

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL
Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**“ANÁLISIS, DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CIRCUITO
CONTROLADOR DE MOVIMIENTO DEL MOTOR DE UN TRANSDUCTOR
SECTORIAL MECÁNICO UTILIZADO EN ECOGRAFÍA, USANDO LA
TÉCNICA DEL RVDT”**

INFORME DE MATERIA DE GRADUACIÓN

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Presentada por:

MICHAEL GIOVANNI ALVARADO MONSERRATE

CAMILO DAVID DELGADO MIRANDA

EDGAR ALLAN NARANJO MORA

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO

2010

AGRADECIMIENTO

A Dios, que por su gracia nos ha traído hasta este punto tan importante de nuestras vidas.

A todas las personas que de una u otra forma colaboraron en la realización de este proyecto. A nuestros padres y hermanos por su apoyo incondicional.

A nuestro Director de Tesis, Ing. Miguel Yapur, por su generosidad al brindarnos la oportunidad de recurrir a su capacidad y experiencia científica en un marco de confianza, afecto y amistad.

DEDICATORIA

A Dios, a mi Familia, pero en especial a mi Madre, por hacer de mí una persona de bien, por ser ejemplo de trabajo, amor, lucha y perseverancia.

Michael G. Alvarado Monserrate

A Dios por guiarme al camino del bien y responsabilidad justo cuando lo necesitaba, y así poder terminar mis estudios universitarios; y a mi familia por su apoyo incondicional a lo largo de toda mi vida.

Camilo D. Delgado Miranda

A mi familia y amigos por toda su comprensión y apoyo en los momentos más importantes de mi carrera.

Edgar A. Naranjo Mora

DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad del contenido de este trabajo, nos corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual de el mismo a la Escuela Superior Politécnica del Litoral”.

(Reglamento de Graduación de la ESPOL)

Michael Giovanni Alvarado Monserrate

Camilo David Delgado Miranda

Edgar Allan Naranjo Mora

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

Ing. Miguel Yapur

PROFESOR DE LA MATERIA DE GRADUACIÓN

Ing. Juan Del Pozo

PROFESOR DELEGADO POR EL DECANO DE LA FACULTAD

RESUMEN

Los equipos Médicos electrónicos son muy importantes en la actualidad ya que ayudan a la Medicina de gran manera. Dentro de los equipos más importantes se encuentra el ecógrafo, el cual reconstruye una imagen recogiendo los ecos ultrasónicos reflejados por el cuerpo, luego de que el transductor envía un tren de pulsos hacia éste en una frecuencia determinada.

El incentivo del desarrollo de este proyecto fue la investigación académica mediante la cual se investigó el comportamiento y operación del motor eléctrico que comanda el movimiento del transductor de un ecógrafo. El motor está construido según la técnica del RVDT (Tranformador Diferencial Variable Rotatorio). Este dispositivo no es muy conocido en nuestro medio, y por este motivo se desea proporcionar información que permita corregir problemas que se podrían presentar en su operación. Se ha podido detectar que una de las averías más comunes es el desperfecto en los controladores que maneja este motor. Por otro lado, al hacer posible su reparación se estaría evitando la adquisición de nuevos equipos, los mismos que son costosos.

ÍNDICE GENERAL

	Pág.
RESUMEN.....	VI
ÍNDICE GENERAL.....	VII
ABREVIATURAS.....	X
SIMBOLOGÍA.....	XI
ÍNDICE DE FIGURAS.....	XII
ÍNDICE DE TABLAS.....	XIV
INTRODUCCIÓN.....	1
CAPÍTULO I	
GENERALIDADES.....	3
1.1. Introducción.....	3
1.2. Alcance e importancia del proyecto.....	4
1.3. Análisis del proyecto.....	4
CAPÍTULO II	
TEORÍA BÁSICA DEL ULTRASONIDO.....	6
2.1. Ondas de sonido.	6
2.2. Ultrasonido.....	7
2.3. Impedancia acústica.....	8
2.4. Alcance de las señales (decibelios).....	9

2.5. Interfaces.....	10
2.6. Absorción viscosa.....	11
2.7. Esparcimiento.....	12
2.8. Ondas recortadas.....	12
2.9. Interfaz irregular entre tejidos.....	12
2.10. Ángulo de incidencia.....	13
2.11. Ángulo de refracción.....	13
2.12. Resonancia.	14
2.13. Efecto sombra.....	15
2.14. Resolución.....	15
2.15. Resolución axial.....	16
2.16. Resolución lateral (campo cercano y campo lejano).....	17

CAPÍTULO III

FUNCIONAMIENTO Y OPERACIÓN DEL TRANSDUCTOR.....	20
3.1. Efecto Piezoeléctrico y Efecto Piezoeléctrico Inverso.....	20
3.2. Amortiguamiento del cristal.....	21
3.3. Procesamiento de la señal de retorno.....	21
3.4. Motor del transductor.....	25
3.4.1. Introducción.....	25
3.4.2. Motor RVDT.....	28
3.4.3. Ventajas y desventajas del RVDT.....	32

CAPÍTULO IV

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN.....	33
4.1. Diagrama de bloques.....	33
4.2. Diseño de cada bloque.....	33
4.2.1. Fuente de Poder.....	33
4.2.2. Bloque de control.....	34
4.2.3. Bloque de inducción.....	36
4.3. Implementación y ensamblaje.....	37
4.4. Gráficas de las señales de salida del circuito.....	40
4.4.1. Bloque de control.....	40
4.4.2. Bloque de inducción.....	41

CAPÍTULO V

RESULTADOS.....	42
5.1. Medición del voltaje entre las dos bobinas secundarias.....	42
5.2. Constante de proporcionalidad (G).....	43

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

APÉNDICES

BIBLIOGRAFÍA

ABREVIATURAS

TGC	Compensación de ganancia en el tiempo.
FAR	Compensación del campo lejano.
NEAR	Compensación del campo cercano.
RVDT	Transformador diferencial variable rotatorio.
LVDT	Transformador diferencial de variación lineal.
TR	Relación de transformación.
FET	Transistor efecto de campo.
BJT	Transistor de unión bipolar.
PCB	Placa de circuito impreso.
EZ	Cero Eléctrico.
CW	A favor de las manecillas del reloj.
CCW	En contra de las manecillas del reloj.

SIMBOLOGÍA

cm	Centímetros
mm	Milímetros
dB	Decibelios
s	Segundos
us	Microsegundos
Ω	Ohmios
uF	Microfaradios
Hz	Hertz
MHz	Megahertz
V	Voltios
A	Amperios
ρ	Densidad del medio
B	Compresibilidad del medio
H	Dureza
m/s	Metro sobre segundo
Sin	Seno
λ	Longitud de onda
f	Frecuencia
v	Velocidad
z	Impedancia acústica

ÍNDICE DE FIGURAS

	Pág.
Fig. 1.1. Diagrama de bloques general.....	5
Fig. 2.1. Ángulo de refracción.....	14
Fig. 2.2. Longitud del pulso espacial.....	17
Fig. 2.3. Resolución lateral.....	19
Fig. 3.1. Compensación de ganancia en el tiempo.....	22
Fig. 3.2. Modificación de la forma de la señal.....	23
Fig. 3.3. Recorte de la señal.....	24
Fig. 3.4. Modulación envolvente.....	24
Fig. 3.5. Motor LVDT.....	25
Fig. 3.6. Flujo magnético en el motor LVDT.....	26
Fig. 3.7. Movimiento del núcleo.....	27
Fig. 3.8. Esquemático del rotor y estator.....	28
Fig. 3.9. Gráfica de los voltajes de salida.....	30
Fig. 4.1. Diagrama de bloques.....	33
Fig. 4.2. Esquemático de la fuente de poder.....	34
Fig. 4.3. Esquemático del bloque de control.....	35
Fig. 4.4. Esquemático del bloque de inducción.....	36
Fig. 4.5. Circuito en protoboard.....	37
Fig. 4.6. Mapa de las pistas para el PCB.....	38
Fig. 4.7. Distribución de los elementos en el PCB.....	38

Fig. 4.8. Circuito en PCB.....	39
Fig. 4.9. Onda triangular.....	40
Fig. 4.10. Onda seno.....	41
Fig. 5.1. Gráfica Voltaje vs Grados.....	43

ÍNDICE DE TABLAS

	Pág.
Tabla I Tabla de voltajes según el ángulo.....	42

INTRODUCCIÓN

Dado que el motor utilizado en el proyecto tiene su aplicación en la ecografía, se ha dedicado un capítulo a la teoría del ultrasonido para que el lector tenga una información adicional de cómo se lo utiliza.

Luego de un breve tutorial de la aplicación del ultrasonido en la ecografía, se continúa con los siguientes puntos:

1. Análisis del funcionamiento de la tarjeta de control original del transductor del ecógrafo.
2. Diseño del circuito controlador.
3. Análisis del funcionamiento del motor del transductor.

Al haber analizado el funcionamiento de la tarjeta de control original del transductor se encontró que se necesitan dos señales básicas para el funcionamiento del motor del transductor: Un voltaje referencial y una onda senoidal de alta frecuencia.

Luego de haber obtenido dichas señales y haber analizado el funcionamiento del motor del transductor, finalmente, se procede a enviar las señales a los pines correspondientes del transductor para obtener el movimiento deseado.

Una vez completados los objetivos de esta investigación y haber obtenido resultados aceptables, aún queda pendiente el análisis de otros métodos de control y el uso de otro tipo de circuitería electrónica, como podría ser la aplicación de microcontroladores y microprocesadores.

CAPÍTULO I

GENERALIDADES

1.1. Introducción.

El desarrollo del presente trabajo tiene como principal objetivo la investigación del movimiento de un motor basado en la técnica del RVDT y luego, realizar el diseño y construcción del circuito controlador de movimiento para este tipo de motor. Para simplificar la lectura del texto, se va a denominar a este dispositivo como motor RVDT.

Para el desarrollo del proyecto, primero se debe realizar el análisis de la tarjeta de control y del funcionamiento del motor del transductor ultrasónico, y después, los requerimientos necesarios del mismo para poder obtener el movimiento adecuado del motor del transductor.

En segundo lugar, luego de haber interpretado los requerimientos del motor del transductor, se procede a generar dichas señales valiéndose de un circuito electrónico analógico diseñado con resistencias y capacitores correctamente dimensionados, reguladores de voltaje, opamps, diodos y transistores.

Finalmente, luego de haber obtenido las señales de control y energizando de manera correcta el circuito controlador, se obtiene el movimiento correcto del motor del transductor.

1.2. Alcance e importancia del proyecto.

Dentro de los principales equipos utilizados para el diagnóstico de enfermedades existe el ecógrafo, el cual es un equipo de uso común; este opera con ondas mecánicas, específicamente ondas ultrasónicas siendo por lo tanto un método no invasivo y de fácil aplicación. Este es uno de los métodos más difundidos en el medio ya que puede ser utilizado sin riesgo de daños colaterales al paciente.

Los hospitales gastan mucho dinero en comprar equipos importados; es por esto que con la investigación de este proyecto se quiere explicar el funcionamiento del motor del transductor con el método RVDT y así, incentivar a los ingenieros a reparar este tipo de equipos.

1.3. Análisis del proyecto.

Un equipo de ecografía consta de tres partes principales: Transductor, Procesador de señales y Etapa de visualización.

El proyecto solo trata la parte del controlador del transductor, porque el objetivo principal del proyecto es crear un circuito sencillo para poder

demostrar de una forma didáctica el funcionamiento del motor con la técnica del RVDT.

Como se ha manifestado anteriormente, el objetivo fundamental de este proyecto es el de poder controlar al motor RVDT, ya que éste proporciona el movimiento del cristal, de esta manera se debe controlar la velocidad y por lo tanto el desplazamiento angular del motor. El análisis de este comportamiento, en esta primera fase, se lo ha realizado en lazo abierto, tal como se muestra en la figura 1.1. Se ha decidido trabajar en lazo abierto ya que su operación proporcionó un resultado bastante aceptable, sin embargo posteriormente se podría continuar con esta investigación aplicando la técnica de lazo cerrado.



