** los autores

Utilizando los datos hallados previamente en la Tabla 4.1, se realiza un versus entre la magnitud y frecuencia para lograr observar la gráfica de la respuesta en frecuencia que se muestra a continuación en la Figura 4.9.



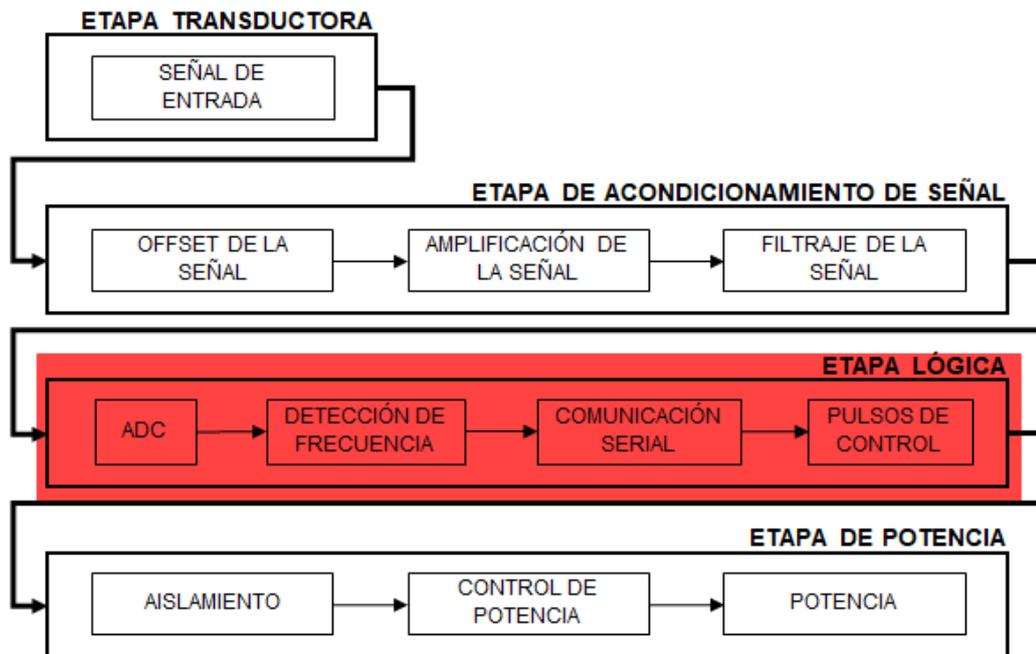
**Figura 4.9:** Frecuencia vs Magnitud

**Elaboración:** los autores

Como se logra observar en la gráfica de respuesta en frecuencia del filtro diseñado (Figura 4.9), se tiene una magnitud de  $-3\text{ dB}$  a una frecuencia de  $1500\text{ Hz}$  y una atenuación de  $-20\text{ dB}$  a una frecuencia de  $2000\text{ Hz}$ , esto quiere decir que el orden del filtro cumple con la  $f_c$  y la  $f_r$  requeridas para el diseño del equipo.

### 4.3 Desarrollo de la Etapa lógica (E.L).

Esta etapa (Figura 4.10) se encargará realizar la conversión analógica-digital, detectar la frecuencia fundamental y emitir los pulsos de control. A continuación, se explicará en diseño que se realizó para cada sub-etapa.



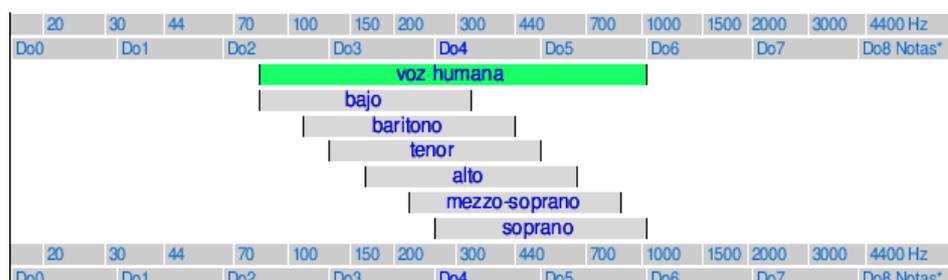
**Figura 4.10:** Etapa de acondicionamiento.

**Elaboración:** los autores

### 4.3.1 Sub etapa de ADC

#### a. Frecuencia de muestreo ( $F_s$ )

El ancho de banda máximo que se utilizará para el desarrollo del equipo, será de 1240 Hz, esta decisión se tomó a partir de la Figura 4.11, donde se muestra el rango de frecuencias que ocupa la voz humana, desde un bajo hasta un soprano.



**Figura 4.11:** Circuito Acondicionador de Señal

**Elaboración:** IssabelTech

Por lo tanto, partiendo de la ecuación (2.25) y reemplazando el ancho de banda ( $B$ ) en la ecuación (4.49) se tiene que:

$$F_s \geq 2(1240) \text{ Hz} \quad (4.49)$$

$$F_s \geq 2480 \text{ Hz} \quad (4.50)$$

Esto quiere decir que, para no producir *aliasing* al momento de muestrear, la frecuencia de muestreo debe ser mayor o igual a 2480 Hz como se muestra en la ecuación (4.50). Sin embargo, es necesario realizar un sobre muestreo ya que de esta manera se tendrían periodos de muestra más cortos y se lograría mejorar la resolución al momento de detectar el periodo fundamental. Más adelante se definirá la mayor frecuencia a la que puede funcionar el microcontrolador y será definida la frecuencia de muestreo.

### b. Rango de cuantización ( $\Delta$ )

Según su hoja técnica, el microcontrolador AVR Atmega328p cuenta con un ADC de 10 bits, sin embargo, para aumentar la frecuencia de muestreo, se deben sacrificar 2 bits de la conversión analógica digital, reduciéndola a 8 bits, disminuyendo así la SQNR, pero obteniendo una menor separación entre las muestras tomadas.

Reemplazando la cantidad de bits del ADC en la ecuación (2.39), la SQNR es:

$$SQNR \approx 6(8) - 7.26 \text{ dB} = 40.74 \text{ dB} \quad (4.51)$$

Para conocer el número de niveles que tendrá el rango de cuantificación, se parte desde la ecuación (2.28) y se reemplaza el número de bits que se procesarán, como se muestra en la ecuación (4.52).

$$L = 2^{n_c} = 2^8 \quad (4.52)$$

$$L = 256 \text{ niveles} \quad (4.53)$$

Donde:

- $L$ : Número de niveles de salida del cuantificador
- $n_c$ : Número de bits del codificador

Como se muestra en la ecuación (4.53), el número de niveles de salida del cuantificador es de 256, por lo tanto, partiendo del resultado hallado, conociendo la ecuación (2.29) y sabiendo que el microcontrolador AVR Atmega 328p procesa como máximo voltajes entre  $0 \text{ V DC}$  y  $5 \text{ V DC}$ , como se especifica en su hoja técnica, se reemplazan los datos como se observa en la ecuación (4.54):

$$\Delta = \frac{5 - 0}{256} = \frac{5}{256} \quad (4.54)$$

$$\Delta = 19.53 \text{ mV} \quad (4.55)$$

Obteniendo como resultado 19.53 mV por nivel, como se observa en la ecuación (4.55).

Por lo tanto la potencia del ruido ( $P_e$ ) que se tiene, se halla en la ecuación (4.56).

$$P_e = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{(19.53 \times 10^{-3})^2}{12} = 31.79 \mu\text{W} \quad (4.56)$$

### c. Configuración del ADC en el microcontrolador Atmega 328p

Se decidió hacer trabajar al ADC del microcontrolador a la mayor velocidad que pueda, ya que se requiere de la mayor resolución posible para hacer el procesamiento de la señal en tiempo real y logre detectar la frecuencia fundamental de la señal de entrada. A pesar de contar con una  $F_{\text{cristal}} = 16 \text{ MHz}$ , solo se logró una  $F_s = 38.46 \text{ KHz}$  ya que si se intentaba aumentar la  $F_s$ , el microcontrolador presentaba un incorrecto funcionamiento, por lo que la detección de la frecuencia fundamental de la señal de entrada no era posible. Para llegar a la  $F_s = 38.46 \text{ KHz}$  se utilizó la ecuación (2.43), se utilizó una  $F_{\text{cristal}} = 16 \text{ MHz}$  y se fijó el valor de  $\text{Prescaler} = 32$ . Reemplazando los datos previamente mencionados y tomando como referencia la ecuación (2.43), en la ecuación (4.57), se tiene que:

$$F_s = \frac{16 \text{ MHz}}{13 \times 32} \quad (4.57)$$

Resolviendo la ecuación (4.57) se obtiene el valor de  $F_s = 38.46 \text{ KHz}$  como se muestra en la ecuación (4.58).

$$F_s = 38.46 \text{ KHz} \quad (4.58)$$

Una vez obtenida la  $F_s$  se configuró el ADC, para esto, se optó por editar directamente los registros del microcontrolador, ya que, de esta manera el microcontrolador tarda menos en ejecutar las

órdenes. Los registros previamente mostrados (Figura 2.27 y Figura 2.28) permitirán producir una interrupción cada 38.46 KHz, en la cual tomará una muestra de la señal que entra en el ADC.

- **Registro ADMUX**

Del registro ADMUX se editan siguientes bits:

- $REFS0 = 1$ . Con el fin de que el voltaje de referencia sea 5 VDC.
- $ADLAR = 1$ : Con el fin de lograr una justificación hacia la izquierda y utilizar únicamente 8 bits.

- **Registro ADSRA**

Del registro ADSRA se modifican los siguientes bits:

- $ADEN = 1$ . Con el fin de habilitar el ADC.
- $ADSC = 1$ . Con el fin de iniciar la conversión analógica-digital.
- $ADATE = 1$ . Con el fin de lograr iniciar la conversión analógica-digital a partir de un evento indicado por el registro ADSRB. El registro ADSRB, en este caso, debido a que no ha sido editado, el evento automáticamente se coloca en modo libre. Esto quiere decir que no esperará ningún evento, ya que no existe tal y continuará con la conversión apenas acabe la anterior.
- $ADIE = 1$ . Con el fin de habilitar la interrupción debido a la culminación de la conversión analógica-digital.
- $ADPS2 = 1$  y  $ADPS0 = 1$ . Estos dos bits seleccionan un prescaler de 32.

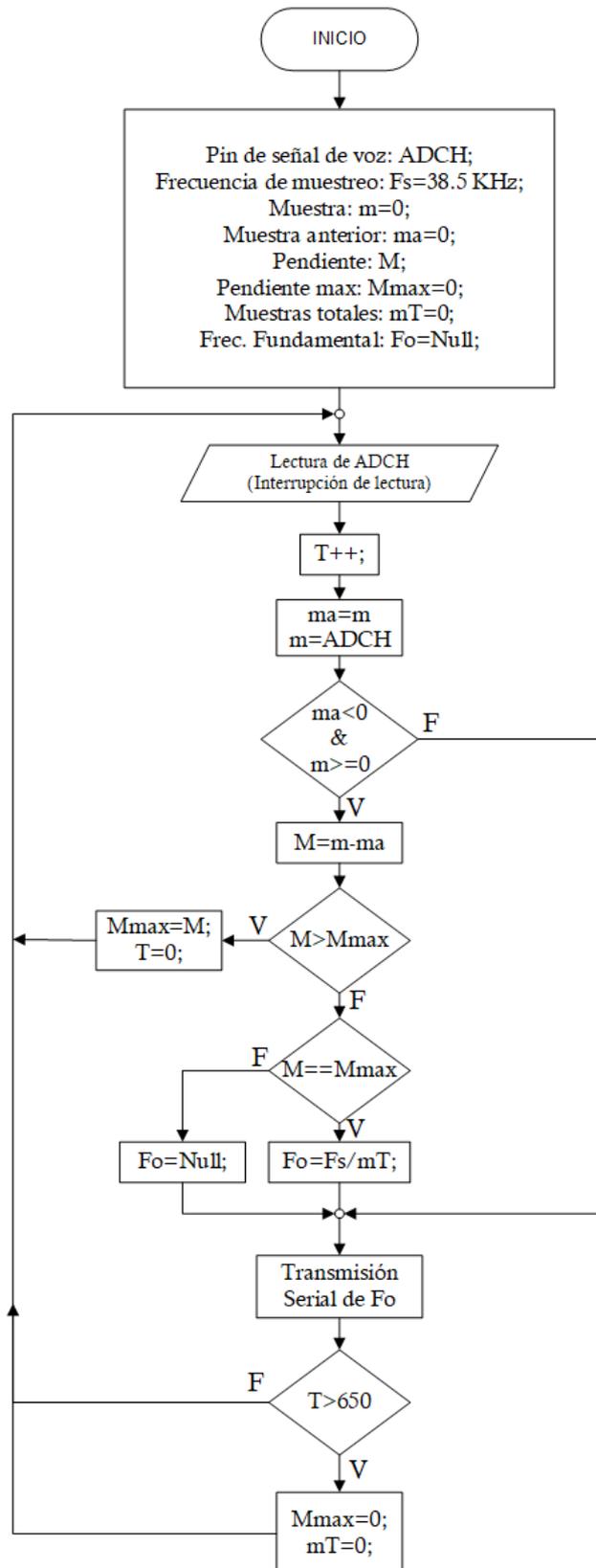
#### **4.3.2 Sub etapa de detección de frecuencia**

Para la detección de la frecuencia se implementó un algoritmo que analiza la señal en tiempo real, a este algoritmo se le llamó detección de

periodo fundamental. A continuación, en la Figura 4.12, se muestra el diagrama de flujo referente a la lógica que se utilizó para detectar la frecuencia fundamental de la señal de entrada.

