



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

TESINA DE SEMINARIO

**“Respuesta de frecuencia de un sistema de presión sanguínea
utilizando la Técnica POP”**

Previa a la obtención del Título de:

**INGENIERO EN ELECTRICIDAD ESPECIALIZACIÓN ELECTRÓNICA
Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL**

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Presentada por:

BOLÍVAR TOMÁS COELLO YELA
HOLGER ENRIQUE ALEJANDRO TAPIA

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO: 2012

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios porque siempre ha estado conmigo y siempre me ha ayudado en los momentos más difíciles de mi vida, agradezco a mis padres que siempre me han apoyado y a ellos les debo lo que soy, también agradezco de manera especial al Ing. Miguel Yapur que con sus enseñanzas nos ha ayudado a nuestra formación profesional.

Bolívar Coello Yela

A Dios, a mis padres y a mi familia que siempre me han apoyado y han hecho de mi lo que soy en la actualidad.

Holger Alejandro Tapia

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

Ing. Miguel Yapur
PROFESOR DEL SEMINARIO
DE GRADUACIÓN

Ing. María Antonieta Álvarez
PROFESORA DE LA FIEC

DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad del contenido de esta
Tesina de Grado, nos corresponden
exclusivamente; y el patrimonio intelectual
de la misma a la ESCUELA SUPERIOR
POLITÉCNICA DEL LITORAL”
(Reglamento de Graduación de la ESPOL)

Holger Alejandro Tapia

Bolívar Coello Yela

RESUMEN

El electrocardiograma permite tener un conocimiento de la actividad eléctrica del corazón, pero no informa sobre su actividad mecánica. La medición de la presión sanguínea es el indicador apropiado para esto.

La medición de la presión arterial representa una de las más importantes y frecuentes técnicas que se realizan para la evaluación del sistema circulatorio. Permite además detectar patologías como son las insuficiencias cardíacas y estenosis valvulares, así como los estados de híper o hipotensión.

Este proyecto tiene como finalidad analizar de manera gráfica la respuesta de frecuencia de un sistema usado para la medición directa de la presión sanguínea, el cual es un método invasivo que consiste en colocar un catéter en una vena o arteria para medir de forma exacta el comportamiento del sistema circulatorio. Conocer la respuesta de frecuencia del sistema catéter-transductor es muy importante ya que indica cómo se modifica la sensibilidad del transductor en función de la frecuencia. Debido a que es importante que las formas de onda de presión sanguínea sean lo más exactas posibles y para evitar una distorsión debido a una inadecuada respuesta de frecuencia del sistema catéter-transductor.

Por esa razón es necesario determinar el comportamiento del sistema ante variaciones de longitud y radio del catéter para establecer cómo influyen estos parámetros en la respuesta y con ello poder establecer los parámetros óptimos para obtener una medición lo más exacta posible de la presión sanguínea.

La técnica POP se basa en producir un cambio brusco de presión en el sistema catéter–transductor de presión y observar visualmente su comportamiento a la salida del sistema. La forma de onda permitirá determinar el orden del sistema, la frecuencia natural no amortiguada y el coeficiente de amortiguamiento del sistema.

ÍNDICE GENERAL

RESUMEN.....	I
ÍNDICE GENERAL	III
ÍNDICE DE FIGURAS.....	VI
ÍNDICE DE TABLA	VIII
SIMBOLOGÍA.....	IX
INTRODUCCIÓN.....	XII
CAPÍTULO I.....	1
ASPECTOS GENERALES.....	1
1.1 Medición indirecta de la presión sanguínea	2
1.2 Medición directa de la presión sanguínea	3
1.3 Sistemas de monitoreo de la presión sanguínea	3
1.3.1 Catéter.....	4
1.3.2 Transductor de presión	4
1.3.3 Monitor	6
1.4 Análisis armónico de las formas de onda de presión sanguínea.....	6
1.5 Propiedades dinámicas de los sistemas de medición de presión.....	8
1.6 Sistema eléctrico análogo.....	9
1.6.1 Cálculo de la fórmula de resistencia, inercia y compliancia.....	11
1.7 Mediciones de respuestas de sistemas	19
1.7.1 Respuesta transiente.....	20
1.7.2 Respuesta de frecuencia sinusoidal	22
1.7.3 Efecto de parámetros en la respuesta de sistemas.....	22
1.8 Requerimientos de ancho de banda para mediciones de presión sanguínea	24
1.9 Distorsión de las formas de onda de presión típica.....	25
CAPÍTULO II.....	27
SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MÉDICA.....	27
2.1 Error en los sistemas de medición	27
2.2 Linealidad en transductores médicos y sistemas de instrumentación	29
2.3 Características estáticas no lineales.....	30
2.3.1 Saturación	30