Figura 1.1. Diagrama de bloques general

Es de anotar que en esta primera fase ha sido necesario el rediseño de los circuitos electrónicos que comandan las señales que activan el movimiento del motor, utilizando circuitería electrónica actual, lo que hace posible su fácil reparación.

CAPÍTULO II

TEORÍA BÁSICA DEL

ULTRASONIDO

2.1. Ondas de sonido.

El sonido es una forma de energía mecánica y por tanto requiere un medio de propagación como un gas, un líquido o un sólido; opuestamente a la energía electromagnética, la cual no requiere un medio en el cual viajar. Otra diferencia es que mientras la velocidad de una onda electromagnética permanece constante cuando viaja a través de diferentes medios, la velocidad de una onda de sonido varía. También, el sonido no puede ser transmitido a través del vacío. El sonido en su trayectoria se vuelve más direccional y la emisión más estrecha, mientras la frecuencia se incrementa. La emisión puede ser reflejada o refractada cuando cruza el límite entre dos medios de diferentes densidades y puede ser atenuada o absorbida en uno de estos medios. La penetración del sonido en un medio es menor cuando la frecuencia se incrementa (lo opuesto al comportamiento de los rayos x).

2.2. Ultrasonido.

La técnica del ultrasonido trabaja bajo el principio de las ondas de presión viajando a través de un medio, causando la vibración de las moléculas que se encuentran en ese medio. Las moléculas son comprimidas y expandidas alternadamente; así, el movimiento de la onda es transmitido de molécula a molécula a través del medio. El espectro ultrasónico empieza a los 20KHz, donde el espectro de audio termina. El ultrasónico está confirmado al rango entre 50KHz hasta 25MHz. La velocidad a la cual la onda viaja depende de la compresibilidad del medio. La velocidad de la onda y la compresibilidad tienen una relación inversa, expresada por la fórmula:

$$v = \frac{1}{\rho B}$$

Donde ρ = densidad del medio, B= compresibilidad del medio.

Lo opuesto de compresibilidad es dureza, por tanto la dureza (H) es el recíproco de la compresibilidad. $\left(H = \frac{1}{B} \right)$

Los gases tiene la mayor compresibilidad (la velocidad del sonido en el aire, a temperatura ambiente, es de 331 [m/s]). Los líquidos en segundo lugar (velocidad del sonido en agua es de 1480 [m/s]), seguidos por los sólidos (velocidad del sonido en el hueso es de 3000 a 4000 metros/segundo). Mientras las ondas de sonidos de diferentes tipos sean generadas en sólidos, solamente las ondas longitudinales son transmitidas a través de los líquidos. A cualquier frecuencia dada, la

velocidad de la onda de sonido se incrementará cuando la onda pase desde un gas hacia un líquido o hacia un sólido, como lo expresa la ecuación:

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

Donde λ = longitud de onda, v = velocidad de la onda, y f = frecuencia de la onda. La velocidad del sonido en el tejido corporal es muy similar a la del agua, alrededor de 1540 m/s. Esto es comprensible conociendo que la estructura corporal está primordialmente compuesta de líquidos (alrededor del 60%).

La resolución de un diagnóstico ultrasónico es inversa en relación a la longitud de onda de la ráfaga o emisión de ondas, lo que indica que a mayor frecuencia se obtiene una mejor resolución.

2.3. Impedancia acústica.

La velocidad del sonido en el medio depende de la densidad del medio. Todo medio posee una propiedad llamada impedancia acústica, la cual es una medida de su resistencia al movimiento de la onda. Esta propiedad es expresada por la fórmula:

$$z = \rho \cdot v$$

Donde z = impedancia acústica, ρ = densidad del medio, y v = velocidad de la onda en el medio. La impedancia acústica causa que la onda sea atenuada mientras ésta penetra a mayor profanidad en el medio. Si la velocidad de la onda es directamente proporcional a la frecuencia de la onda, ondas de mayor frecuencia tendrán mayor atenuación y por tanto no penetrarán lejos dentro de un medio como las ondas de menor frecuencia.

2.4. Alcance de las señales (decibelios).

El alcance de la señal se refiere a la profundidad que la onda ultrasónica logra ingresar al cuerpo humano. Los niveles de sonido son medidos en Bels, o en decibelios (1 dB = 0.1 Bel). Éstas son medidas logarítmicas. Si la atenuación reduce el nivel de una onda de sonido a la mitad de su valor original, ésta tiene una pérdida de 6dB. Si el nivel es reducido a 1/1000 de su valor original, la pérdida es de 60dB, etc. Esto es expresado por la fórmula:

$$dB = 20 \log \frac{A_2}{A_1}$$

Donde A_1 = amplitud de la onda de sonido original en voltios, A_2 = amplitud de la onda atenuada en voltios.

2.5. Interfaces.

Debido a que tejidos de diferentes densidades tienen diferentes valores de impedancia acústica, cuando una onda ultrasónica viaja desde un tipo de tejido hacia otro, ocurre un cambio abrupto en el valor de la impedancia acústica en el límite entre los dos tejidos. Este límite es llamado una interfaz. Cada interfaz tiene un factor de atenuación, el cual, cuando varios factores de atenuación de varios tejidos son sumados, determina la profundidad de la penetración de la onda ultrasónica. Esta interfaz es la que produce la reflexión de la onda de sonido, lo que hace posible localizar y diferenciar los órganos internos del cuerpo y tejidos a través de un proceso llamado escaneo. La cantidad de reflexión de la onda de sonido en cada interfaz es expresada por la fórmula:

$$R = \left[\frac{z_2 - z_1}{z_2 + z_1} \right]^2$$

En donde R= porcentaje de la onda reflejada, Z1= impedancia acústica del primer medio, y Z2 = impedancia acústica del segundo medio.

El ángulo de la onda incidente con respecto a la interfaz también determina el porcentaje de la onda reflejada. Si los dos medios tienen la misma impedancia acústica, no existe reflexión. Si las dos impedancias acústicas son muy diferentes, el porcentaje de reflexión es muy grande y puede aproximarse al 100%, lo cual implica una penetración muy pequeña. El interfaz tejido–hueso, por ejemplo, produce ecos muy

fuertes, pero la penetración de la onda a través del hueso hacia la siguiente interfaz es mínima. Otro factor que inhibe el escaneo de la interfaz tejido - hueso es el alto ángulo de refracción de la onda al pasar de un material al siguiente. Los materiales que comprenden la estructura corporal son muy similares en densidad e impedancia acústica y solamente el 1% de la onda incidente es reflejada en cada interfaz y esta onda reflejada es ligeramente atenuada en el viaje de retorno. Absorción viscosa, esparcimiento, ondas recortadas, irregularidad en la interfaz del tejido y una onda incidente que no es perfectamente normal a la interfaz, son otros factores que reducen ligeramente la amplitud de la onda. Es obvio que para poder detectar estas interfaces se requieren dispositivos muy sensitivos.

2.6. Absorción viscosa.

Las moléculas de un medio resistente que han sido comprimidas, originan una pérdida de energía por fricción, la cual es transformada en calor, acompañada por un retraso de tiempo en la propagación de la onda. Mientras más pequeña es la longitud de onda, más grande es la proporción de energía que la onda necesita para comprimir las moléculas, por lo tanto menor proporción de energía es pérdida al atravesar el medio. Esta pérdida por fricción, llamada absorción viscosa,

es distinta de la atenuación, pero en común con la atenuación tiende a reducir la amplitud de la onda reflejada.

2.7. Esparcimiento.

Partículas con aproximadamente una longitud de onda de tamaño (0.2mm a 0.6mm) que tienden a esparcir la onda en todas direcciones. Este factor tiende a reducir la amplitud de una onda reflejada.

2.8. Ondas recortadas.

Cuando una interfaz de un medio es sólida, como por ejemplo un hueso, las moléculas no pueden moverse libremente en la dirección de propagación entre otras moléculas ya sea sobre ellas o bajo ellas en la interfaz. Esta acción produce ondas a ciertos ángulos con relación a la onda principal, llamadas ondas recortadas. La generación de ondas disipadas da como resultado disipación de energía y es otro factor que tiende a reducir la amplitud de la onda reflejada. Esta es otra razón de por qué el hueso es un pobre transmisor de sonido.

2.9. Interfaz irregular entre tejidos.

Debido a que ninguna interfaz del cuerpo es perfectamente plana y, al ancho de la emisión es suficiente para propagar las ráfagas sobre un área a la cual están dirigidos múltiples ángulos de incidencia con la

interfaz, la onda reflejada será compleja en su forma. El resultado es un eco no muy bien definido; éste es otro factor que tiende a reducir la amplitud de la onda reflejada.

2.10. Ángulo de incidencia.

Si la onda incidente es perpendicular a la interfaz, entonces ocurre una reflexión óptima. Si el ángulo de la onda incidente varía cuatro grados desde la perpendicular, la amplitud de la onda reflejada será solamente un décimo del valor normal (o una reflexión del 0.1%). Si el ángulo es de diez grados con relación a la perpendicular, la amplitud de la onda reflejada es reducida a un centésimo de su valor normal (o una reflexión de 0.01%). El ángulo de reflexión es el mismo que el ángulo de incidencias solo para ondas suaves.

2.11. Ángulo de refracción.

Cuando una onda ingresa a otro medio en una interfaz, ésta es refractada a un ángulo el cual es una función de la velocidad de la onda en los medios, como se muestra en la figura 2.1. Esto es expresado por la ecuación:

$$\sin(\theta_r) = \left(\frac{v_2}{v_1} \right) \sin(\theta_i)$$

Donde θ_r = ángulo de refracción, v_2 = velocidad de la onda en el segundo medio, v_1 = velocidad de la onda en el primer medio, y θ_i = ángulo de incidencia.

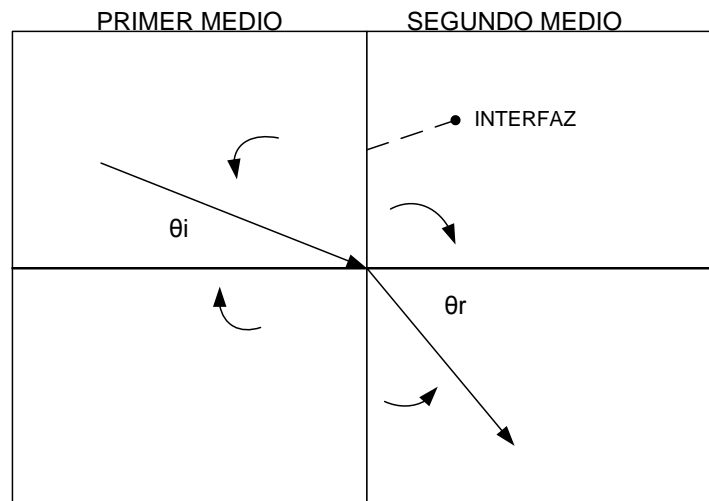


Figura 2.1. Ángulo de refracción

Si la velocidad de las ondas es la misma en los dos medio, no habrá refracción a pesar de cualquier diferencia entre las impedancias acústicas de los dos medios.

2.12. Resonancia.

Resulta en imágenes “fantasmas”. Este fenómeno es causado por la onda de sonido resonante entre fuentes de ecos en las interfaces, tales como el límite entre el transductor y la piel. Los ecos aparentan ser emanados desde una interfaz equitativamente espaciada a diferentes

profundidades. También las imágenes “fantasmas” son duplicadas desde el inicio del eco. Variando de posición ligeramente la cara del transductor sobre la superficie, se elimina la resonancia mientras se preserva el eco inicial.

2.13. Efecto sombra.

Es causado por una estructura absorbente o un sonido reflejante tal que cualquier estructura inmediatamente detrás de éste es “sombreada” y despliega menor número de ecos que las estructuras inmediatamente en frente de la estructura sombreada. El “sombreado” se asemejará a una banda oscura extendida inmediatamente detrás de la estructura sombreada.