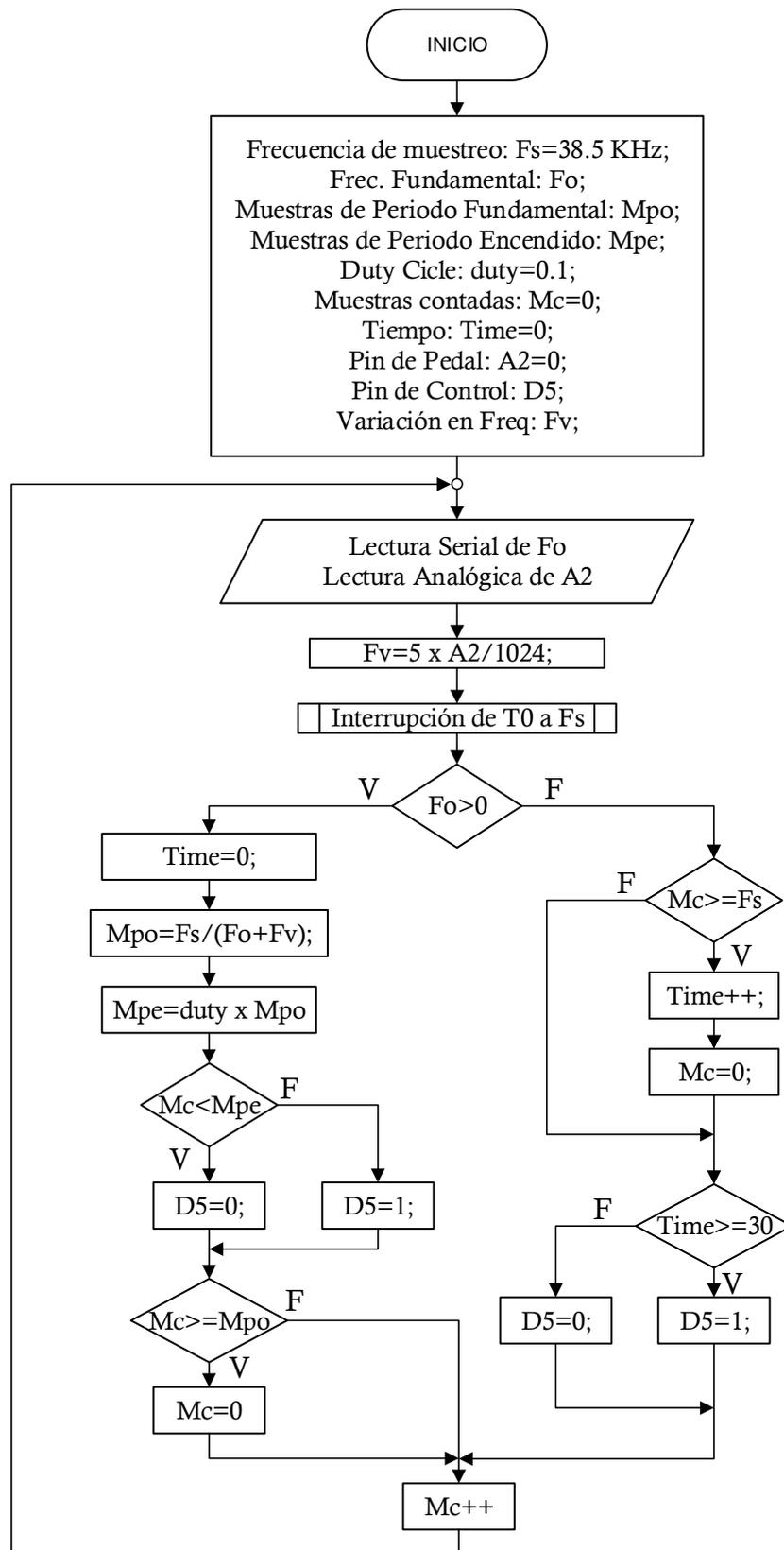
### **4.3.3 Sub etapa de Pulsos de control**

Para la sub-etapa de pulsos de control, se partió de la frecuencia fundamental detectada y se generó la señal de control para que oscile el LED de alta luminancia. En la Figura 4.13 se muestra la lógica que se utilizó para generar los pulsos de control.



**Figura 4.12:** Lógica de detección de frecuencia fundamental

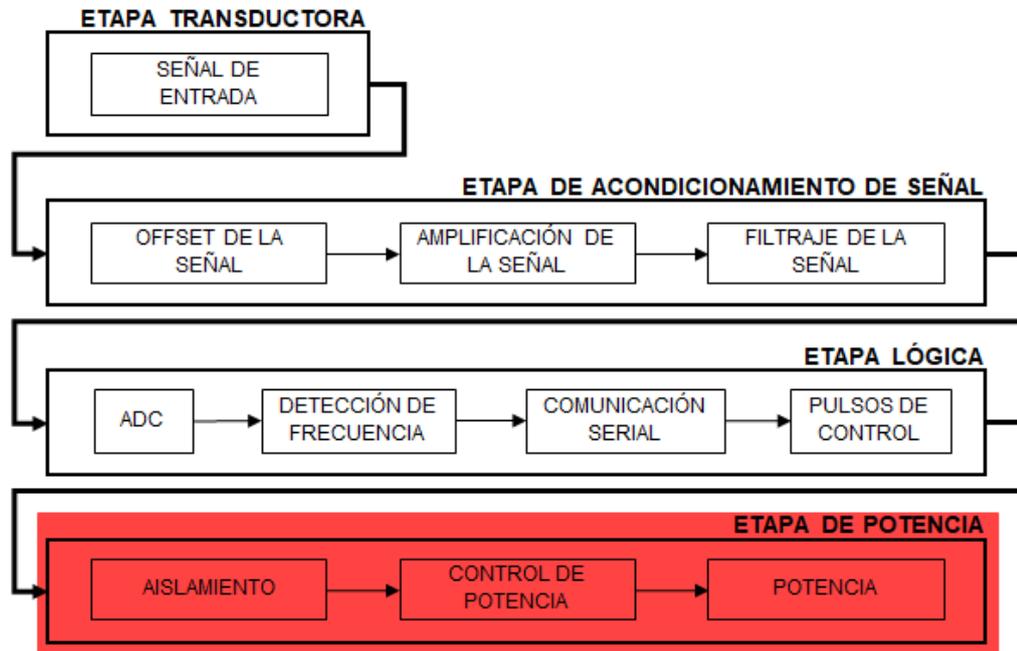
**Elaboración:** los autores



**Figura 4.13:** Lógica de generación de pulsos de control

**Elaboración:** los autores

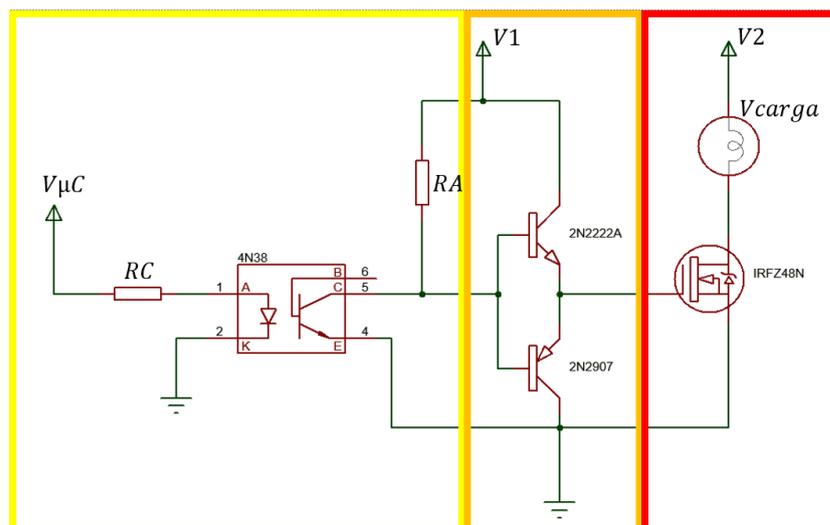
#### 4.4 Desarrollo de la etapa de potencia.



**Figura 4.14:** Etapa de potencia

**Elaboración:** los autores

Para la etapa de potencia (Figura 4.14), se diseñó un circuito, que se muestra en la Figura 4.15.



**Figura 4.15:** Circuito de potencia

**Elaboración:** los autores

Donde:

- $V_{\mu C}$ : Voltaje de control proveniente del microcontrolador
- RA: Resistencia A
- RC: Resistencia C
- $V_{carga}$ : Voltaje que consume el LED
- V1: Voltaje suministrado de la fuente 1
- V2: Voltaje suministrado de la fuente 2
- Recuadro amarillo: Sub-etapa de aislamiento
- Recuadro naranja: Sub-etapa de control de potencia
- Recuadro rojo: Sub-etapa de potencia

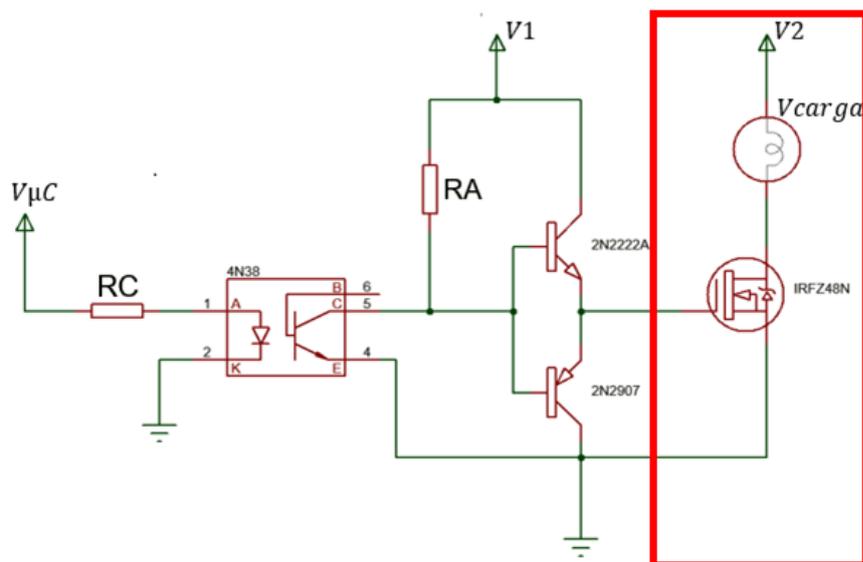
El funcionamiento del circuito de potencia empieza a partir de una señal de control proveniente de la etapa lógica. Cuando se genera un pulso de control ( $V_{\mu C}$ ), esta excita al fototransmisor saturando al fototransistor ubicado en el optoacoplador (4N38), al saturar el fototransistor, este actúa como un circuito cerrado entre emisor y colector, produciendo una corriente nula en las bases de los transistores BJT, al producir una corriente nula, el transistor BJT NPN (2N2222) entra en estado de corte, comportándose como un circuito abierto entre el emisor y colector del mismo, en cambio el transistor BJT PNP (2N2907) entra en estado de saturación produciendo una caída de potencial de cero voltios en la puerta del transistor MOSFET, cuando a la puerta del transistor MOSFET le llega un voltaje de cero, este se comporta como un circuito abierto entre el drenador y la fuente.

En cambio, cuando no se produce un pulso de control, el fototransistor no entra en saturación, comportándose como un circuito abierto, dejando el paso de la corriente a las bases de los transistores BJT, el transistor BJT NPN (2N2222) al contar con una corriente de base, este entra en estado de saturación, actuando como cortocircuito entre el emisor y colector, produciendo una caída de potencial en la base del transistor MOSFET, haciendo que este entre en saturación, comportándose como un corto circuito entre drenador y fuente, permitiendo el paso del flujo de la corriente entre drenador y fuente, logrando así que el LED de potencia encienda; por otro

lado el transistor BJT (2N2907), entra en estado de corte, actuando como un cortocircuito entre emisor y base, debido a la existencia de una corriente mayor a cero.

A continuación, se explicará el funcionamiento más detallado de cada sub-etapa y las consideraciones que se tuvieron para realizar dicho diseño. Cabe resaltar que, para lograr realizar el diseño del circuito mostrado en la Figura 4.15, se realizó el diseño de atrás para adelante, esto quiere decir que, se empezó desde la sub etapa de potencia y se culminó en la sub-etapa de asilamiento. Teniendo en claro esto, se procedió a analizar cada sub etapa.

#### 4.4.1 Sub etapa de potencia



**Figura 4.16:** Sub etapa de potencia

**Elaboración:** los autores

Para la sub etapa de potencia (Figura 4.16) se tuvo en cuenta que para que el LED de potencia encienda, el Transistor MOSFET deberá tener:

- $V_1 = 12 \text{ V DC}$
- $V_2 = 5 \text{ V}$
- $I_D = 25 \text{ A}$
- $V_D = 5 \text{ V DC}$
- $V_G = 12 \text{ V DC}$

- $R_{DS(on)} = 14m\Omega$  (Extraído a partir de la hoja técnica del MOSFET IRFZ48N).

El voltaje de puerta ( $V_G$ ) debe ser aproximadamente  $12V DC$  para que el transistor dispare y entre en la región de saturación logrando un cortocircuito entre drenador y fuente.

Es necesario hallar la caída de voltaje entre el drenador y fuente del MOSFET ya que de esta manera podemos tener idea del voltaje que le llegará al LED de alta luminancia. Entonces, aplicando la ley de Ohm, se reemplazan los datos previamente mencionados para hallar la caída de voltaje entre drenador y fuente del MOSFET como se muestra en la ecuación (4.59) y (4.60).

$$V_{DS} = 25 \times 0.014 \quad (4.59)$$

$$V_{DS} = 0.35 V \quad (4.60)$$

Donde:

- $V_{DS}$ : Voltaje drenador-fuente

Utilizando el resultado mostrado en la ecuación (4.60), se halla la caída de voltaje en el LED de alta luminancia, como se muestra en las ecuaciones (4.61) y (4.62).

$$V_{LED} = 5 - 0.35 \quad (4.61)$$

$$V_{LED} = 4.65 V DC \quad (4.62)$$

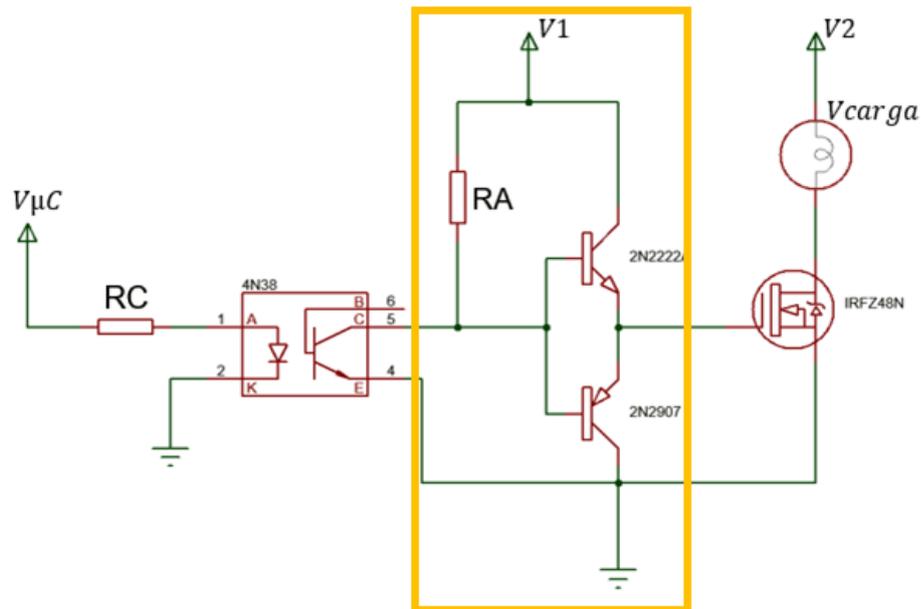
Teniendo la corriente y la caída de voltaje en el MOSFET, se halla la potencia disipada como se muestra en las ecuaciones (4.63) y (4.64).

$$P = 0.35 \times 25 \quad (4.63)$$

$$P = 8.75 W \quad (4.64)$$

A pesar de disipar una potencia baja respecto a los 50  $W$  que puede soportar el MOSFET (dato extraído de la hoja técnica), por seguridad, se le pondrá un disipador al MOSFET con el fin de eliminar el calor producido por el mismo.

#### 4.4.2 Sub etapa de control de potencia



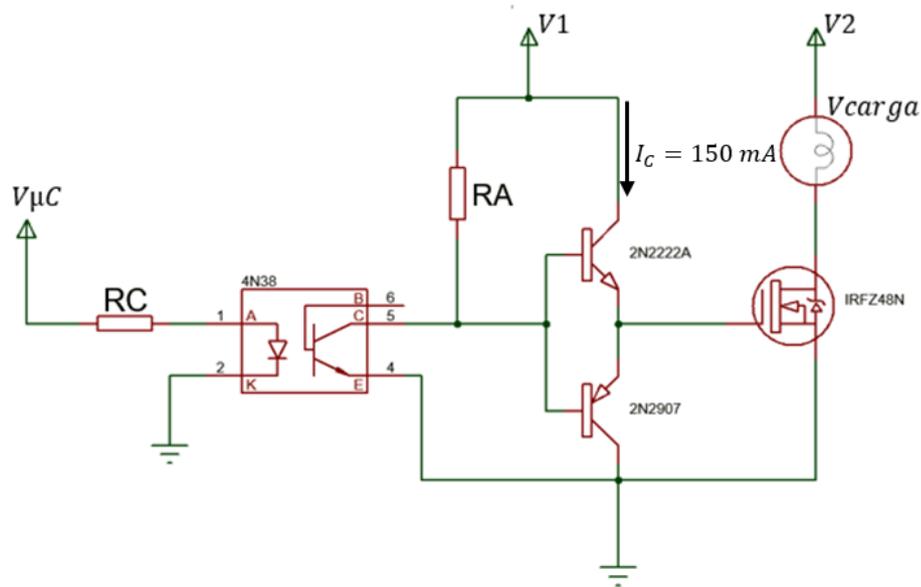
**Figura 4.17:** Sub etapa de control de potencia

**Elaboración:** los autores

Para lograr controlar la sub etapa de potencia, se diseñó la sub-etapa de controlador de potencia (Figura 4.17), que será explicada a continuación.

Se toma la corriente de colector que se encuentra como dato en la hoja técnica del transistor BJT 2N222. Para este caso indica  $I_C = 150 \text{ mA}$ .

Se toma la corriente del colector  $I_C$  con el fin de hallar la corriente de base  $I_B$  mínima para que el transistor dispare y entre en saturación. En la Figura 4.18 se muestra la dirección en que va la corriente de colector del transistor NPN 2N2222.



**Figura 4.18:** Dirección de la  $I_C$  del transistor BJT 2N2222

**Elaboración:** los autores

Por lo tanto, reemplazando  $I_C$ , el parámetro  $\beta$  (extraído de la hoja técnica del transistor 2N2222) y utilizando la fórmula de ganancia de corriente (ecuación (2.56)), con el fin de asegurar que el transistor entre en la región de saturación, se resuelve como se muestra en las ecuaciones (4.65) y (4.66).

$$I_B \geq \frac{150\text{ mA}}{300} \quad (4.65)$$

$$I_B \geq 0.5\text{ mA} \quad (4.66)$$

Por consideración de diseño se tomó una corriente de base 5% mayor al resultado del cociente entre  $150\text{ mA}$  y  $300\text{ mA}$ . Por lo tanto, en las ecuaciones (4.67) y (4.68) se tiene que:

$$I_B = 0.5\text{ mA} \times 1.05 \quad (4.67)$$

$$I_B = 525\text{ }\mu\text{A} \quad (4.68)$$

En la ecuación (4.68) se obtuvo una corriente de base de  $525\text{ }\mu\text{A}$ , 5% adicional al valor obtenido en la ecuación (4.66), por ese motivo en la ecuación (4.67) es multiplicado por 1.05.

Dado a que las bases de los transistores BJT 2N2222 y 2N2907 están unidas, aplicando la primera Ley de Kirchhoff, en la ecuación (4.69) se tiene que:

$$I_{BT} = I_{B1} + I_{B2} \quad (4.69)$$

Donde:

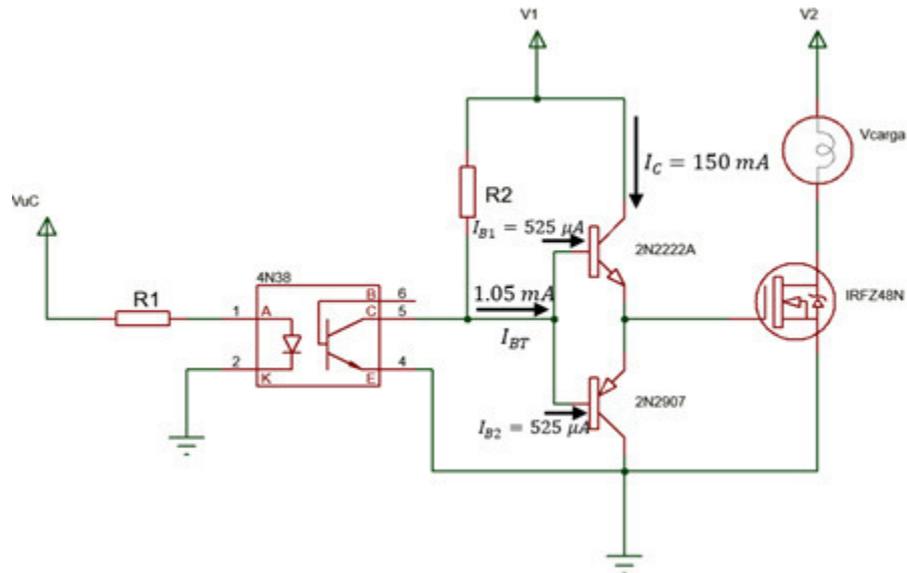
- $I_{B1} = I_{B2}$
- $I_{BT}$ : Corriente de base total
- $I_{B1}$ : Corriente del transistor BJT NPN 2N2222
- $I_{B2}$ : Corriente del transistor BJT PNP 2N2907

Las corrientes  $I_{B1}$  e  $I_{B2}$  son iguales ya que los transistores consumen la misma cantidad de corriente para este caso. Reemplazando los valores de  $I_{B1}$  e  $I_{B2}$ , se resuelve como se observa en las ecuaciones (4.70) y (4.71).

$$I_{BT} = 525 \mu A + 525 \mu A \quad (4.70)$$

$$I_{BT} = 1.05 \text{ mA} \quad (4.71)$$

En la ecuación (4.71) se puede observar que la corriente total es la suma de ambas corrientes dando como resultado de 1.05 mA. En la Figura 4.19, se muestra el sentido de las corrientes con sus respectivos valores.

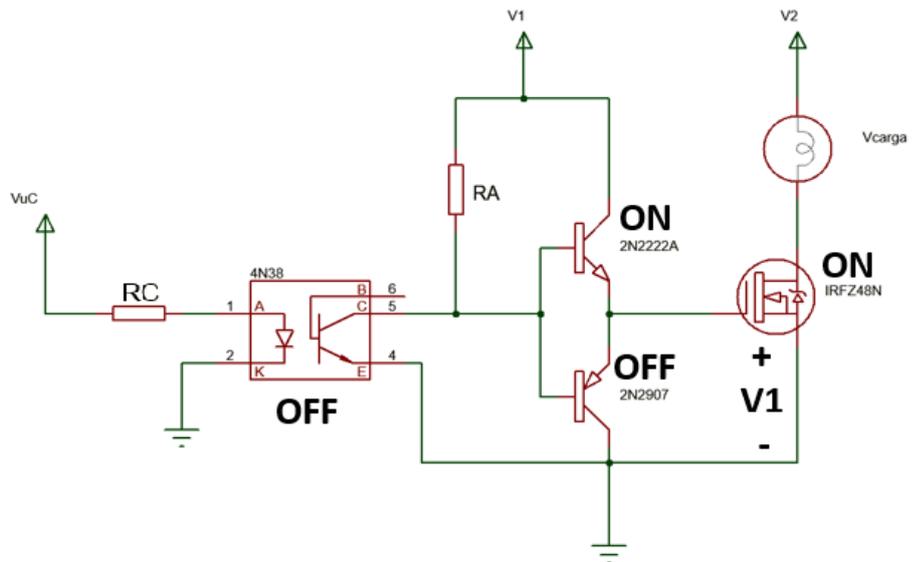


**Figura 4.19:** Circuito de potencia más corrientes de la sub-etapa de control de potencia

**Elaboración:** los autores

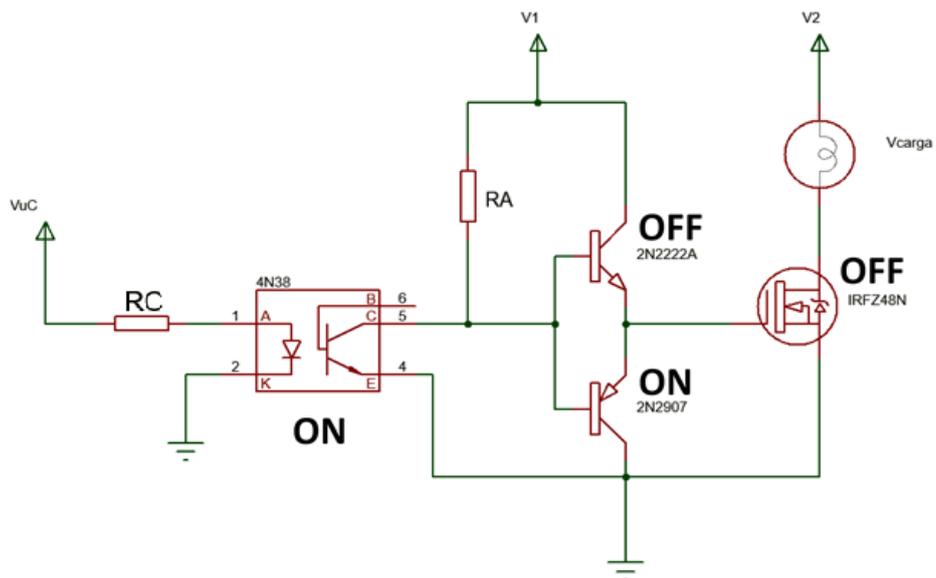
Cabe resaltar que cuando existe una  $I_{BT}$  mayor a  $525 \mu A$ , como fue hallada en la ecuación (4.68), el transistor 2N2222 entra en saturación y el transistor 2N2907 por ser su equivalente en PNP (tiene un comportamiento inverso) entra en corte, por lo tanto, el terminal “Gate” del transistor IRFZ48N es suministrado con un voltaje (V1) haciendo que este entre en saturación (“ON”) y se encienda el LED de potencia. Entonces, si el transistor del 4N38 no entra en saturación (“OFF”), pone en estado “ON” o saturación al transistor 2N2222, en “OFF” o corte al transistor 2N2904 y en “ON” o saturación al transistor IRFZ48N haciendo que el LED de potencia encienda.

Caso contrario, si el transistor del 4N38 entra en saturación (“ON”) la  $I_{BT} = 0$ , por lo tanto pone en estado “OFF” o corte al transistor 2N2222, en estado “ON” o saturación al transistor 2N2904 haciendo que transistor IRFZ48N entre en estado de corte o “OFF” haciendo que el LED de potencia se apague ya que se produce una caída de 0V en el terminal Gate del IRFZ48N. En la Figura 4.20 y en la Figura 4.21 se muestra los estados “ON” o “OFF” de cada transistor según sea el caso.