2.14. Resolución.

La capacidad para detectar pequeñas estructuras depende de la resolución axial y lateral de la emisión ultrasónica de diagnóstico. La resolución axial es inversamente proporcional a la longitud de onda. Mientras mayor es la frecuencia, menor es la longitud de onda y por tanto mejor resolución axial. Pero a altas frecuencias, la atenuación del sonido en el tejido corporal se incrementa y la penetración de la onda se decrementa. La resolución lateral es dependiente del ancho del paquete de energía pulsado el cual forma la onda de sonido. El ancho del

paquete de energía es el mismo que el diámetro del cristal del transductor que lo produce. Un cristal de diámetro pequeño da como resultado un gran ángulo de divergencia para el paquete de ondas y un respectivo incremento en la resolución a un costo de reducir la profundidad de penetración de la onda. Dos estructuras de tejido localizadas lado a lado no serán detectadas como dos ondas reflejadas separadas a menos que éstas estén separadas por una distancia mayor que el ancho de la onda producida por el transductor de cristal; en resumen, un intercambio debe ser realizado entre la resolución axial y lateral y la profundidad de penetración al considerar la localidad y el tamaño del área a ser escaneada.

2.15. Resolución axial.

El transductor en su fase de escaneo utiliza una onda de sonido pulsada la cual es un pequeño paquete de energía en forma de disco aplanado. Estos pulsos ocurren cada 390us, un periodo de tiempo requerido para visualizar una línea de despliegue visual del dispositivo. Los pulsos eléctricos usados para generar el paquete de onda de sonido son aproximadamente 2us de duración, pero la mayor parte de la energía está contenida en un periodo de 1us; el periodo de 2us es llamado longitud de pulso espacial. La longitud de pulso espacial es igual a la longitud de onda resonante del transductor de cristal usado para generar

los paquetes de onda en un número de ciclos al iniciar el proceso. Dos estructuras en la ruta del paquete de ondas, localizadas una detrás de la otra, deben ser separadas por una distancia de al menos una y media longitud de onda de la longitud del pulso espacial, para ser detectadas como dos ondas reflejadas separadas. Si la separación es menor que una longitud de onda, solamente la primera estructura será visualizada.

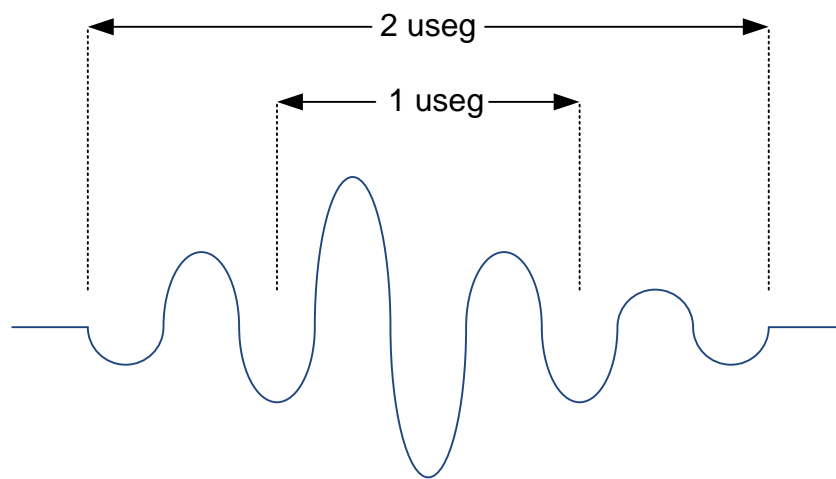


Figura 2.2. Longitud del pulso espacial.

2.16. Resolución lateral (campo cercano y campo lejano).

La resolución lateral es determinada por el ancho del paquete de ondas del ultrasonido, el cual es el mismo que el diámetro del transductor de cristal que lo produce. El diámetro del cristal es aproximadamente 20 veces la longitud de onda para proveer una adecuada direccionalidad; y el espesor cerca de la mitad de la longitud de onda. El espesor de cristal y la velocidad del sonido a través de cualquier material determinan su

frecuencia de resonancia. Así como los paquetes de onda dejan al transductor, existe una zona donde el ancho del paquete es definido por la amplitud de la ráfaga principal que permanece constante. Éste es llamado el campo cercano, o zona de Fresnel. A cierta distancia del transductor, la emisión empieza a divergir uniformemente. El área de divergencia es llamada el campo lejano o zona de Fraunhofer. La longitud del campo cercano y el ángulo de divergencia están relacionados al diámetro del transductor de cristal, lo cual se expone a continuación:

$$D = \frac{r^2}{\lambda} \quad \text{Sin}(\theta) = \frac{0.61 * \lambda}{r}$$

Donde D= longitud del campo cercano, r= radio del transductor de cristal, θ = ángulo de divergencia, λ = longitud de onda en cm, y 0.61 es una constante. Una emisión angosta puede ser producida incrementando la frecuencia del cristal, el cual efectivamente alarga el campo cercano y al mismo tiempo decreta el ángulo de divergencia en el campo lejano. Esta acción, de cualquier manera, reduce la profundidad de penetración. El campo cercano será alargado y el ángulo de divergencia sufrirá un decremento si el diámetro del cristal es incrementado, tal como se muestra en la figura 2.3.

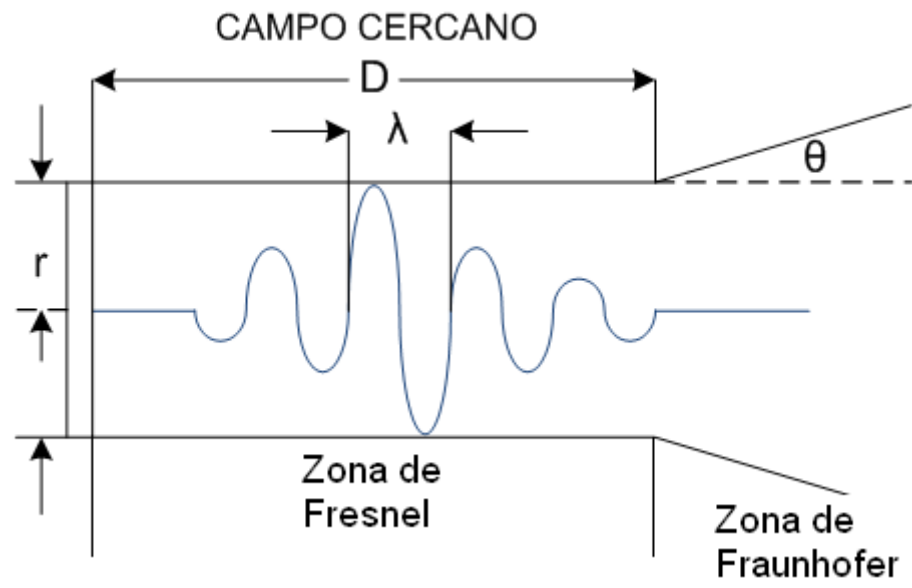


Figura 2.3. Resolución lateral

CAPÍTULO III

FUNCIONAMIENTO Y OPERACIÓN DEL

TRANSDUCTOR

3.1. Efecto Piezoeléctrico y Efecto Piezoeléctrico Inverso.

El transductor utiliza una delgada estructura de cristales. Cada cristal es un dispositivo de conversión de energía. Sus partes frontal y posterior tienen placas de plata como las usadas en los capacitores. Así, cuando la parte posterior del cristal es conectada a un generador de pulso eléctrico y la parte frontal es aterrizada, el cristal sufre una deformación, la cual es una señal analógica de una duración de 1us del pulso aplicado. Éste es el efecto Piezoeléctrico. El cristal vibra a su frecuencia natural de resonancia por un período de una longitud de onda espacial (aproximadamente 2 us), propagando dentro del cuerpo energía en forma de ondas de sonido. La onda de sonido viaja hasta que ésta impacta con una interfaz, entonces la onda es reflejada hacia el mismo cristal, causando una deformación y produciendo una pequeña corriente la cual puede ser amplificada, procesada y desplegada en pantalla con una intensidad luminosa (Escala de Grises). Éste es el Efecto Piezoeléctrico Inverso.

3.2. Amortiguamiento del cristal.

El material de cerámica del que el cristal está compuesto tenderá a oscilar cuando un pulso eléctrico es aplicado, generando un pulso de sonido muy largo para una resolución adecuada y previniendo al cristal de alcanzar el equilibrio lo suficientemente rápido para actuar como un receptor para la onda reflejada. Para suprimir este efecto, el cristal es armado en el transductor con un material amortiguado, teniendo la misma impedancia acústica que el cristal. Esta configuración mecánica amortigua al cristal y mejora la dirección de la onda de sonido. Los paquetes de ondas viajando detrás de la onda principal de sonido son absorbidos por el material de amortiguamiento y las ondas dirigidas fuera del transductor no son afectadas.

3.3. Procesamiento de la señal de retorno.

Las ondas de sonido son atenuadas por el tejido corporal en el camino desde y hacia la interfaz. Dos estructuras idénticas localizadas a diferentes profundidades en una capa de tejido producen ondas reflejadas o diferentes intensidades de la señal, debido a que la suma de atenuaciones es proporcional a la profundidad a la cual la onda debe viajar para alcanzar una interfaz y retornar. El eco de la estructura más distante será débil. Para que dos estructuras idénticas produzcan puntos de la misma intensidad en la pantalla, la señal débil debe ser

electrónicamente compensada. Esto es completado por una compensación de ganancia en el tiempo (TGC), señal generada por el microcontrolador con dependencia en el tiempo y aplicada al transductor. Ésta es una señal rampa ajustada por los controles FAR, NEAR Y BALANCE, ubicados en el panel frontal del equipo. La figura 3.1 muestra como la compensación trabaja.

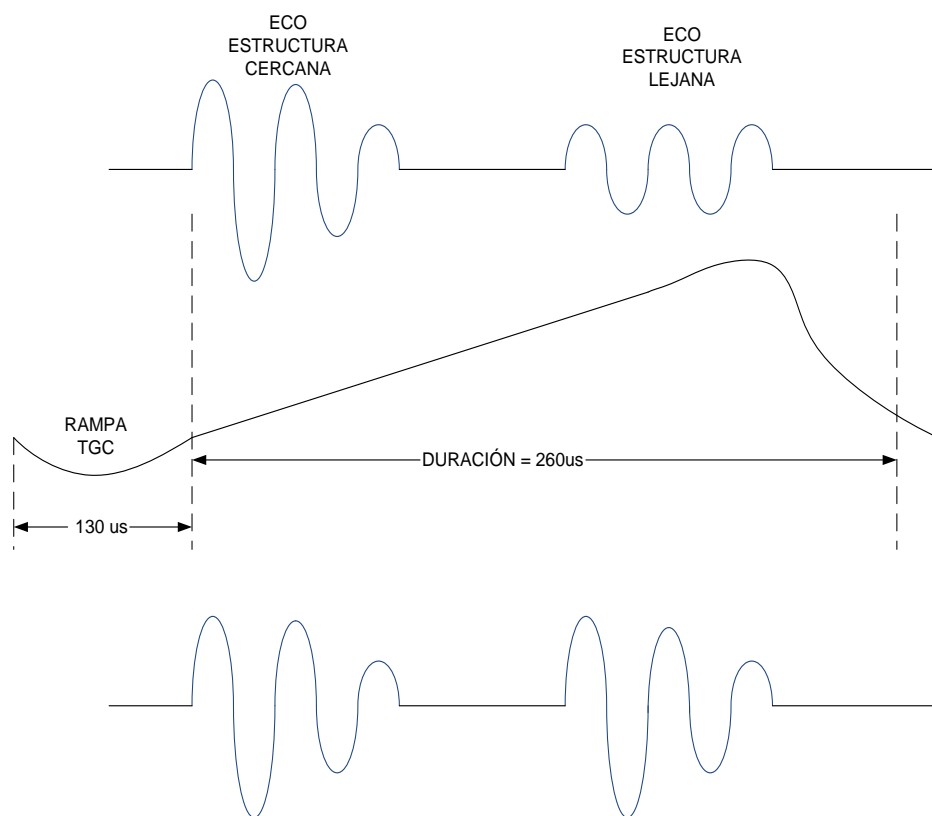


Figura 3.1. Compensación de ganancia en el tiempo.