**Figura 4.20:** Circuito de potencia. 4N38: OFF

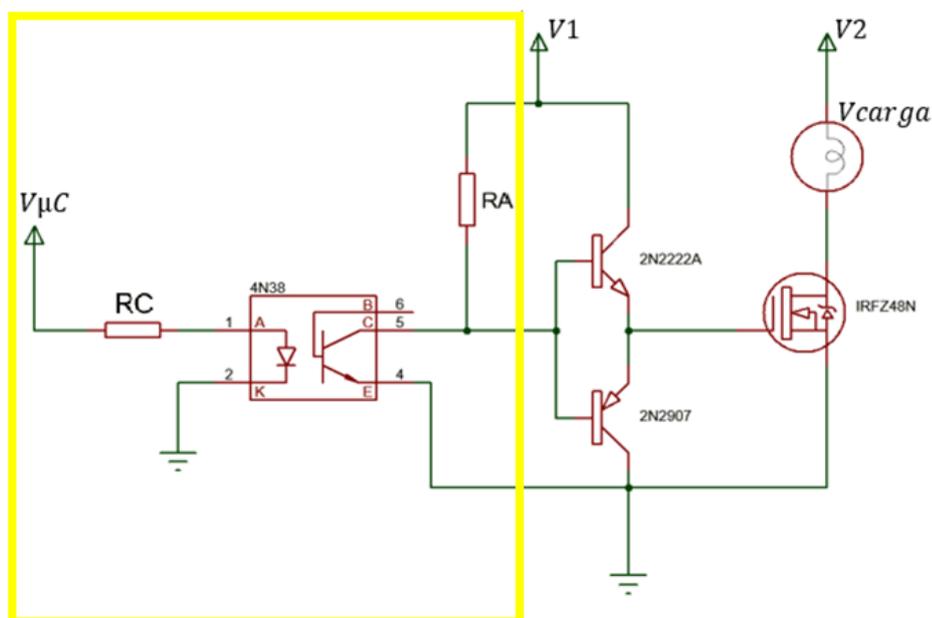
**Elaboración:** los autores



**Figura 4.21:** Circuito de potencia. 4N38: ON

**Elaboración:** los autores

### 4.4.3 Sub etapa de aislamiento



**Figura 4.22:** : Sub etapa de aislamiento

**Elaboración:** los autores

La etapa aisladora (Figura 4.22) se diseñó para que en caso ocurra una anomalía de corriente en la etapa de potencia, no perjudique a la etapa lógica. Una vez obtenida la corriente  $I_{BT}$ , la corriente  $I_C$  del optoacoplador 4N38 es igual a la corriente  $I_{BT}$ . Por lo tanto, teniendo el valor de  $I_C$  del optoacoplador 4N38, se aplica la ecuación (4.72) para hallar la resistencia RA:

$$RA = \frac{V1 - 0.3}{I_C} \quad (4.72)$$

Donde 0.3 representa la caída de voltaje de colector-emisor en el transistor interno del optoacoplador 4N38 (dato extraído de la hoja técnica) y V1, es el voltaje de 12 voltios suministrado por la fuente de voltaje V1.

Reemplazando los valores de  $I_C = I_{BT} = 525 \mu A$ , y  $V1 = 12 V DC$  en la ecuación (4.73), se tiene que:

$$RA = \frac{12 - 0.3}{1.05 mA} \quad (4.73)$$

$$RA = 11.14 K\Omega \approx 12 K\Omega \quad (4.74)$$

Como se puede observar en la ecuación (4.74), el valor resultante fue aproximado a  $12 K\Omega$  ya que este valor óhmico es comercial, este valor aproximado, no afectará en el funcionamiento del circuito.

Para hallar la resistencia RC, se aplican la siguiente ecuación (4.75).

$$RC = \frac{V_{\mu C} - 1.5}{10 mA} \quad (4.75)$$

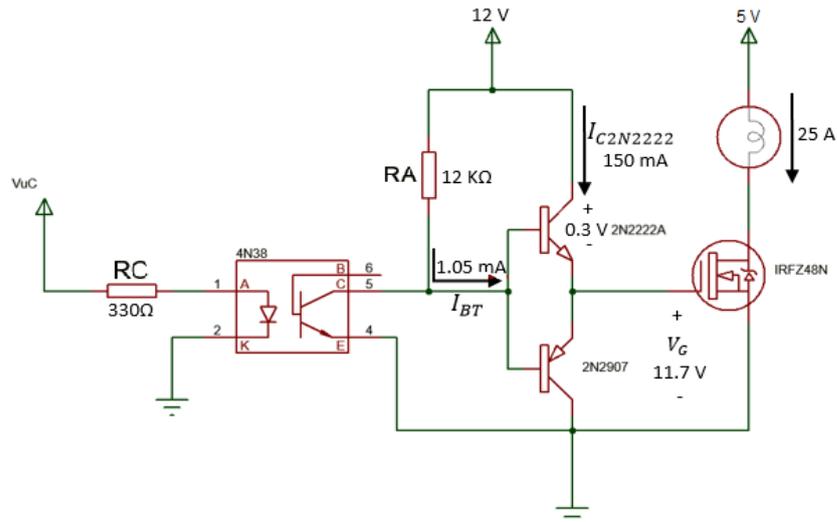
Donde  $V_{\mu C}$  equivale a  $5 VDC$  que es suministrado por el microcontrolador,  $1.5 VDC$  que son el consumo del fototransistor que lleva dentro el optoacoplador 4N38 y  $10 mA$  que es el consumo de corriente del fototransistor (datos extraídos de la hoja técnica del optoacoplador 4N38).

Reemplazando los datos previamente mencionados, en la ecuación (4.76) se tiene que:

$$RC = \frac{5 - 1.5}{10 mA} \quad (4.76)$$

$$RC = 350 \Omega \approx 330 \Omega \quad (4.77)$$

Como se puede observar en la ecuación (4.77), el valor de RC es aproximado a  $330\Omega$ , ya que este es un valor comercial. Cabe resaltar que esta aproximación no afecta en lo más mínimo al funcionamiento del circuito. Entonces, finalmente los valores del circuito de potencia se muestra en la Figura 4.23.



**Figura 4.23:** Circuito de potencia con sus valores de corrientes y resistencias

**Elaboración:** los autores

Culminando el capítulo tres, se define la Tabla 2.6 con sus respectivos valores como se muestra en la Tabla 2.7.

**Tabla 2.7:** Tabla de parámetros

Variable	Etapas/sub-etapa	Definición	Valor
$V_{in}$ :	Acondicionamiento/Offset de la señal	Voltaje de entrada	5 V DC
$V_{out}$ :	Acondicionamiento/Offset de la señal	Voltaje de salida	2.5 V DC
$A_v$ :	Acondicionamiento/Amplificación	Ganancia	16.67
$f_c$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Frecuencia de corte	1500 Hz
$\omega_{cn}$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Frecuencia de corte angular, normalizada.	$9.42 \times 10^3$
$\rho$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Orden del filtro	8
$f_r$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Frecuencia de rechazo	2000 Hz
$\omega_{rn}$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Frecuencia de rechazo angular, normalizada	1.33
$A_t$ :	Acondicionamiento/Filtraje	Atenuación	20
Bw	Lógica/ADC	Ancho de banda	1200 Hz
Fs:	Lógica/ADC	Frecuencia de muestreo	2480 Hz

$\Delta$	Lógica/ADC	Rango de cuantificación	19.53 mV
L	Lógica/ADC	Número de niveles	256 niveles
$n_c$ :	Lógica/ADC	Número de bits	8 bits
$P_e$	Lógica/ADC	Potencia del ruido de cuantificación	31.78 $\mu$ w
SQNR	Lógica/ADC	Relación señal a ruido de cuantificación	40.74
$T_s$ :	Lógica/Detección de la FF.	Periodo de muestreo.	26 $\mu$ s
$F_s$ :	Lógica/Detección de la FF.	Frecuencia de muestreo	38.46 K Hz
Duty	Lógica/Pulsos de control	Ancho de pulso	10%
$\alpha$ :	Potencia/Driver	Eficiencia	1
$\beta$	Potencia/Driver	Ganancia de corriente	300

**Elaboración:** los autores

## **CAPÍTULO V PRUEBAS Y RESULTADOS**

Para el presente capítulo se explicaron las pruebas y resultados en el orden, empezando por la etapa de transducción y culminando por la etapa de potencia.

### **5.1 Etapa de transducción (E.T)**

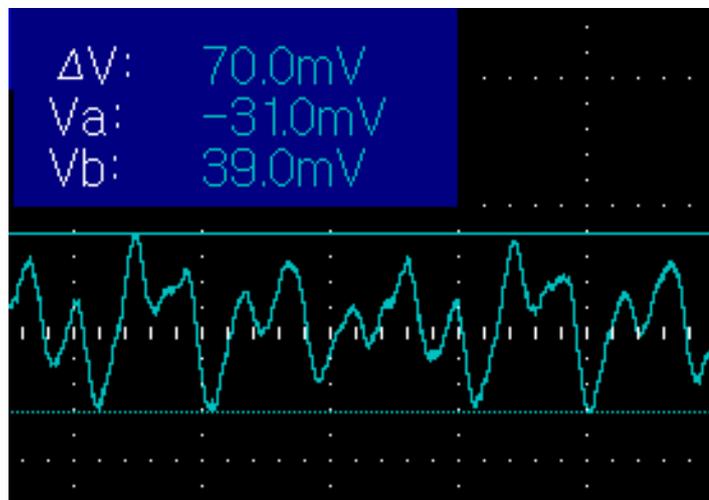
Para esta etapa, uno de los integrantes de la presente tesis, se colocó el micrófono de contacto en la garganta y vocalizó la letra “a”, por un lapso aproximado de 5 segundos con un tono de voz normal. Esto con el fin de lograr obtener la amplitud de la señal que sale del micrófono con una estimulación normal. Luego, se utilizó un micrófono aéreo a una distancia aproximada de 3 centímetros y se realizó la misma prueba, obteniendo como resultado lo que se muestra en la Tabla 5.1. Cabe resaltar, que ambas pruebas se realizaron bajo las mismas condiciones ambientales.

**Tabla 5.1:** Voltaje entre tipos de micrófono

<b>TIPO DE MICRÓFONO</b>	<b>VOLTAJE PICO A PICO</b>
CONTACTO	<i>70 mV</i>
AÉREO	<i>97 mV</i>

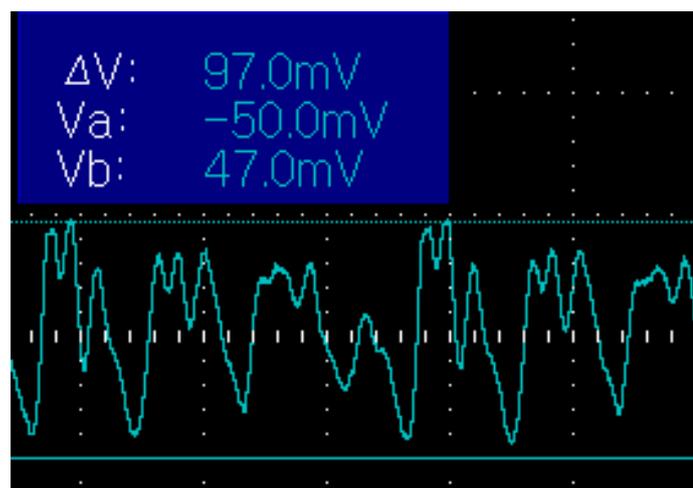
**Elaboración:** los autores

La señal que emite el micrófono de contacto y el micrófono aéreo, se muestra en la Figura 5.1 y Figura 5.2 con ayuda del osciloscopio. Como se puede observar en la Tabla 5.1, el voltaje pico a pico que emite el micrófono de contacto es menor al voltaje emitido por el micrófono aéreo, esto se debe a que, el micrófono aéreo depende de la distancia a la que se coloque de la boca y a la fuerza con la que se emita un tono de voz. En cambio, la señal emitida por el micrófono de contacto solo dependerá del tono de voz con el que se emita el paciente. También cabe resaltar que, en la señal emitida por el micrófono de contacto, visualmente se observa con menor cantidad de ruido que la señal emitida por el micrófono de contacto.



**Figura 5.1:** Señal emitida por el micrófono de contacto

**Elaboración:** los autores



**Figura 5.2:** Señal emitida por el micrófono aéreo

**Elaboración:** los autores

## 5.2 Etapa de Acondicionamiento

### 4.2.1 Sub etapa de offset de la señal

En esta etapa se realizaron las mediciones del suministro y valores resistivos, también del voltaje resultante luego de aplicar el divisor de voltaje. A continuación, en la Tabla 5.2 se muestran los resultados obtenidos.

**Tabla 5.2:** Valores medidos de la Sub-etapa de offset de la señal

Característica	Valor	Unidad
$V_{in}$	4.97	Voltios continuos
$R_1$	99.97 K	Ohm
$R_2$	99.98 K	Ohm
$VR_1$	2.48	Voltios continuos
$VR_2$	2.49	Voltios continuos
$V_{out}$	2.49	Voltios continuos

**Elaboración:** los autores

Donde:

- $VR_1$ : Caída de voltaje en la resistencia 1
- $VR_2$ : Caída de voltaje en la resistencia 2

### 4.2.2 Sub etapa de amplificación de señal

En esta etapa, se tomó el voltaje emitido por el micrófono y se comparó con la salida amplificada, también se midieron los valores resistivos que se utilizaron para llevar a cabo las pruebas. A continuación, en la Tabla 5.3 se muestran los resultados.

**Tabla 5.3:** Resultados medidos de la sub-etapa de potencia

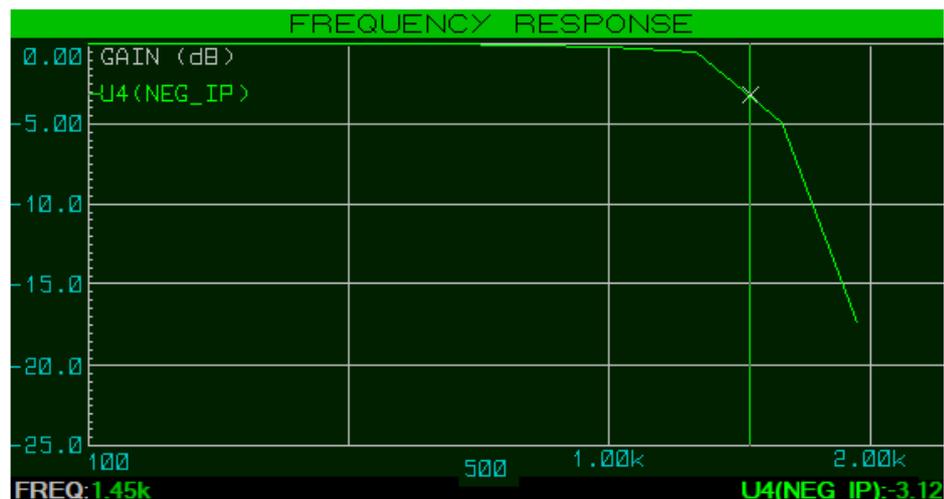
Característica	Valor	Unidad
$V_i$	164 m	Voltios pico-pico
$R_3$	2.98 K	Ohm
$R_4$	46.7 K	Ohm
$V_o$	2.52	Voltios pico-pico

**Elaboración:** los autores

Existe un margen de error en las mediciones respecto a los valores que indican los componentes ya que la fabricación de los componentes no puede ser perfecta; al presentar margen de error, implica que las mediciones y valores esperados como la señal de salida o la ganancia se ve afectada en un cierto porcentaje.

#### 4.2.3 Sub etapa de filtraje de señal

Para realizar las pruebas necesarias de la sub-etapa de filtraje de señal, primero se simuló el filtro diseñado en Proteus 8.1, con el fin de validar la respuesta en frecuencia de este. El resultado obtenido de la simulación se observa en la Figura 5.3.

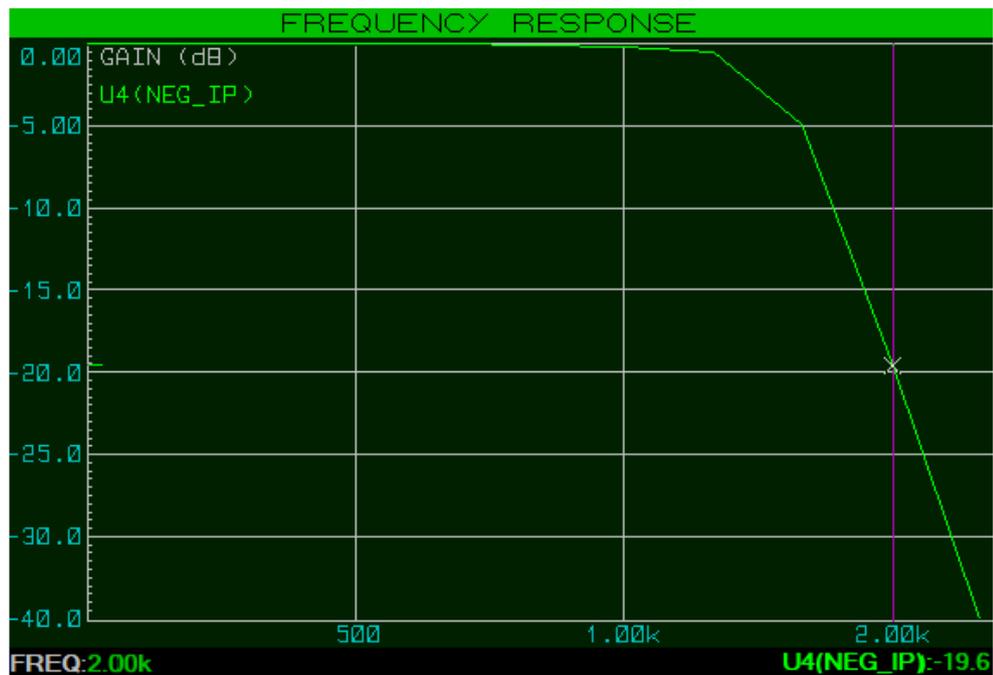


**Figura 5.3:** Simulación del filtro Butterworth, orden 8. Indicando  $f_c$

**Elaboración:** los autores

Como se puede observar en la Figura 5.3, la respuesta en frecuencia del filtro, arroja una atenuación de 3.12 dB a una frecuencia corte ( $f_c$ ) de 1.45 KHz. Esto quiere decir que, comparando la atenuación calculada con la simulada existe un 4% de error y comparando la frecuencia de corte simulada, con la frecuencia de corte deseada, se tiene un error del 3.3%

De la misma manera, se indicó la frecuencia de rechazo ( $f_r$ ), como se muestra en la Figura 5.4.

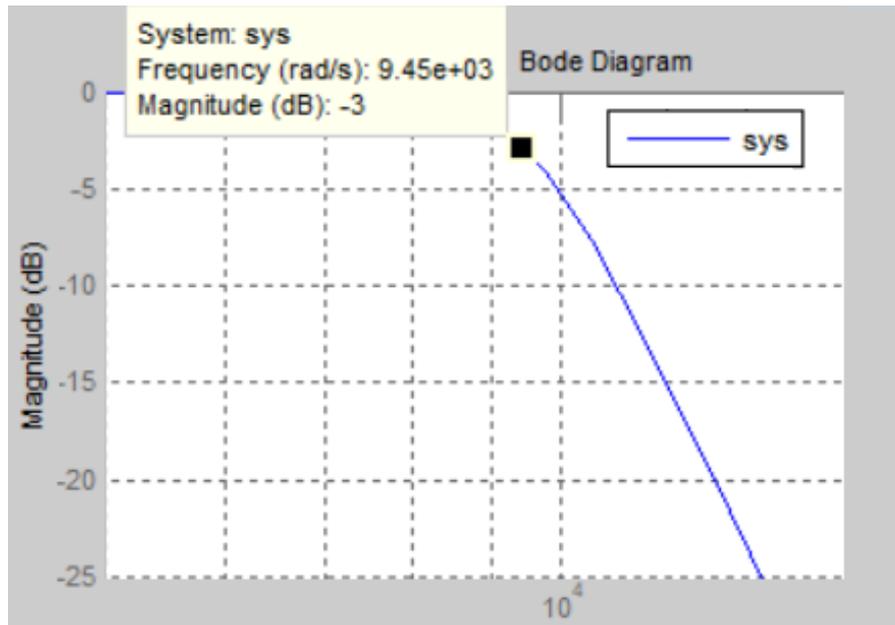


**Figura 5.4:** Simulación del filtro Butterworth, orden 8. Indicando  $f_r$

**Elaboración:** los autores

En la figura 5.4, se puede observar una  $f_r$  a 2000 KHz con una atenuación de  $-19.6$  dB. Esto quiere decir que la atenuación deseada con la simulada tiene un error del 2%.

También, se utilizó el programa Matlab 2013a para simular el filtro Butterworth de orden 8 y observar la respuesta en frecuencia del filtro, como se muestra en la Figura 5.5.



**Figura 5.5:** Simulación del filtro Butterworth, orden 8. Indicando  $\omega_c$

**Elaboración:** los autores

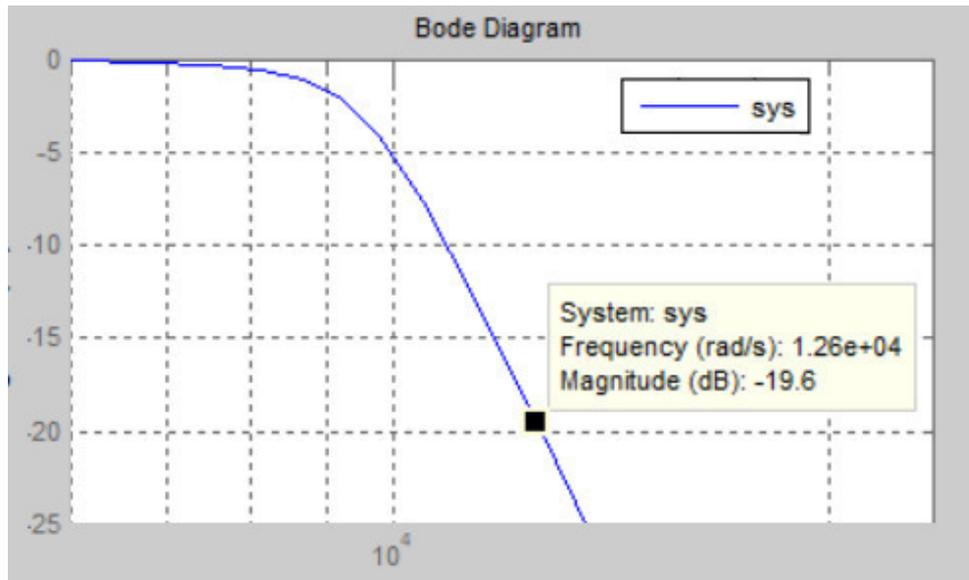
Como se puede observar en la Figura 5.5, la simulación en Matlab arroja una atenuación de  $-3 \text{ dB}$  a una frecuencia de corte de  $9.45 \times 10^3 \text{ rad/seg}$ , en las ecuaciones (5.1) y (5.2), se resuelve la conversión a  $\text{Hz}$ .

$$f_c = \frac{9.45 \times 10^3}{2\pi} \quad (5.1)$$

$$f_c = 1504 \text{ Hz} \quad (5.2)$$

Por lo tanto, se puede decir que la simulación de Matlab arroja una atenuación de  $-3 \text{ dB}$  a una frecuencia de corte de  $1504 \text{ Hz}$  como se muestra en la ecuación (5.2). Comparando la frecuencia deseada con la frecuencia simulada en Matlab, se tiene un error de  $0.2\%$  respecto a la frecuencia con una atenuación de  $-3 \text{ dB}$ .

En la Figura 5.6, se observa la frecuencia de rechazo del filtro y la atenuación a dicha frecuencia.



**Figura 5.6:** Simulación del filtro Butterworth, orden 8. Indicando la  $\omega_r$

**Elaboración:** los autores

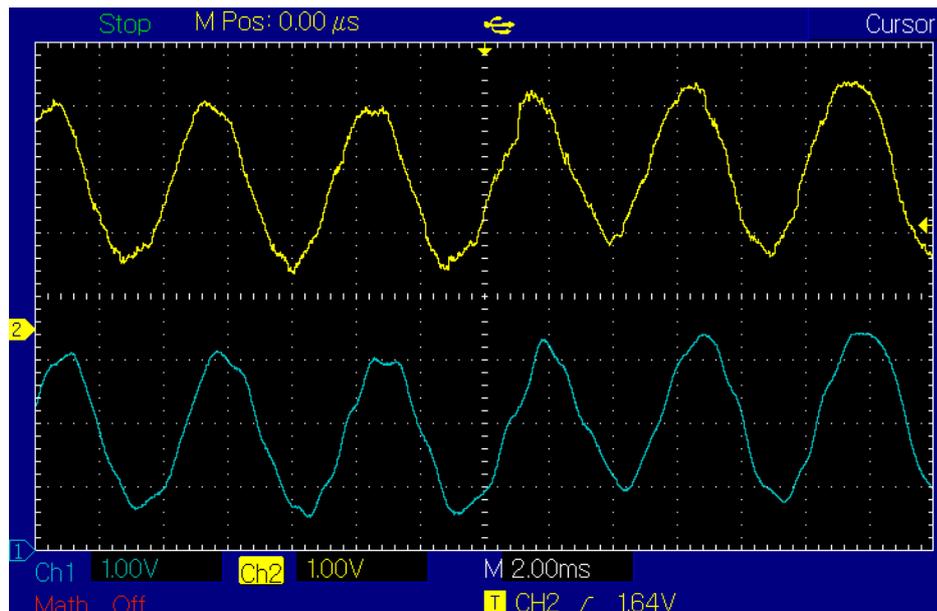
Al igual como se halló anteriormente la frecuencia de corte en hercios, se aplica para hallar la frecuencia de rechazo en hercios. Tomando los datos mostrados en la Figura 5.6, se resuelve en las ecuaciones (5.3) y (5.4).

$$f_r = \frac{1.26 \times 10^4}{2\pi} \quad (5.3)$$

$$f_r = 2005.4 \text{ Hz} \quad (5.4)$$

Esto quiere decir que, a  $2005.4 \text{ Hz}$ , existe una atenuación de  $-19.6 \text{ dB}$ . Comparando estos resultados con los deseados, se tiene un error de 3% respecto a la atenuación a una frecuencia de  $2005.4 \text{ Hz}$ .

Para probar el filtro implementado, se emitió un tono de voz periódico y mediante el osciloscopio, se midió la señal de entrada al filtro y la señal de salida, luego de pasar por el filtro diseñado. En la Figura 5.7 se observan los resultados.