Mientras la atenuación en el cuerpo tenga un exceso de 80dB, la pantalla permitirá visualizar solamente un rango limitado de las diferentes intensidades de la señal. Para desplegar las señales de retorno y sus contrastes, las señales de excesiva amplitud deben ser comprimidas logarítmicamente. La compresión logarítmica modifica la forma de la señal con una pérdida mínima de resolución axial. La figura 3.2 muestra como esto es logrado:

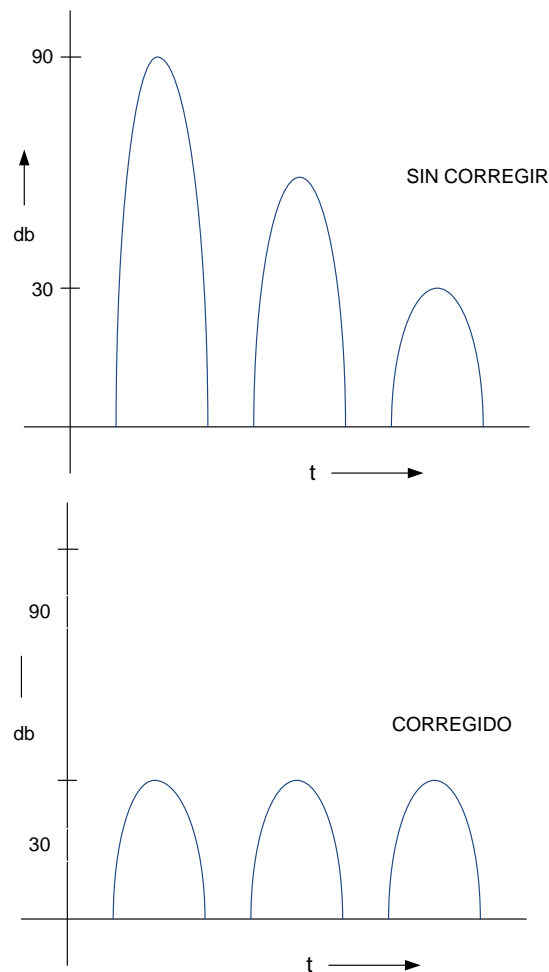


Figura 3.2. Modificación de la forma de la señal.

El siguiente paso en el procesamiento en la señal de retorno es la detección. La señal es recortada para obtener únicamente la parte positiva, tal como se muestra en la figura 3.3. Los valores negativos de la señal no se toman en consideración.

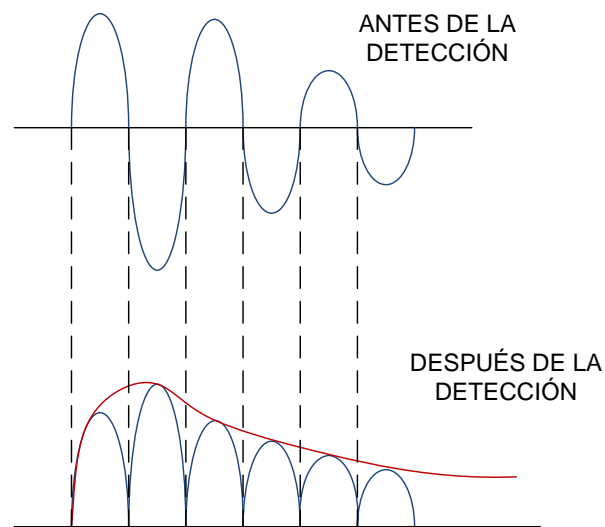


Figura 3.3. Recorte de la señal

La portadora es removida de la señal por medio de un filtro pasabajo, dejando únicamente la modulación envolvente (figura 3.4). Esta señal contiene la información, la cual es amplificadora, procesada y desplegada visualmente en la pantalla.

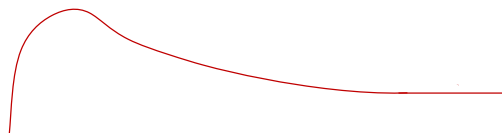


Figura 3.4. Modulación envolvente.

3.4. Motor del transductor.

3.4.1. Introducción.

Antes de iniciar con el estudio del motor RVDT se debe comprender el motor basado en la técnica del LVDT (Transformador Diferencial Variable Lineal), dado que conceptualmente son muy parecidos, pero el LVDT es más didáctico.

El transformador diferencial de variación lineal es un tipo de transformador eléctrico utilizado para medir desplazamientos lineales. El transformador posee tres bobinas dispuestas extremo con extremo alrededor de un tubo. La bobina central es el devanado primario y las externas son los secundarios, tal como se muestra en la figura 3.5. Posee un centro ferromagnético de forma cilíndrica, sujeto al objeto cuya posición desea ser medida, se desliza con respecto al eje del tubo.

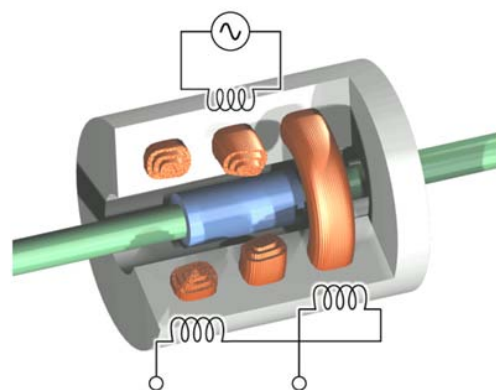


Fig. 3.5. Motor LVDT

Cuando una corriente alterna circula a través del primario, causa un voltaje que es inducido a cada secundario proporcionalmente a la inductancia mutua con el primario. La frecuencia del oscilador que causa la corriente alterna está en el rango de 1 a 10 kHz.

A medida que el núcleo se mueve, la inductancia mutua cambia, causando que el voltaje inducido en el secundario cambie, como se muestra en la figura 3.6. Las bobinas están conectadas en serie pero invertidas, así que el voltaje de salida es la diferencia entre los dos voltajes secundarios (por eso es "diferencial"). Cuando el núcleo está en su posición central, se encuentra equidistante a los dos secundarios, los voltajes inducidos son iguales pero de signo opuesto, así que el voltaje de salida es cero.

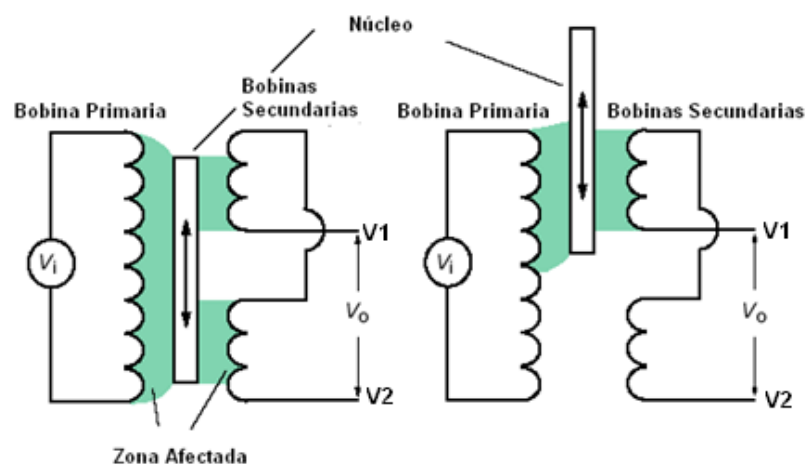


Fig. 3.6. Flujo magnético en el motor LVDT.

Cuando el núcleo es desplazado en una dirección, el voltaje en una bobina aumenta mientras que en la otra disminuye, causando que el voltaje de salida también aumente desde cero hasta su máximo. Este voltaje tiene la misma fase que el voltaje del primario. La magnitud del voltaje de salida es proporcional a la distancia en que fue desplazado el núcleo (hasta cierto límite), por eso el dispositivo es descrito como "lineal", como se muestra en la figura 3.7. La fase del voltaje indica la dirección del desplazamiento.

Debido a que el núcleo deslizante no toca el interior del tubo, puede moverse prácticamente sin fricción, haciendo del LVDT un dispositivo muy fiable. La ausencia de contactos deslizantes o rotatorios permite que el LVDT sea completamente sellado.

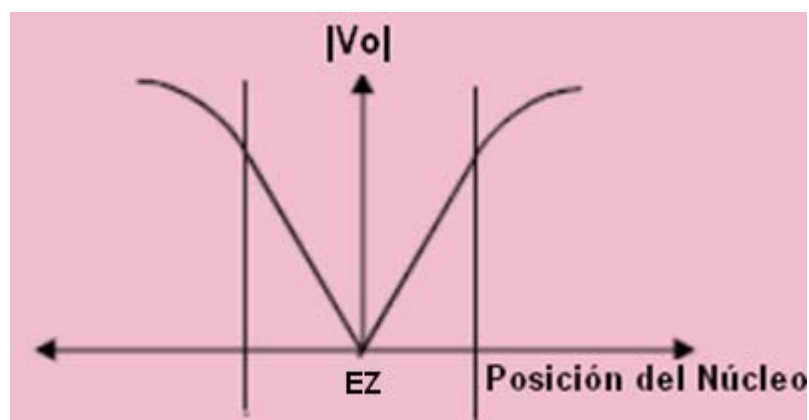


Fig. 3.7. Movimiento del núcleo.

De la figura 3.7 se puede deducir que el desplazamiento es una función lineal de V_o en un rango determinado. Teniendo en cuenta que el voltaje de salida V_o es igual a la diferencia entre los voltajes V_1 y V_2 se obtiene:

$$V_o = V_1 - V_2$$

De esta manera, al multiplicar este valor por una constante de proporcionalidad G , dada en [cm/V], se obtiene una expresión para el desplazamiento del núcleo D , dado en [cm].

$$D = G(V_1 - V_2)$$

3.4.2. Motor RVDT.

Una vez expuesto el motor LVDT se procede con el estudio del funcionamiento del motor RVDT.

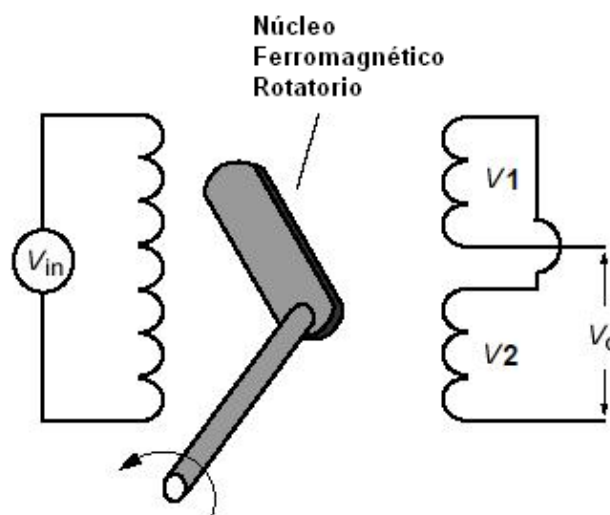


Figura 3.8. Esquemático del rotor y estator.

La construcción y funcionamiento básico del RVDT está dado por la rotación de un núcleo de hierro en medio del estator, como se muestra en la figura 3.8. El estator se compone de una bobina primaria de excitación y un par de bobinas secundarias de salida. Una excitación de corriente alterna fija es aplicada a la bobina primaria de excitación que se acopla electromagnéticamente a las bobinas secundarias de salida. Este acoplamiento es proporcional al ángulo del eje de entrada. El par de bobinas secundarias de salida está estructurado de manera que una bobina está en fase con la bobina primaria de excitación, y la segunda está 180 grados desfasada con la bobina primaria de excitación. Cuando el rotor está en una posición en la que dirige el flujo de manera equitativa, tanto en la bobina de fase como en la de desfase, los voltajes de salida se cancelan y dan lugar a una señal de valor cero. Esto se conoce como la posición eléctrica cero o "EZ". Cuando el eje del rotor se desplaza desde EZ, las señales de salida resultantes tienen un valor proporcional a la dirección de rotación. Debido a que el RVDT se comporta esencialmente como un transformador, los cambios de los voltajes de excitación causarán cambios directamente proporcionales a la salida (relación de transformación). Sin embargo, la relación entre el voltaje de la

bobina primaria de excitación y la suma de los voltajes del par de bobinas secundarias de salida se mantendrá constante, como se muestra en la figura 3.9.