**Figura 5.7:** Señal de entrada vs señal de salida

**Elaboración:** los autores

Donde:

- Señal color amarillo: Señal de entrada
- Señal color celeste: Señal de salida

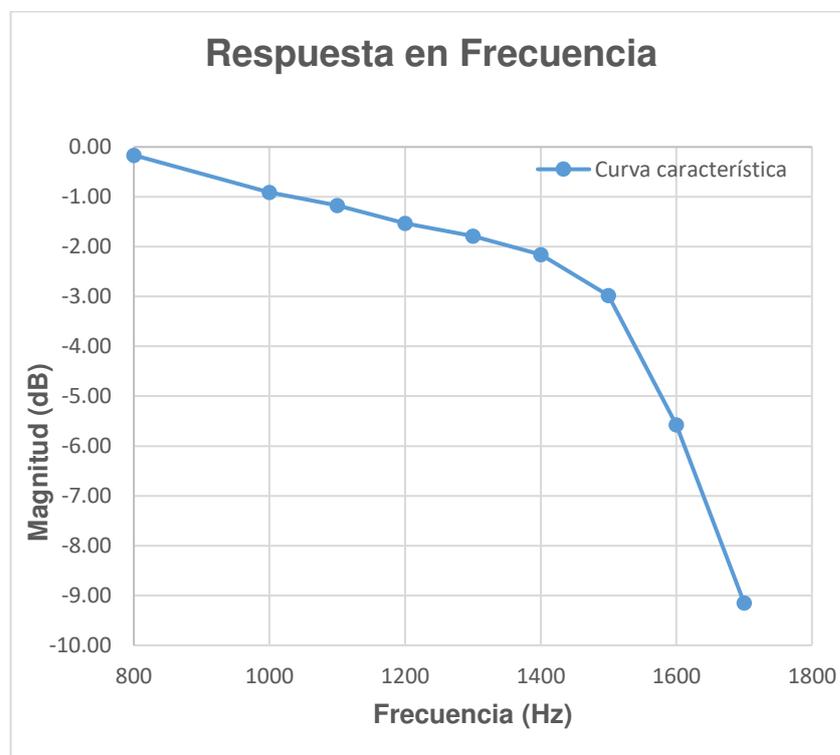
En la Figura 5.7, la señal celeste se observa más suave que la señal amarilla, esto quiere decir que la señal amarilla cuenta con mayor contenido armónico que la señal celeste. Este fenómeno es causado por el filtro pasa bajas diseñado.

También se inyectó una señal senoidal al filtro a diferentes frecuencias y se fue testeando su respuesta en frecuencia (magnitud). En la Tabla 5.4 se observa los resultados obtenidos y en la Figura 5.8 se observa la gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro.

**Tabla 5.4:** Respuesta en frecuencia

$\omega$	HdB ( $\omega$ )
800	-0.16
1000	-0.91
1100	-1.17
1200	-1.53
1300	-1.79
1400	-2.16
1500	-2.98
1600	-5.57
1700	-9.15

**Elaboración:** los autores



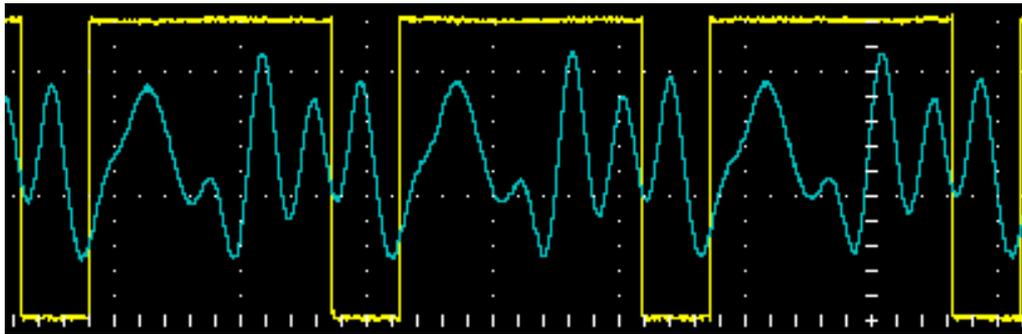
**Figura 5.8:** Respuesta en frecuencia del filtro Butterworth, orden 8

**Elaboración:** los autores

Como se puede observar en la Tabla 5.4 y en la Figura 5.8, los valores obtenidos están dentro de lo deseable, ya que se deseaba una atenuación de  $-3\text{ dB}$  a una frecuencia de corte de  $1500\text{ Hz}$ , y se obtuvo una atenuación de  $-2.98$  a una frecuencia de corte de  $1500\text{ Hz}$ . Porcentualmente se puede decir que se presenta un error de  $0.67\%$  respecto a los valores calculados con los medidos.

### 5.3 Etapa Lógica (E.L)

Para la validación de la etapa lógica, se le pidió al paciente emitir un tono vocal, manteniendo la fuerza del tono lo más estable posible y se midió la frecuencia de los pulsos de control emitidos por el microcontrolador, debiendo ser de la misma frecuencia que el tono emitido por el paciente. En la Figura 5.9 se observa la señal emitida por el paciente uno y los pulsos de control a la misma frecuencia (estas señales fueron captadas con ayuda del osciloscopio).

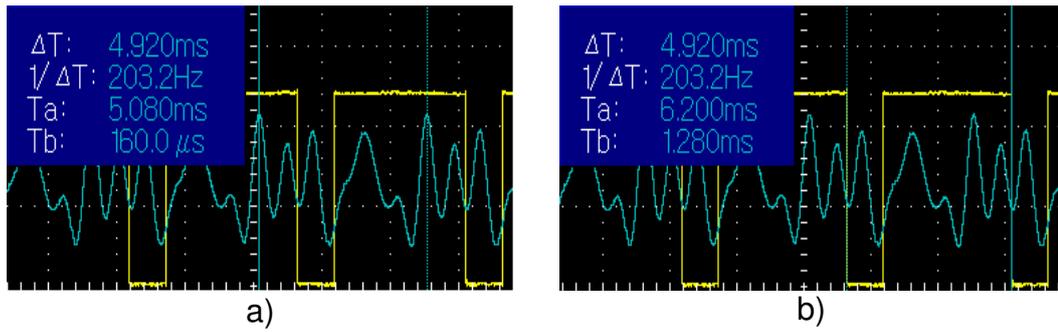


**Figura 5.9:** Paciente uno. Señal paciente uno (celeste) y pulsos de control (amarillo)

**Elaboración:** los autores

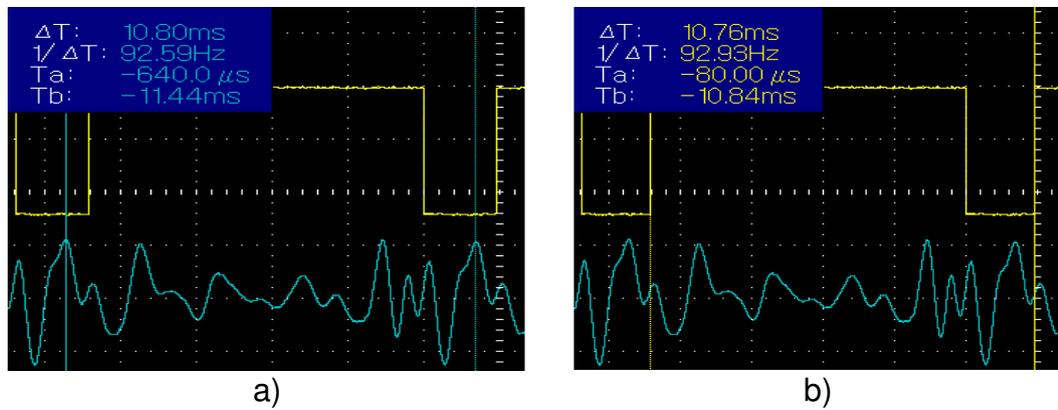
En la Figura 5.9, a simple vista se logra observar que la frecuencia de la onda cuadrada es igual a la señal de entrada. Con la ayuda de los cursores del osciloscopio, en la Figura 5.10 se observa que tanto la señal emitida por el paciente uno y los pulsos de control emitidos por el microcontrolador, son de 203.2 Hz.

De igual manera, se realizó la misma prueba con 4 pacientes más. Desde la Figura 5.11 hasta la Figura 5.14 se muestran las frecuencias de emitidas por cada paciente y los pulsos de control emitidos por el microcontrolador respectivamente.



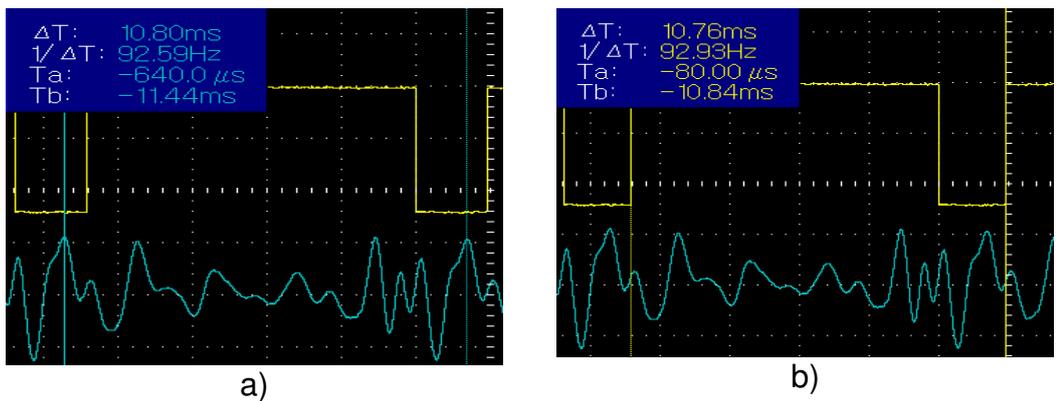
**Figura 5.10:** Paciente uno. a) Frecuencia del paciente uno, b) Frecuencia de los pulsos de control

**Elaboración:** los autores



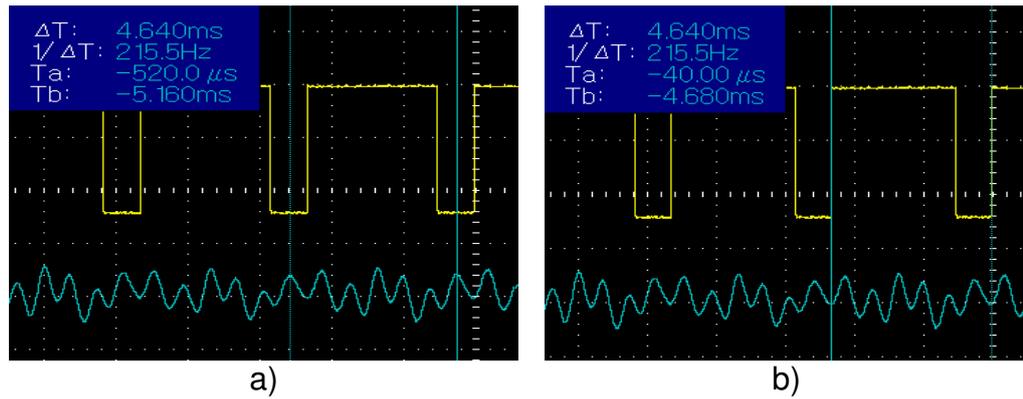
**Figura 5.11:** Paciente dos. a) Frecuencia del paciente dos, b) Frecuencia de los pulsos de control

**Elaboración:** los autores



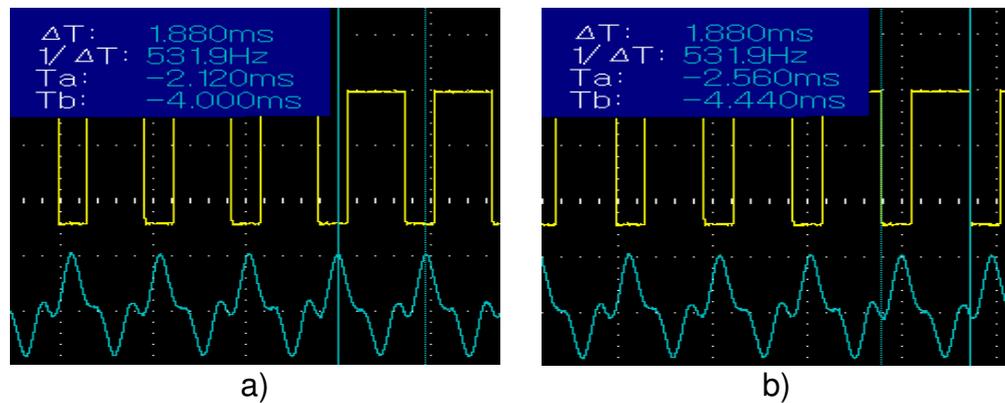
**Figura 5.12:** Paciente tres. a) Frecuencia del paciente tres, b) Frecuencia de los pulsos de control

**Elaboración:** los autores



**Figura 5.13:** Paciente cuatro. a) Frecuencia del paciente cuatro, b) Frecuencia de los pulsos de control

**Elaboración:** los autores



**Figura 5.14:** Paciente cinco. a) Frecuencia del paciente cinco, b) Frecuencia de los pulsos de control

**Elaboración:** los autores

Los resultados obtenidos en los cinco pacientes son satisfactorios, teniendo un error máximo de 0.37% en el paciente tres respecto a la frecuencia emitida por el paciente y la frecuencia de los pulsos de control emitida por el microcontrolador. Este error, es debido a un problema de medición, ya que, con el ajuste fino del osciloscopio no se logró posicionar en el mismo pico del siguiente periodo.

También, como parte de las pruebas, se tomó como muestra la señal emitida por el paciente tres y se inyectó ruido blanco a la señal de dicho paciente, variando de esta manera la SNR (relación señal ruido). Una vez adicionado el ruido a la señal, se ingresó al filtro y al algoritmo diseñado en la

presente investigación, dando como resultado lo que se muestra en la Tabla 5.5.

**Tabla 5.5:** Detección de la Frecuencia fundamental para distinta SNR

<b>SNR</b>	<b>Detección de la frecuencia fundamental</b>
80 dB	100%
70 dB	100%
60 dB	100%
50 dB	100%
40 dB	100%
30 dB	100%
25 dB	100%
20 dB	100%
15 dB	96%
10 dB	63%
5 dB	0%

**Elaboración:** los autores

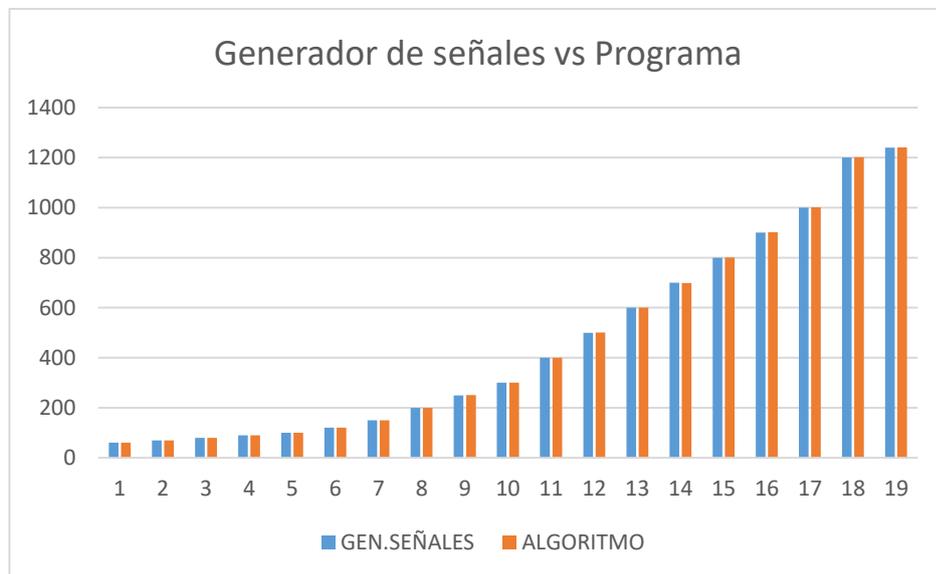
Como se puede observar en la Tabla 5.5, se obtiene un buen desempeño hasta con 20 dB de SNR, luego el algoritmo empieza a incurrir en errores hasta llegar a no detectar ninguna frecuencia fundamental en 5 dB de SNR.

Por otro lado, se aplicaron métodos estadísticos como parte de la validación sobre la detección de la frecuencia fundamental, con el fin de observar el desempeño del algoritmo. Para ello, se inyectó una señal senoidal con un generador de funciones y se observó la repuesta del algoritmo. En la Tabla 5.6 se observa la frecuencia generada por el generador de señales y la frecuencia detectada por el programa. Además, en la Figura 5.15, se grafica con un gráfico de barras una comparación entre ambas variables.

**Tabla 5.6:** Frecuencia detectada por el Algoritmo a partir del generador de señales

<b>Generador de señales</b>	<b>Algoritmo</b>
60	60.09
70	70.10
80	80.12
90	90.13
100	100.15
120	120.18
150	150.23
200	200.29
250	250.38
300	300.44
400	400.58
500	500.75
600	600.89
700	699.30
800	801.32
900	901.51
1000	1001.55
1200	1201.97
1240	1240.63

**Elaboración:** los autores



**Figura 5.15:** Comparación entre la frecuencia generada por el generador de señales y la frecuencia detectada por el algoritmo

**Elaboración:** los autores

Partiendo de los datos hallados en la Tabla 5.6, se halla el valor absoluto y relativo (Walpe et al., 1999, p.718) como se observa en la Tabla 5.7.

**Tabla 5.7:** Error relativo y error absoluto

GEN.SEÑALES	ALGORITMO	Error Relativo	Error absoluto
60	60.09	-0.09	-0.15%
70	70.10	-0.10	-0.15%
80	80.12	-0.12	-0.15%
90	90.13	-0.13	-0.14%
100	100.15	-0.15	-0.15%
120	120.18	-0.18	-0.15%
150	150.23	-0.23	-0.15%
200	200.29	-0.29	-0.14%
250	250.38	-0.38	-0.15%
300	300.44	-0.44	-0.15%
400	400.58	-0.58	-0.14%
500	500.75	-0.75	-0.15%
600	600.89	-0.89	-0.15%
700	699.30	0.70	0.10%
800	801.32	-1.32	-0.17%
900	901.51	-1.51	-0.17%
1000	1001.55	-1.55	-0.16%
1200	1201.97	-1.97	-0.16%
1240	1240.63	-0.63	-0.05%

**Elaboración:** los autores

Como se puede observar en la Tabla 5.7 se obtiene una variación máxima de 1.97 Hz en la frecuencia de 1200 Hz y error relativo máximo de 0.17% en las frecuencias de 800 Hz y 900 Hz, siendo estos resultados satisfactorios, debido a que se encuentra dentro del margen de error máximo del 5%.

Se halló el coeficiente de correlación de Pearson (Restrepo y Gonzales, 2007, p. 183-191), con el fin de hallar la correlación entre el generador de funciones y la frecuencia detectada por el algoritmo. Para ello, se procedió a hallar la varianza, la desviación estándar y la covarianza (Walpe et al., 1999, p.119) según sea el caso, obteniendo como resultado los valores mostrados en la Tabla 5.8.

**Tabla 5.8:** Resultados

<b>Variable</b>	<b>Resultado</b>
Varianza del generador de señales	153219.945 Hz
Varianza del algoritmo	153563.889 Hz
Desviación estándar del generador de señales	391.433193 Hz
Desviación estándar del algoritmo	391.872286 Hz
Covarianza	153391.718 Hz
Coefficiente de correlación de Pearson	0.99999933

**Elaboración:** los autores

Como se observa en la Tabla 5.8, el coeficiente de correlación de Pearson arroja un valor muy cercano a 1, esto quiere decir que existe una correlación positiva casi perfecta, siendo este un resultado satisfactorio.

Además, se utilizó el índice de Kappa de Cohen para medir el grado de aprobación, para esto, con ayuda de un médico especialista en otorrinolaringología y su fuente de luz estroboscópica, se procedió a realizar las pruebas de rutina a los pacientes en consulta. El médico procedió utilizando su fuente de luz estroboscópica y la desarrollada en la presente investigación. Según Landis y Koch (1977), indican que los valores resultantes por debajo de cero, reflejan un grado de desacuerdo total, por el contrario, si el valor resultante llegara a ser uno, indicaría que el grado de acuerdo es casi perfecto (p. 165). El día de las pruebas asistieron 20 pacientes, aplicando los respectivos cálculos, el índice de Kappa de Cohen arrojó un resultado de 0.966, que según la tabla mostrada por Landis y Koch (1977), significa un grado de acuerdo de casi perfecto (p.165). Siento este un resultado satisfactorio para la presente investigación. No se logró tener grado de acuerdo total del experto debido a que en frecuencias altas, precisamente a partir de 500 Hz, se empieza a perder precisión debido a la limitada frecuencia de muestreo que se tiene

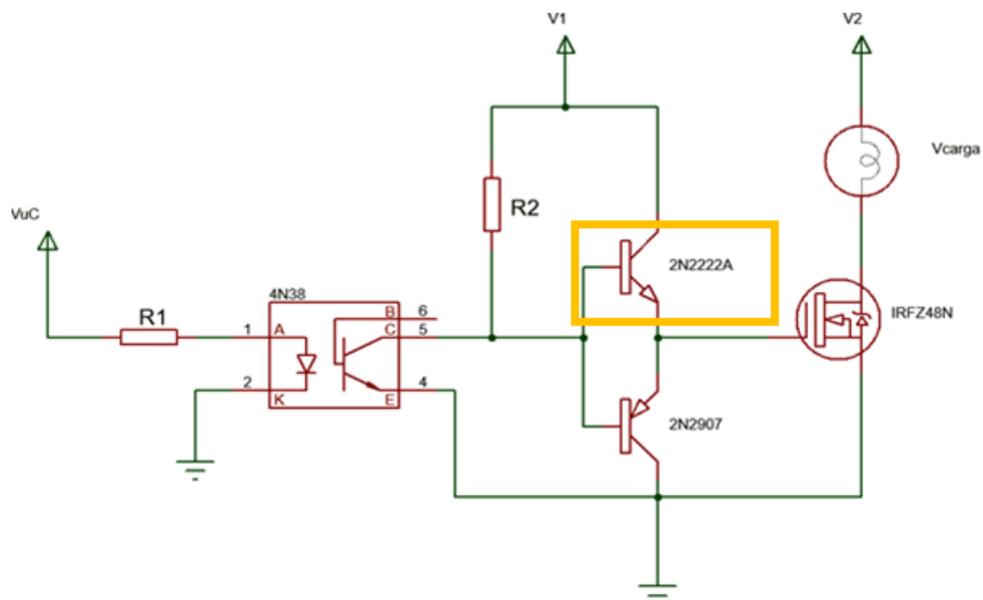
## 5.4 Etapa de Potencia

Para la validación de la etapa de potencia se analizará al transistor 2N2222 (se indica con un recuadro naranja en la Figura 5.16) ya que, este será el encargado de permitir y no permitir el suministro de voltaje al transistor IRFZ48N. El transistor 2N2907, tendrá como única función únicamente de lograr una caída de voltaje de 0 voltios continuos en el terminal Gate del IRFZ48N cuando el 2N2222 se encuentre en corte, por lo tanto, se puede decir que no existe corriente en el colector ni en el emisor, únicamente en la base que será igual a la del 2N2222. En la Tabla 5.9, se muestran las mediciones realizadas en la etapa de potencia cuando el LED de alta luminancia se encuentra encendido.

**Tabla 5.9:** Valores medidos en la etapa de potencia

CARACTERÍSTICA	2N2222	2N2907	IRFZ48N	4N38
VCE o VDS	0.26 V	11.68 V	0.3 V	11.88
VE o VS	11.68 V	11.68 V	0.1 V	0V
VB o VG	11.99 V	11.99 V	11.68 V	-
IC o ID	159.6 mA	0.15 mA	25.5 A	1mA
IE o IS	160.85 mA	160.1 mA	25.6 A	0A
IB o IG	0.55mA	0.55mA	0A	-

**Elaboración:** los autores



**Figura 5.16:** Circuito de potencia

**Elaboración:** los autores

Remplazando los valores de la Tabla 5.9 para hallar la  $I_E$  en el transistor 2N2222, se resuelve en las ecuaciones (5.5) y (5.6).

$$I_E = 159.6 \text{ mA} + 0.55 \text{ mA} \quad (5.5)$$

$$I_E = 160.15 \text{ mA} \quad (5.6)$$

El valor esperado de la  $I_E$  es 160.85 mA, sin embargo, como se observa en la ecuación (5.6), existe una variación de 0.7 mA representando aproximadamente el 0.43% de error. Este error es aceptable ya que se encuentra dentro del margen máximo de error aceptable del 5%.

La eficiencia está representada por " $\alpha$ ". Cabe resaltar que idealmente la eficiencia debe ser igual a la unidad, la unidad representa quiere decir que el transistor es 100% eficiente. Tomando los valores de la Tabla 5.9, se resuelve en la ecuación (5.7) y (5.8).

$$\alpha = \frac{159.6}{160.15} \quad (5.7)$$

$$\alpha = 0.996 \quad (5.8)$$

Como se observa en la ecuación (5.8) se tiene un valor cercano a la unidad, sin embargo, el transistor en este caso tiene una eficiencia del 99% del 100%. Cabe resaltar que esta variación está dentro del margen máximo de error aceptable del 5%.

La ganancia de la corriente está dada por  $\beta$ . Reemplazando los valores de Tabla 5.9, se resuelve en las ecuaciones (5.9) y (5.10).

$$\beta = \frac{159.6}{0.55 \text{ mA}} \quad (5.9)$$

$$\beta = 290.18 \quad (5.10)$$

Como se observa en la ecuación (5.10) se tiene un valor cercano a 300, este valor fue tomado en la consideración para el diseño (hoja de datos), sin embargo, el transistor en este caso tiene una variación de 9.81. Cabe resaltar que esta variación está dentro del margen máximo de error aceptable del 5%.

Reemplazando el valor hallado en la ecuación (5.8), se valida  $\beta$  en las ecuaciones (5.11) y (5.12).

$$\beta = \frac{0.996}{1 - 0.996} \quad (5.11)$$

$$\beta = 290.18 \quad (5.12)$$

En la ecuación (5.12) se puede observar que se obtiene un valor de  $\beta$  casi igual al valor tomado de la hoja de datos con un error del 3.27% respecto al valor teórico tomado, quedando dentro del margen de error máximo aceptable del 5%.

## **CAPÍTULO VI DISCUSIÓN Y APLICACIÓN**

### **6.1 Discusión**

Los resultados obtenidos son los deseados, está claro que existe un margen de error, que en este caso se considera aceptable, ya que ni uno sobrepasa el 5%, estos errores ocurridos son debido a que los componentes electrónicos no son de fabricación perfecta y también, al momento de realizar los cálculos, estos fueron redondeados a dos decimales incurriendo así también, en un porcentaje de error. Cabe resaltar, que los diseños realizados son capaces de realizar su trabajo con normalidad a pesar del porcentaje de error que presentan.

El equipo desarrollado, si bien cumple con las funciones necesarias para ayudar al médico especialista a diagnosticar posibles anomalías en los pliegues vocales, su frecuencia máxima de trabajo es de 1200 *Hz*, esto quiere decir que, para las personas que cuenten con un tono de voz mayor, no será posible realizarle este examen. También cabe resaltar que la amplificación máxima de la señal, será hasta 5 *VDC*, debido a que el ADC del microcontrolador procesa solo señales positivas y de máximo 5 *VDC*, la amplificación, en este caso, será manual, por lo que, si el tono de voz es muy fuerte o muy débil, se debió ajustar manualmente mediante un potenciómetro hasta que el equipo trabaje con normalidad, caso contrario, el equipo no trabaja de forma correcta.

## **6.2 Aplicación**

La aplicación del equipo desarrollado en la presente tesis, es que se logre implementar en los centros médicos, específicamente las áreas de otorrinolaringología. Dado a que no existen productos similares de producción nacional, este producto podrá ser de menor costo que la competencia, siendo así más accesible económicamente. Cabe resaltar que, de contar en los consultorios de otorrinolaringología con un equipo estroboscópico como el desarrollado, los médicos especialistas podrán realizar un examen más profundos en los pliegues vocales y, por lo tanto, lograr detectar lesiones incipientes o alguna anomalía en las mismas.