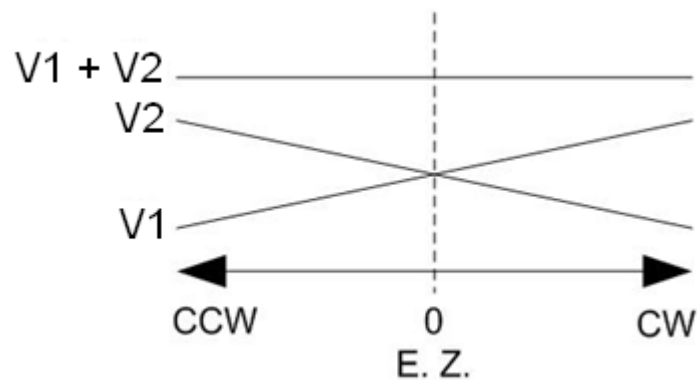


Figura 3.9. Gráfica de los voltajes de salida.

Aunque teóricamente el RVDT puede operar entre $\pm 45^\circ$, la precisión disminuye rápidamente después de $\pm 35^\circ$. Así, sus límites de operación se encuentran principalmente dentro de $\pm 30^\circ$, pero algunos hasta $\pm 40^\circ$. Algunos tipos pueden operar hasta $\pm 60^\circ$.

Haciendo una analogía con el LVDT se deduce que la expresión para el desplazamiento angular está dada por:

$$\theta = G(V1 - V2)$$

Donde V_1 y V_2 son los voltajes de salidas del par de bobinas secundarias, G es la constante de proporcionalidad, dada en $[^\circ/V]$ y θ es el desplazamiento angular, dado en $[^\circ]$.

Cabe recordar que como en el motor LVDT la diferencia entre los dos voltajes inducidos de los devanados secundarios, V_1 y V_2 , varía linealmente con el desplazamiento angular, θ .

Hasta ahora se ha explicado la forma en que se mide el desplazamiento angular del rotor a través de los voltajes en el par de bobinas secundarias del motor, a continuación se analizará la manera en que se produce el movimiento del eje del motor.

Para generar el movimiento en el rotor se envía una señal DC en la bobina primaria de excitación, dado que esta señal es continua no induce ningún voltaje en las bobinas secundarias y no interfiere en la medición de posición del rotor. Esta señal DC genera un campo magnético que produce un giro del rotor hasta que éste salga de la influencia del campo magnético. La dirección de giro del rotor está dada por la polaridad de la señal DC aplicada a la bobina primaria de excitación

3.4.3. Ventajas y desventajas del RVDT.

Las ventajas de un RVDT son:

- Baja sensibilidad de temperatura.
- Robustez.
- Bajo costo.
- Control electrónico simple.
- Tamaño pequeño.

La desventaja del RVDT es:

- El RVDT proporciona una salida lineal alrededor de ± 40 grados lo que limita su utilidad.

CAPÍTULO IV

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN

4.1. Diagrama de bloques.

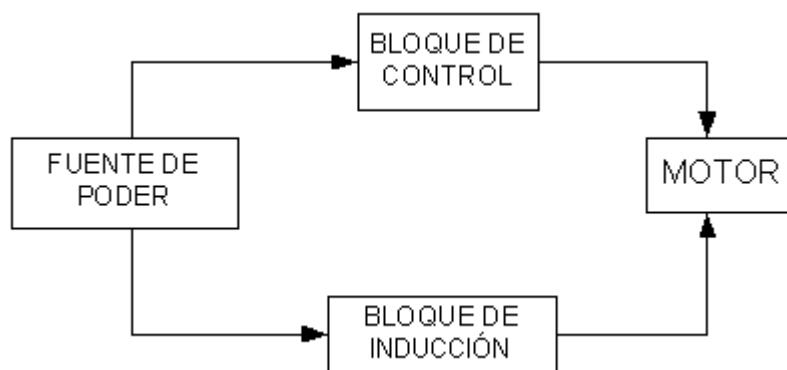


Figura 4.1. Diagrama de bloques.

4.2. Diseño de cada bloque.

4.2.1. Fuente de Poder.

La fuente está diseñada para que ingrese un voltaje de 115 Vac y dé dos salidas: +12 Vdc, -12 Vdc.

La fuente está constituida por un transformador reductor de 115 Vac a 20 Vac, un puente de diodos, dos capacitores para filtrar la señal y dos reguladores de voltaje de ± 12 Vdc, como se muestra en la figura 4.2.

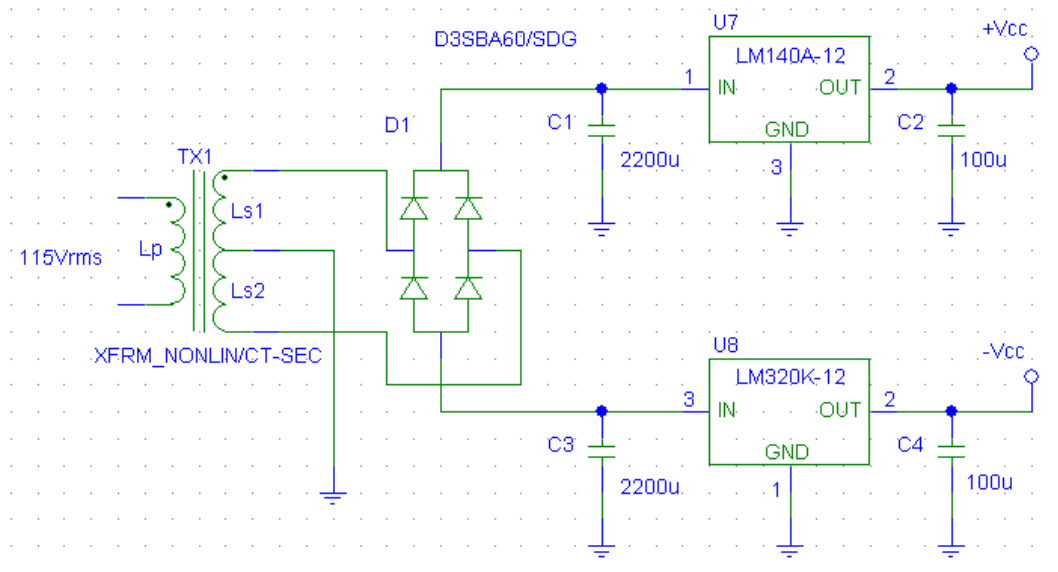


Figura 4.2. Esquemático de la fuente de poder.

4.2.2. Bloque de control.

El bloque de control está compuesto por dos opamps, los cuales están conectados de tal forma que uno genera una onda cuadrada y el otro la integra para formar una onda triangular.

Las fórmulas que se utilizan para obtener la onda triangular son las siguientes:

$$Vo1(pp) = Vo2(R1/R2)$$

$$V_{max} = Vcc(R1/R2) \quad V_{min} = -Vcc(R1/R2)$$

$$fo = (1/4RC)(R2/R1)$$

Luego la onda triangular entra a un amplificador de potencia compuesto por dos opamps, dos resistores y dos transistores, un npn y un pnp.

En V_t , la salida, se obtiene la onda triangular con voltajes desde 0 a 6 Vp, cuya amplitud se puede variar con el potenciómetro R13; en cambio con el potenciómetro R12 se varía la frecuencia, como se muestra en la figura 4.3.

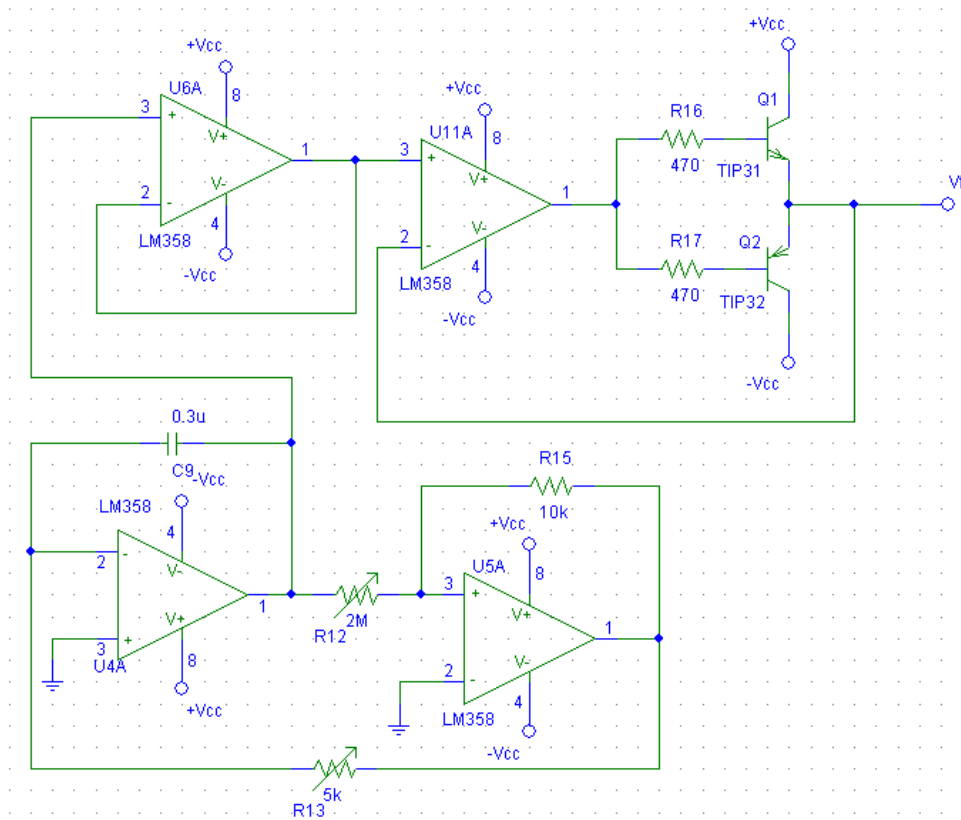


Figura 4.3. Esquemático del Bloque de control.

4.2.3. Bloque de inducción.

Con los opamps U1A y U9A se genera una onda seno, que es integrada por el opamp U10A para que resulte una onda coseno. El circuito formado por el opamp U3A y el FET, controla la amplitud de la onda, como se muestra en la figura

4.4.

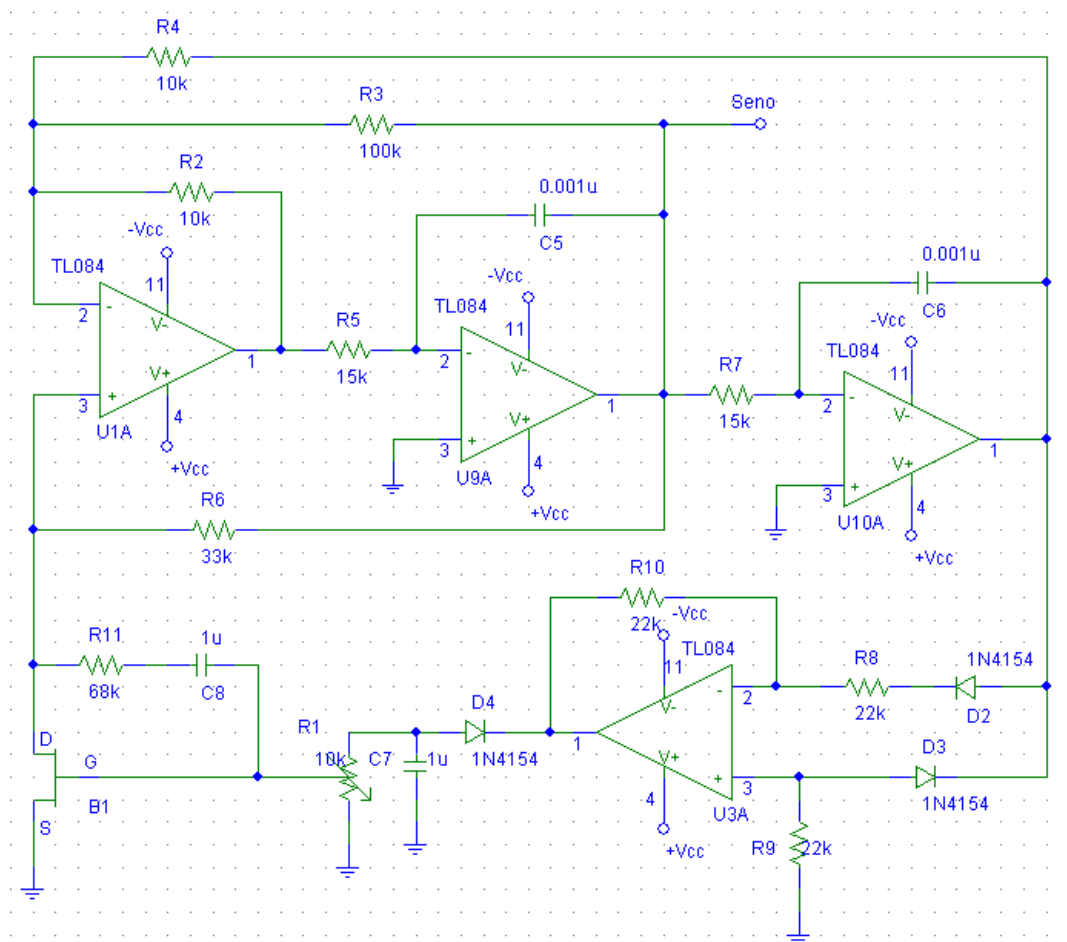


Figura 4.4. Esquemático del Bloque de inducción.