## CONCLUSIONES

1. Se estudió y comprendió la anatomía de los pliegues vocales, llegando a la conclusión que, debido a las altas frecuencias de oscilación de los pliegues vocales, generar un pulso de control con un ancho de pulso del 50%, visualmente genera un efecto de sobreexposición, no dejando observar con total claridad el fenómeno vibratorio de los pliegues vocales, evitando así que el médico pueda visualizar los pliegues vocales con buena definición.
2. Se implementó una etapa de transducción utilizando un micrófono de contacto ya que el micrófono aéreo capta el ruido del medio ambiente, dificultando el procesamiento de la señal. Además, el micrófono de contacto facilita la realización del examen.
3. Se desarrolló una etapa de acondicionamiento con tres sub etapas. La sub-etapa de offset de la señal, se encarga de inyectar  $2.5 V DC$  para centrar la señal. La sub-etapa de amplificación de la señal tiene una ganancia mínima de 16, pero para diferentes pacientes con distinta fuerza de voz, es necesario agregar un potenciómetro, con el fin de amplificar más la señal si es necesario, cabe resaltar que el circuito amplificador es capaz de amplificar señales a partir de  $50 Hz$ , sin embargo el algoritmo está limitado para trabajar a partir de  $60 Hz$ . La sub-

etapa de filtraje de la señal tiene 0.67% de error respecto a la frecuencia de corte simulada a la implementada.

4. Se diseñó un algoritmo para detectar la frecuencia fundamental de un tono de voz y se obtuvo un error menor a 0.5% siendo este un resultado satisfactorio para la presente investigación.
5. Se desarrolló una etapa de potencia que cuenta con tres sub etapas. En la sub-etapa de aislamiento, se utilizó un optoacoplador con el fin de aislar la etapa lógica de los componentes por donde pasan altas corrientes. La sub-etapa de control de potencia se utilizaron dos BJT que obedecerán a los pulsos de control provenientes de la etapa lógica por medio del optoacoplador. La sub etapa de potencia fue basada en tecnología MOSFET ya tiene un bajo consumo de corriente.
6. Se validó el efecto estroboscópico ya que se logró observar el movimiento de los pliegues vocales de manera exitosa haciendo uso de la iluminación estroboscópica emitida por el equipo desarrollado en la presente tesis. Además, se aplicaron métodos estadísticos para validar la respuesta y funcionamiento del mismo, dando resultados satisfactorios.

## RECOMENDACIONES

1. Si el tono emitido por el paciente es muy alto o muy bajo y el equipo no logre correctamente su funcionamiento, la señal se puede ajustar con un potenciómetro, con el fin de regular su amplitud.
2. Pacientes que generen un tono por debajo de  $60\text{ Hz}$  y por encima de  $1240\text{ Hz}$ , el equipo no es capaz de detectar su frecuencia fundamental, lo que quiere decir que, no es posible realizar el examen.
3. No se debe mantener el equipo encendido más de 10 minutos debido a que podría sobrecalentar el equipo.
4. Mantener en una mesa estable para evitar riesgo de caída.
5. Es recomendable utilizar una cámara CCD para para lograr captar el movimiento estroboscópico de los pliegues vocales.
6. El equipo solo deberá ser manipulado por expertos en el campo de la medicina.
7. Transportar de forma segura el equipo ya que, de sufrir algún golpe, este puede averiarse.

## FUENTES DE INFORMACIÓN

### Bibliográficas:

Alexander, C., Sadiku, M. (2006). *Fundamentos de circuitos eléctricos* (M. Graw Ed. 3 ed.).

Avendaño, L. (2007). *Sistemas Electrónicos Analógicos* (Pereira: Universidad Tecnológica de Pereira)

Cogollos, S. (2016). *Fundamentos de la Teoría de Filtros* (Valencia: Universidad Politécnica de Valencia).

Oppenheim, A., Willsky, A., Nawab, H. (1998). *Señales y Sistemas* (Pearson Ed. 2 ed.).

Proakis, J., Manollakis, D. (2007). *Tratamiento digital de señales* (P. E. S.A Ed. 4 ed.).

Walpe, R., Myers, R., Myers, S. (2012). *Probabilidad y estadística para ingenieros* (P. Educación Ed. 9 ed.).

### Publicaciones científicas:

Amado R., F., J. (2008). *Pitch Detection Algorithms Based on Zero-Cross Rate and Autocorrelation Function for Musical Notes*. IEE. doi:10.1109/ICALIP.2008.4590188.

- Bernal, J., Gómez, P., Bobadilla, J. (1999). *Una visión práctica en el uso de la transformada de fourier como herramienta para el análisis espectral de la voz. Estudios de fonética experimental*, 10.
- Brunetto, B., Nazar, R. (2002). *Stroboscopy and its Clinical Application. Otorrinolaringología y cirugía de cabeza y cuello*, 62.
- Cortés J., M. F., Chavez J. (2007). *Del análisis de fourier a las wavelets análisis de fourier. Scientia et Technica Año XIII*.
- Gerhard, D. (2003). *Pitch Extraction and Fundamental Frequency: History and Current Techniques*.
- Gonzáles, F., Ferradis, S., Iglesia, V., Martínez, R. (2006). *Técnicas digitales para la valoración laringoscópica. Medicina de la Universidad de Navarra*, 50.
- Hirano M. *The role of the layer structure of the vocal fold in register control. Vox Humana. University of Jyvaskyla; 1982*.
- Karki, J. (2000). *Active Low-Pas Filter Design. Texas Instruments*.
- Landis, J., Koch, G. (1977). *The Measurement of Observer Agreement For Categorical Data. Biometrics*, 33.
- Printza, A., Triaridis, S., Themelis C., Constantinidis, J. (2012). *Stroboscopy for benign laryngeal pathology in evidence based health care. HIPPOKRATIA*.
- Restrepo, L., Gonzales, J. (2007). *De Pearson a Spearman. Colombiana de ciencias pecuarias*.
- Riede, T., Brown, C. (2013). *Body Size, Vocal Fold Length, and Fundamental Frequency – Implications for Mammal Vocal Communication. Nova Acta Leopoldina NF*, 308.
- Sallen, R., Key, E. (1955). *A practical Method of Designing RC Active Filters. IEE*.
- Siu, J. (2015). *Design Considerations of LED based Visible Notification Appliances. Paper presented at the SUPDET 2015, Orlando*.

Zhang, Y., Jiang, J. (2004). *Chaotic vibrations of a vocal fold model with a unilateral polyp.* *Acoustical Society of America.* doi:DOI: 10.1121/1.1648974.

## ANEXOS

### ANEXO A

A continuación, se muestran los instrumentos necesarios para visualizar los pliegues vocales durante el ciclo vibratorio.

#### 1. Cámara endoscópica



## 2. Acoplador óptico o endocupla



## 3. Laringoscopio



## 4. Fibra óptica



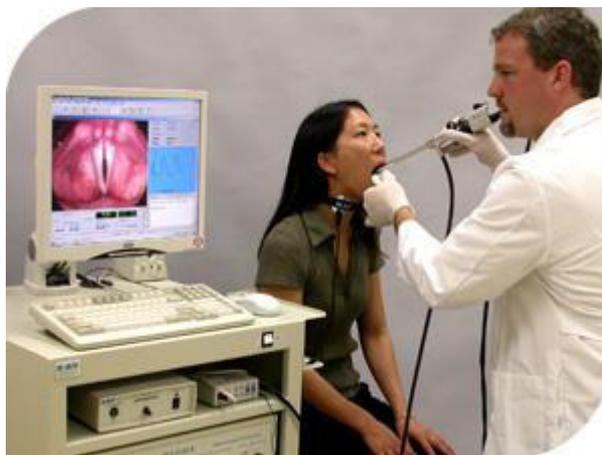
## 5. Fuente de luz



## 6. Dispositivos ensamblados



## FORMA DE USO



## **Descripción de las partes:**

- **Endoscopio rígido o flexible.**

Dispositivo encargado de ingresar en una cavidad utilizando técnicas de iluminación y angulación de la luz para la observación del estado de las estructuras fisiológicas internas, en esta tesis se usó un endoscopio rígido con el único fin de observar las cuerdas vocales en diferentes pacientes ingresando a través de la vía oral.

- **Cabezal de la cámara.**

Cabezal de una cámara que, adaptado a un acoplador óptico para enganchar al endoscopio rígido o flexible, se utiliza para obtener la imagen proyectada en el ocular del sistema óptico y de esta manera poder proyectar la imagen

- **CCU de la Cámara.**

Unidad de control de la cámara, formato de video, configuración y filtrado.

- **Fuente de luz:**

Dispositivo que genera la iluminación transmitida a un endoscopio a través de una fibra óptica o cable de luz, la luz se transmite hasta la punta distal para iluminar la cavidad que está siendo estudiada, en esta tesis se diseña este sistema, pero con la característica de modulación del encendido de los haces de luz por la voz humana.

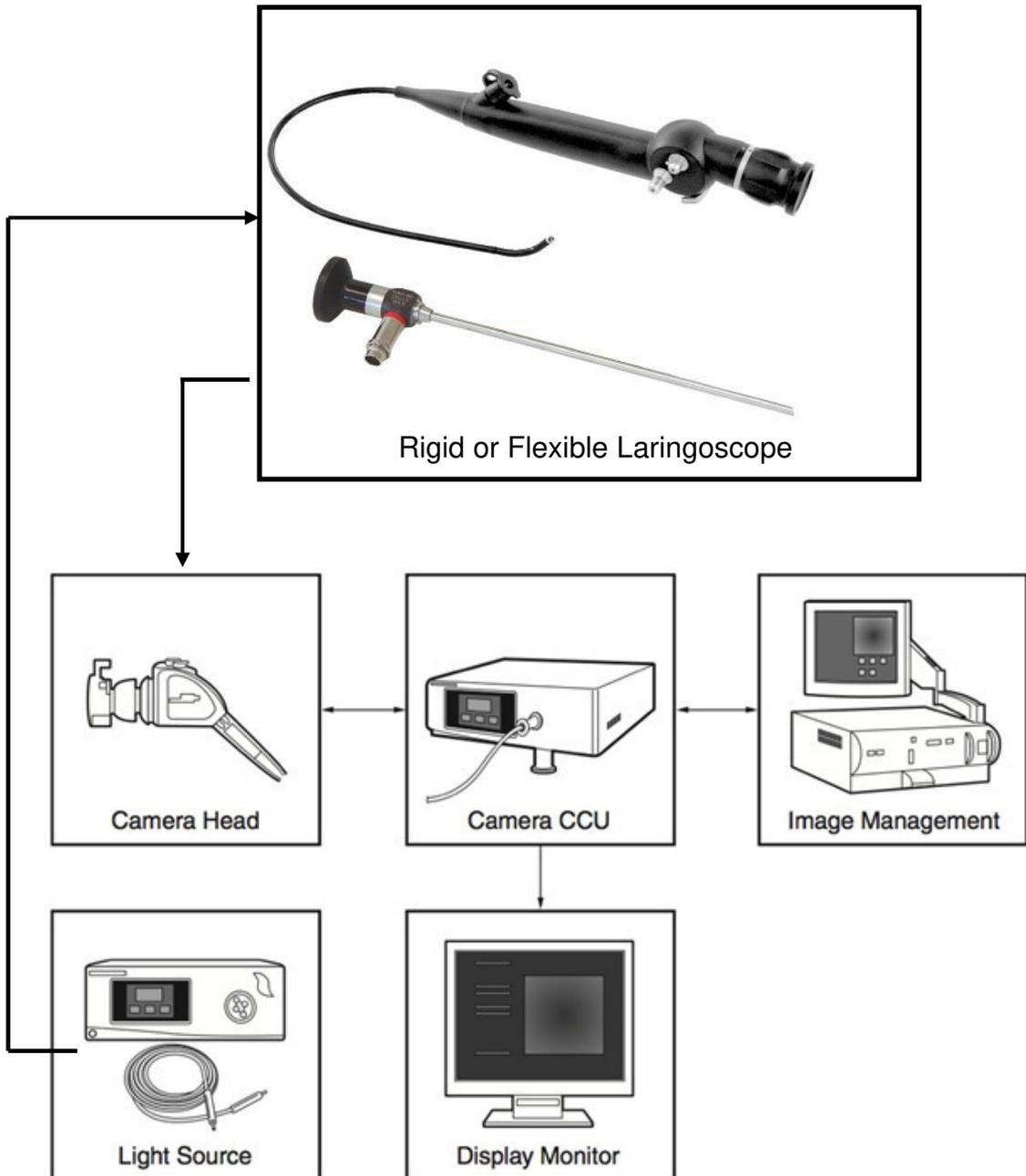
- **Monitor de pantalla.**

Dispositivo utilizado para presentar la imagen tomada desde el ocular.

- **Procesador de imágenes.**

Dispositivo utilizado para procesar la información, vídeos fotos y la base de datos.

Nota: Un sistema de video de diagnóstico de endoscopia consta de las siguientes partes:



## ANEXO B

Los AVR son una familia de microcontroladores del fabricante estadounidense Atmel. Estos AVR se pueden dividir en los siguientes grupos:

- ATxmega: procesadores muy potentes de 16 a 384 kB de memoria flash programable, encapsulados de 44, 64 y 100 pines. Amplio conjunto de periféricos con convertor análogo-digital (DAC).
- ATmega: Microcontroladores AVR grandes de 4 a 256 Kb de memoria flash programable, encapsulados de 28 a 100 pines. Amplio conjunto de periféricos.
- ATiny: Pequeños microcontroladores AVR con 0.5 a 8 kB de memoria flash programables. Cuenta con un limitado set de periféricos.
- AT90CAN: ATmega con controlador de bus CAN.
- Tipos especiales: algunos modelos especiales, por ejemplo, para el control de los cargadores de baterías, pantallas LCD y los controles de los motores o la iluminación.
- AT90S: tipos obsoletos, los AVR clásicos.