4.3. Implementación y ensamblaje.

Para la implementación, primero se usaron dos protoboards, en los cuales se cablearon los circuitos en forma separada; una vez obtenidas las señales de salida de cada circuito, se procedió a unirlos y se los colocó en un protoboard.

Uno de los problemas que se tuvo, fue con los valores de resistencias y capacitancias, ya que los valores que se necesitaban no existían en el mercado; entonces se tuvo que rediseñar con valores comerciales de resistencias y capacitancias para obtener las señales requeridas. Además, se colocó disipadores en los transistores BJT para evitar el sobrecalentamiento de los mismos.

En la figura 4.5. se muestra una imagen del protoboard con el circuito controlador.

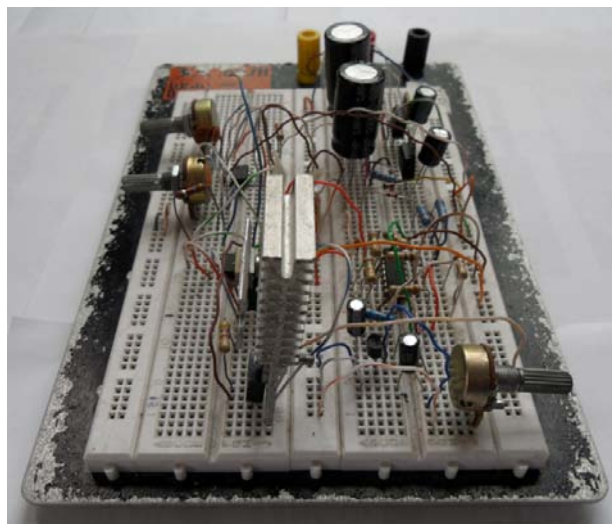


Figura 4.5. Circuito en ProtoBoard.

Una vez obtenidas las señales necesarias para el movimiento del motor del transductor en el protoboard, se procedió a realizar el circuito en PCB, realizando el mapa de las pistas y la distribución de los elementos como se muestra en las figuras 4.6 y 4.7 respectivamente.

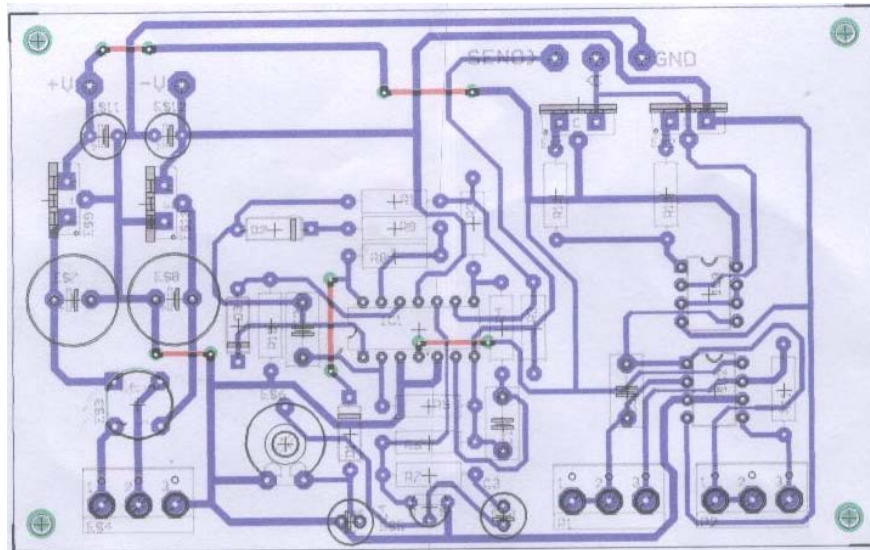


Figura 4.6. Mapa de las pistas para el PCB.

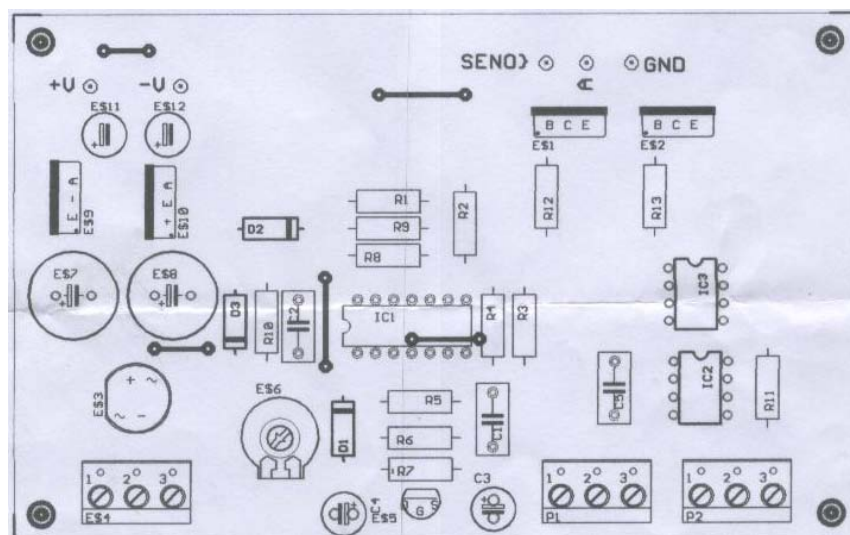


Figura 4.7. Distribución de los elementos en el PCB.

Finalmente, el circuito controlador se conecta al motor del transductor obteniendo lo que se muestra en la figura 4.8.

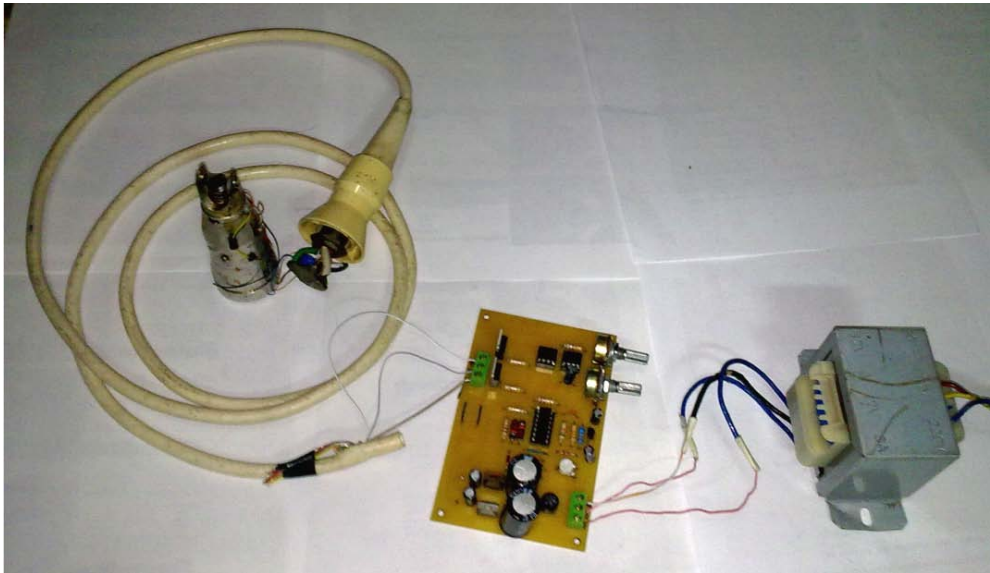


Figura 4.8. Circuito en PCB.

4.4. Gráficas de las señales de salida del circuito.

4.4.1. Bloque de control.

La onda triangular que se obtiene en este bloque (figura 4.9.) va conectada a la bobina primaria de excitación del motor del transductor para dar el movimiento angular al estator. Este movimiento se puede controlar variando la amplitud y frecuencia de esta onda.

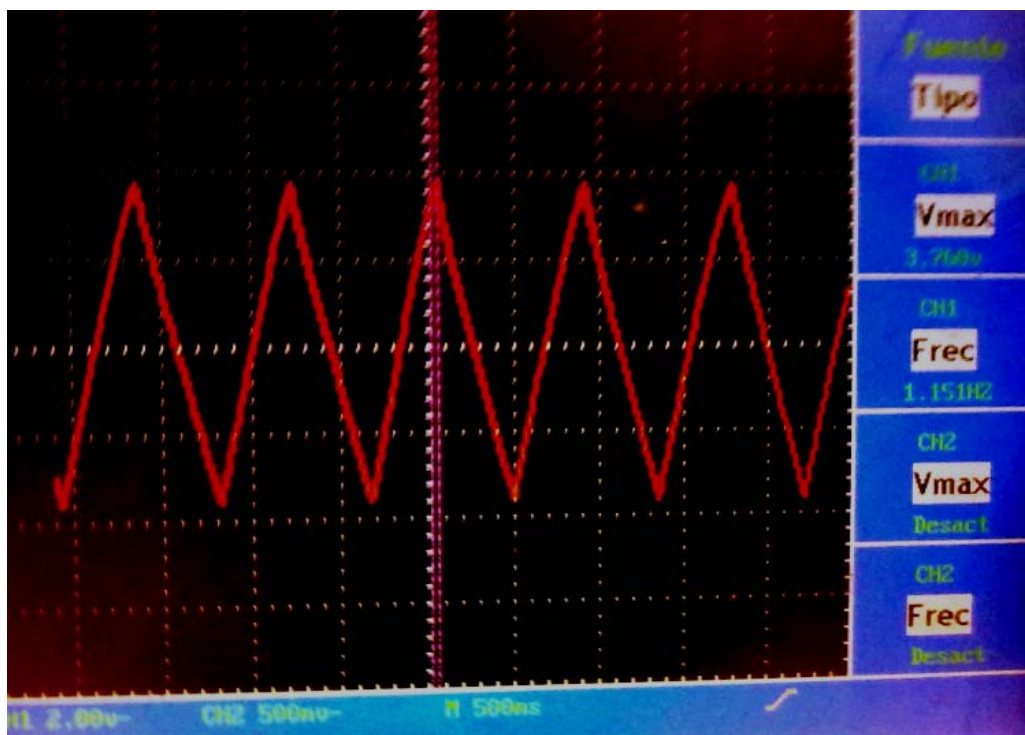


Figura 4.9. Onda triangular.

4.4.2. Bloque de inducción.

La onda seno que se obtiene en este bloque (figura 4.10) alimenta a la bobina primaria del motor del transductor para inducir un voltaje a cada bobina secundaria y con estos voltajes poder medir el desplazamiento angular del rotor.

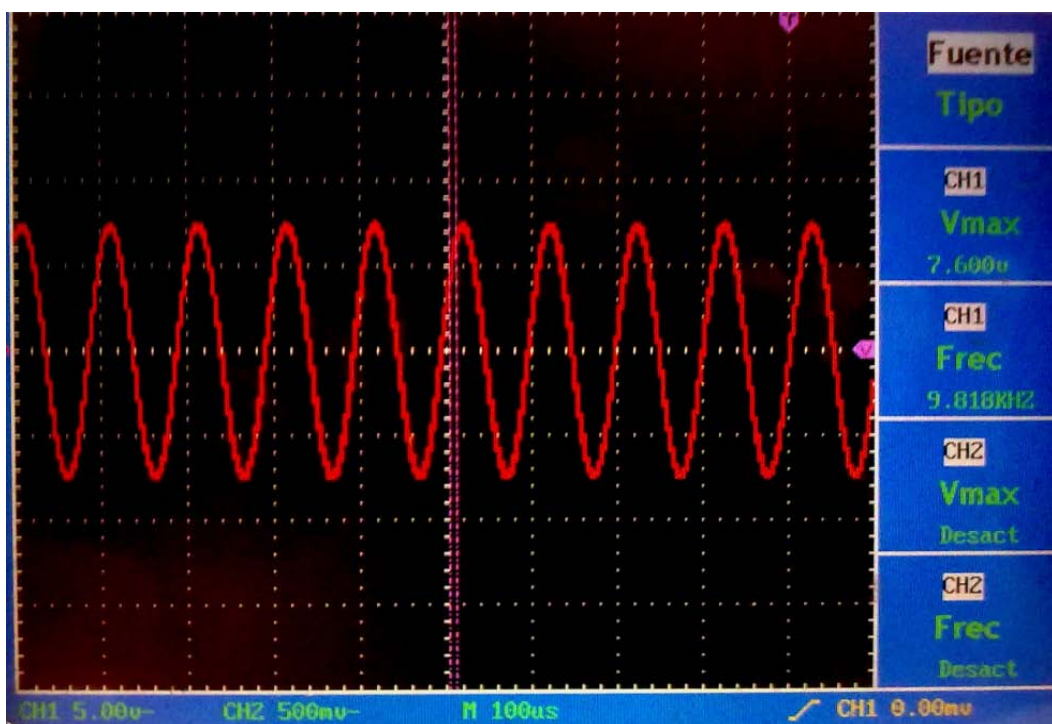


Figura 4.10. Onda seno.

CAPÍTULO V

RESULTADOS

5.1. Medición del voltaje entre las dos bobinas secundarias.

Para realizar esta medición se utilizó la onda seno, obtenida en el bloque de inducción, con voltaje de 8Vp-p y una frecuencia de 10 KHz, con esto se procedió a medir el voltaje, entre las bobinas secundarias, en distintas posiciones angulares del eje del motor, dando como resultado los siguientes valores.

TABLA I

TABLA DE VOLTAJES SEGÚN EL ÁNGULO

GRADOS (°)	VOLTAJE (mVrms)
-90	39
-45	41
0	44
45	49
90	51

5.2. Constante de Proporcionalidad (G).

Con los valores de la tabla II se obtuvo la ecuación de una recta que describiese de mejor manera los datos de la tabla. Esta recta se la obtiene suavizando la curva resultante, tal como se muestra en la figura 5.1.

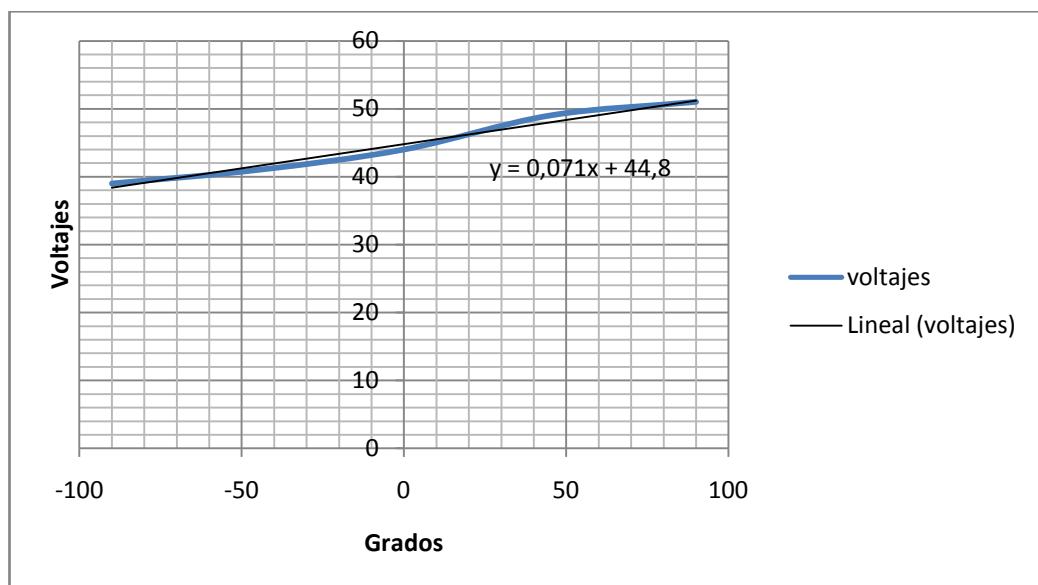


Fig. 5.1. Gráfica Voltaje vs Grados.

La ecuación que se encontró es:

$$y = 0.0711x + 44.8$$

De esta ecuación resulta:

$$G = \frac{1}{0.0711} = 14.0647 [^{\circ}/mV]$$

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Del desarrollo de este proyecto se concluye:

1. Los fabricantes de los transductores de ultrasonido son muy celosos con la información técnica detallada de la circuitería de estos aparatos; por esta razón, se invirtió un tiempo considerable en comprender el funcionamiento del mismo.
2. Después de haber analizado la tarjeta de control original del transductor del ecógrafo y el motor del transductor, se decidió hacer un sistema de control sin realimentación porque uno de los objetivos es poner en funcionamiento el motor sin necesidad de precisión, si este fuera el caso se necesitaría implementar un sistema de control con realimentación.
3. Una de las dificultades de trabajar con este motor es que no se conoce sus parámetros, y por tanto dificulta la implementación de un sistema de control con realimentación.
4. Dado que uno de los objetivos de este proyecto es comprender el funcionamiento del motor del transductor, se ha creado el circuito que

se detalla en el capítulo IV para mostrar de una forma didáctica las señales de control del motor con el método RVDT.

5. No se realizó las simulaciones del proyecto debido a que en las librerías de los simuladores (Pspice, Proteus) no existe el transistor FET utilizado en el proyecto.

Del desarrollo de este proyecto se recomienda:

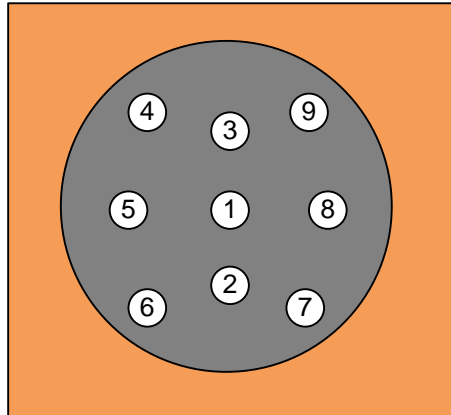
1. Dado que los cables del motor son muy finos se debe maniobrar de manera cuidadosa para no romperlos. Estos cables tienen características especiales en flexibilidad y no se los consigue en el mercado local.
2. Para un buen desarrollo del proyecto se debe trabajar en un lugar en el que se pueda contar con todas las herramientas necesarias. Una herramienta indispensable en este proyecto fue el osciloscopio puesto que es necesario poder visualizar las señales en tiempo real.
3. Se debe tener cuidado al conectar el cable que va desde las salidas de la tarjeta electrónica hasta el motor, ya que los pines ubicados en la tarjeta de acople son muy frágiles.

4. Es necesario tener mucho cuidado en el ensamblaje del portacristal ya que su eje gira en dos mini bocines de bronce, que fueron contruidos localmente, y podría resultar que el acoplamiento de los engranajes del portacristal y del motor no sea el adecuado.

APÉNDICES

APÉNDICE A

DISTRIBUCIÓN DE PINES DEL TRANSDUCTOR



1. Motor +
2. Motor –
3. +10 Voltios
4. RVDT sensibilidad
5. Sector RF
6. Transductor
7. RVDT portadora
8. RVDT retorno
9. Pista de ajuste del transductor

APÉNDICE B

HOJA DE DATOS DE LOS ELEMENTOS



JIANGSU CHANGJIANG ELECTRONICS TECHNOLOGY CO., LTD

TO-220 Plastic-Encapsulate Voltage Regulator

CJ7812 Three-terminal positive voltage regulator

FEATURES

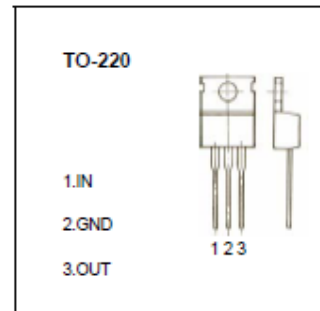
Maximum Output current I_{OM} : 1.5 A

Output voltage V_O : 12 V

Continuous total dissipation

P_D : 2 W ($T_J = 25^\circ\text{C}$)

15 W ($T_C = 25^\circ\text{C}$)



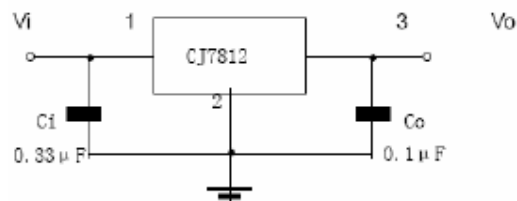
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS(Operating temperature range applies unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage	V_i	35	V
Thermal resistance junction-air	$R_{\theta JA}$	65	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal resistance junction-cases	$R_{\theta JC}$	5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature Range	T_{OPR}	0-150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65-150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS($V_i=19\text{V}, I_o=500\text{mA}, 0^\circ\text{C}<T_J<125^\circ\text{C}, C_i=0.33\mu\text{F}, C_o=0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test conditions	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage	V_o	$T_J=25^\circ\text{C}$	11.5	12.0	12.5	V
		$I_o=5.0\text{mA}-1.0\text{A}, P<15\text{W}$ $14.5\text{V}\leq V_i\leq 27\text{V}$	11.4	12	12.6	V
Load Regulation	ΔV_o	$T_J=25^\circ\text{C}, 14.5\text{V}\leq V_i\leq 30\text{V}$		10	240	mV
		$T_J=25^\circ\text{C}, 16\text{V}\leq V_i\leq 22\text{V}$		3	120	mV
Line regulation	ΔV_o	$T_J=25^\circ\text{C}, I_o=15.0\text{mA}-1.5\text{A}$		11	240	mV
		$T_J=25^\circ\text{C}, I_o=250\text{mA}-750\text{mA}$		5.0	120	mV
Quiescent Current	I_q	$T_J=25^\circ\text{C}$		5.1	8	mA
Quiescent Current Change	ΔI_q	$5.0\text{mA}\leq I_o\leq 1.0\text{A}$			0.5	mA
		$14.5\text{V}\leq V_i\leq 30\text{V}$			1.0	mA
Output voltage drift	$\Delta V_o/\Delta T$	$I_o=5\text{mA}$		-1		mV/ $^\circ\text{C}$
Output Noise Voltage	V_N	$f=10\text{Hz to }100\text{kHz}, T_J=25^\circ\text{C}$		76		μV
Ripple Rejection	RR	$f=120\text{Hz}, 15\text{V}\leq V_i\leq 25\text{V}$	55	71		dB
Dropout Voltage	V_d	$I_o=1.0\text{A}, T_J=25^\circ\text{C}$		2		V
Output resistance	R_o	$f=1\text{kHz}$		18		$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current	I_{sc}	$V_i=35\text{V}, T_J=25^\circ\text{C}$		230		mA
Peak Current	I_{pk}	$T_J=25^\circ\text{C}$		2.2		A

TYPICAL APPLICATION





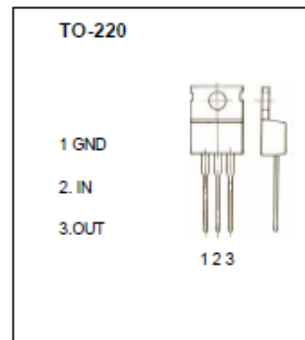
JIANGSU CHANGJIANG ELECTRONICS TECHNOLOGY CO., LTD

TO-220 Encapsulate Voltage Regulator

CJ7912 Three-terminal negative voltage regulator

FEATURES

Maximum Output current I_{OM} : 1.5 A
 Output voltage V_O : -12 V
 Continuous total dissipation
 P_D : 2 W ($T_J = 25^\circ\text{C}$)
 15 W ($T_C = 25^\circ\text{C}$)



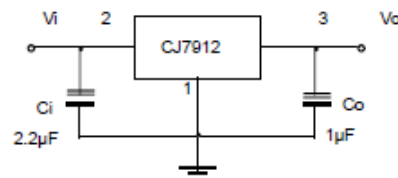
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS(Operating temperature range applies unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage	V_I	-35	V
Thermal resistance junction-air	$R_{\theta JA}$	65	$^\circ\text{C/W}$
Thermal resistance junction-cases	$R_{\theta JC}$	5	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature Range	T_{OPR}	0-150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65-150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS($V_I = -19\text{V}, I_O = 500\text{mA}, 0^\circ\text{C} < T_J < 125^\circ\text{C}, C_I = 0.33\mu\text{F}, C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test conditions	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output voltage	V_O	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-11.5	-12	-12.5	V
		$-14.5\text{V} \leq V_I \leq -27\text{V}, I_O = 5\text{mA}-1\text{A}$ $P \leq 15\text{W}$	-11.4	-12	-12.6	V
Load Regulation	ΔV_O	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O = 5\text{mA}-1.5\text{A}$		15	200	mV
		$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O = 250\text{mA}-750\text{mA}$		5	75	mV
Line regulation	ΔV_O	$-14.5\text{V} \leq V_I \leq -30\text{V}, T_J = 25^\circ\text{C}$		5	80	mV
		$-18\text{V} \leq V_I \leq -22\text{V}, T_J = 25^\circ\text{C}$		3	30	mV
Quiescent Current	I_q	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2	3	mA
Quiescent Current Change	ΔI_q	$-14.5\text{V} \leq V_I \leq -30\text{V}$			0.5	mA
	ΔI_q	$5\text{mA} \leq I_O \leq 1\text{A}$			0.5	mA
Output Noise Voltage	V_N	$10\text{Hz} \leq f \leq 100\text{kHz}$		300		μV
Output voltage drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5\text{mA}$		-0.8		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Ripple Rejection	RR	$-15\text{V} \leq V_I \leq -25\text{V}, f = 120\text{Hz}, T_J = 25^\circ\text{C}$	54	60		dB
Dropout Voltage	V_d	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O = 1\text{A}$		1.1		V
Peak Current	I_{pk}	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.1		A

TYPICAL APPLICATION





Dual Low Power Operational Amplifiers

Utilizing the circuit designs perfected for recently introduced Quad Operational Amplifiers, these dual operational amplifiers feature 1) low power drain, 2) a common mode input voltage range extending to ground/ V_{EE} , 3) single supply or split supply operation and 4) pinouts compatible with the popular MC1558 dual operational amplifier. The LM158 series is equivalent to one-half of an LM124.

These amplifiers have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. They can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V, with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuit Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Single and Split Supply Operation
- Similar Performance to the Popular MC1558
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness of the Device without Affecting Operation

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	LM258 LM358	LM2904 LM2904V	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	V_{CC}	32	26	
Split Supplies	V_{CC}, V_{EE}	± 16	± 13	
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range (Note 2)	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A			$^\circ\text{C}$
LM258		-25 to +85	-	
LM358		0 to +70	-	
LM2904		-	-40 to +105	
LM2904V		-	-40 to +125	

NOTES: 1. Split Power Supplies.

2. For Supply Voltages less than 32 V for the LM258/358 and 26 V for the LM2904, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Order this document by LM358/D

LM358, LM258, LM2904, LM2904V

DUAL DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

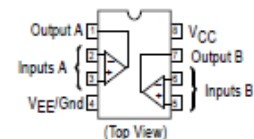


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM2904D	$T_A = -40^\circ$ to $+105^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904N		Plastic DIP
LM2904VD	$T_A = -40^\circ$ to $+125^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904VN		Plastic DIP
LM258D	$T_A = -25^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-8
LM258N		Plastic DIP
LM358D	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-8
LM358N		Plastic DIP

MOSPEC

COMPLEMENTARY SILICON PLASTIC POWER TRANSISTORS

... designed for use in general purpose power amplifier and switching applications.

FEATURES:

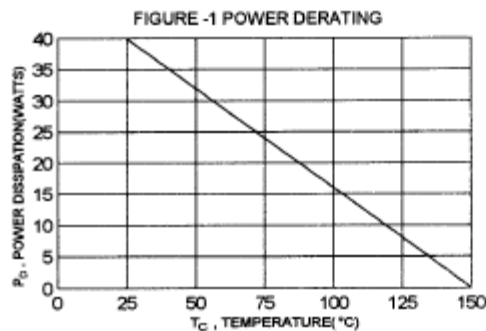
- * Collector-Emitter Sustaining Voltage -
 $V_{CE(sus)}$ = 40V(Min)- TIP31, TIP32
 60V(Min)- TIP31A, TIP32A
 80V(Min)- TIP31B, TIP32B
 100V(Min)- TIP31C, TIP32C
- * Collector-Emitter Saturation Voltage- $V_{CE(sat)}$ = 1.2V(Max) @ $I_C = 3.0$ A
- * Current Gain-Bandwidth Product $f_T = 3.0$ MHz (Min) @ $I_C = 500$ mA

MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	TIP31 TIP32	TIP31A TIP32A	TIP31B TIP32B	TIP31C TIP32C	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	40	60	80	100	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	40	60	80	100	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0				V
Collector Current - Continuous - Peak	I_C	3.0 5.0				A
Base Current	I_B	1.0				A
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	40 0.32				W W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +150				$^\circ\text{C}$

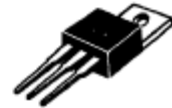
THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta jc}$	3.125	$^\circ\text{C/W}$

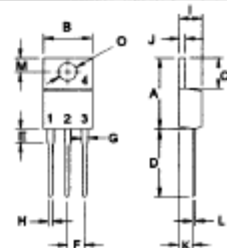


NPN	PNP
TIP31	TIP32
TIP31A	TIP32A
TIP31B	TIP32B
TIP31C	TIP32C

3 AMPERE
COMPLEMENTARY SILICON
POWER TRANSISTORS
40 -100 VOLTS
40 WATTS



TO-220



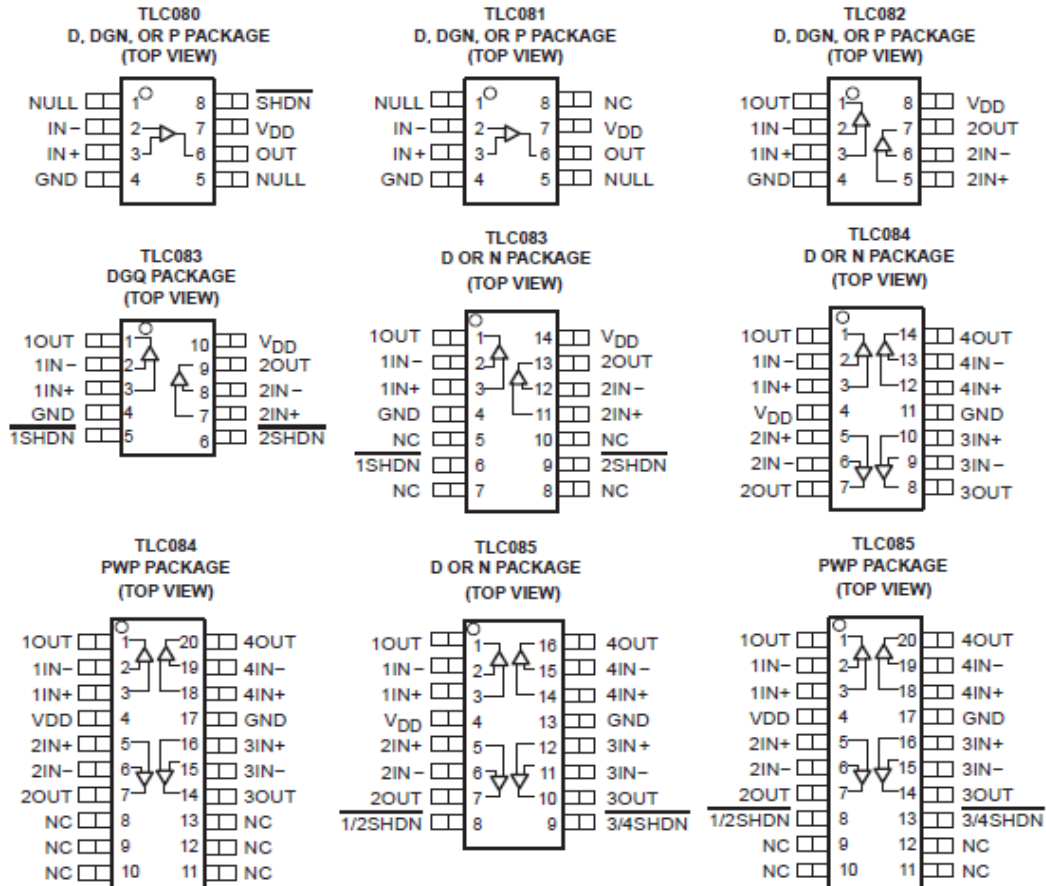
PIN 1.BASE
2.COLLECTOR
3.EMITTER
4.COLLECTOR(CASE)

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	14.68	15.31
B	9.78	10.42
C	5.01	6.52
D	13.06	14.62
E	3.57	4.07
F	2.42	3.66
G	1.12	1.36
H	0.72	0.96
I	4.22	4.98
J	1.14	1.38
K	2.20	2.97
L	0.33	0.55
M	2.48	2.98
O	3.70	3.90

TLC080, TLC081, TLC082, TLC083, TLC084, TLC085, TLC08xA
FAMILY OF WIDE-BANDWIDTH HIGH-OUTPUT-DRIVE SINGLE SUPPLY
OPERATIONAL AMPLIFIERS

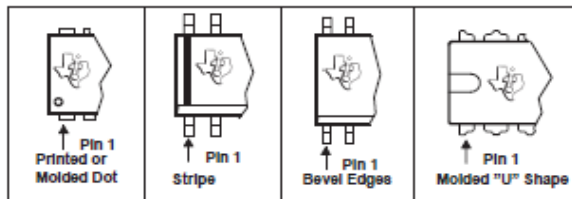
SLOS254E - JUNE 1999 - REVISED APRIL 2006

TLC08x PACKAGE PINOUTS



NC - No internal connection

TYPICAL PIN 1 INDICATORS



BIBLIOGRAFÍA

1. ADRULTRASOUND, ADR ULTRASOUND MODEL 4000/100 SERIES USER MANUAL, Tempe – Arizona, 1980.
2. JIANGSU CHANGJIANG ELECTRONICS TECHNOLOGY CO. LTD., CJ7812, <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/138965/JIANGSU/CJ7812.html>, 2010.
3. JIANGSU CHANGJIANG ELECTRONICS TECHNOLOGY CO. LTD., CJ7912, <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/138977/JIANGSU/CJ7912.html>, 2010.
4. MOTOROLA, LM358, <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/3067/MOTOROLA/LM358.html>, 2010.
5. MOSPEC, TIP31 - TIP32, <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/2776/MOSPEC/TIP31.html>, 2010.
6. TEXAS INSTRUMENTS, TLC084, <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/28842/TI/TLC084.html>, 2010.
7. WIKIPEDIA, Rotary variable differential transformer, <http://en.wikipedia.org/wiki/RVDT>, 2010.
8. SEIICHI INOUE, Sine/Cosinewaveoscillator, http://www.piclist.com/images/www/hobby_elec/e_ckt20.htm, 2010.
9. SEIICHI INOUE, Triangular wave oscillator, http://www.piclist.com/images/www/hobby_elec/e_ckt16.htm, 2010.

10. WIKIPEDIA, Transformador Diferencial de Variación Lineal, http://es.wikipedia.org/wiki/Transformador_diferencial_de_variaci%C3%B3n_lineal, 2010.
11. RDP GROUP, How it works - DC LVDT, <http://www.rdpe.com/ex/hiw-lvdt/dc.htm>, 2010.