2.3.2	Histéresis.....	31
2.4	Respuesta dinámica de instrumentos	32
2.5	Tipos de sistemas de instrumentación médica.....	33
2.5.1	Sistemas de primer orden.....	34
2.5.2	Sistemas de segundo orden	36
2.5.2.1	Caso no amortiguado.....	39
2.5.2.2	Caso sub_amortiguado	39
2.5.2.3	Caso sobre_amortiguado	40
2.5.2.4	Caso críticamente amortiguado.....	41
2.5.2.5	Ecuación general del sistema de segundo orden ante una entrada escalón.....	42
2.6	Transductores.....	45
2.6.1	Tipos de transductores de acuerdo a su localización.....	45
2.6.1.1	Transductores extravasculares	46
2.6.1.2	Transductor Intravascolar.....	47
2.6.1.3	Otros tipos de transductores	49
2.6.2	Circuito de los transductores	49
2.6.2.1	Transductores pasivos tipo de resistencia variable	50
2.6.2.2	Mediciones debido al cambio de resistividad.....	51
2.6.2.2.1	Galgas extensiométricas.....	51
2.6.2.3	Circuito general del puente	54
2.6.2.4	El puente de Wheatstone	55
2.6.2.5	Análisis del puente de Wheatstone	56
2.6.2.6	Cálculo del voltaje de salida para un puente desbalanceado	57
2.6.2.7	Puente amplificador	58
CAPÍTULO III.....		60
PROCEDIMIENTO E IMPLEMENTACIÓN		60
3.1	Materiales usados para la implementación del proyecto.....	60
3.2	Procedimiento para la implementación del proyecto	61
3.2.1	Oscilador puente de Wien.....	63
3.2.2	Filtro pasa_bajo	65
3.2.3	Amplificador inversor	66
3.2.4	Amplificador clase B con un Amplificador Operacional.	67
3.3	Circuito para acondicionar la señal de salida del transductor.....	69
3.3.1	Amplificador de instrumentación AD620	69
3.3.2	Circuito rectificador de media onda con detector de envolvente	71
3.3.3	Regulador de voltaje 7805 con filtros capacitivos	72
3.3.4	Procesamiento digital de la señal por medio del microcontrolador.....	73
3.3.4.1	Conversión analógica_digital	74
CAPÍTULO IV		75
CÁLCULOS TEÓRICOS Y EXPERIMENTALES.....		75
4.1	Cálculos teóricos de los parámetros del circuito equivalente	75
4.1.1	Con agua y sin burbuja.....	77

4.1.2	Con agua con burbuja	77
4.1.3	Solución salina sin burbuja	79
4.1.4	Solución salina con burbuja	79
4.1.5	Análisis del Modelo del Circuito en el dominio de la frecuencia	80
4.2	Cálculos experimentales.....	81
4.2.1	Con agua y sin burbuja.....	81
4.2.2	Con agua y con burbuja.....	83
4.2.3	Con solución sin burbuja	85
4.2.4	Solución salina con burbuja.....	86
4.3	Simulaciones	88
4.3.1	Diagrama de de Bode de Magnitud y Fase	89
4.3.1.1	Diagrama de Bode cálculos teóricos con agua sin burbuja	89
4.3.1.2	Diagrama de Bode cálculos teóricos con agua con burbuja	90
4.3.1.3	Diagrama de Bode cálculos teóricos con solución salina sin burbuja.....	91
4.3.1.4	Diagrama de Bode cálculos teóricos con solución salina sin burbuja..	92
4.3.1.5	Diagrama de Bode cálculos experimentales con agua	93
4.3.1.6	Diagrama de Bode cálculos experimentales con agua con burbuja....	94
4.3.1.7	Diagrama de Bode cálculos experimentales solución salina	95
4.3.1.8	Diagrama de Bode cálculos experimentales solución salina con burbuja....	96

CONCLUSIONES

RECOMENDACIONES

ANEXOS

ANEXO A: CODIGO PIC DEL MICROCONTROLADOR

ANEXO B: CIRCUITO ESQUEMATICO

REFERENCIAS

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1.- Medición de la presión sanguínea con el uso de un estetoscopio ...	2
Figura 1.2.- Transductor de presión sanguínea	5
Figura 1.3.- Componentes armónicos de la forma de onda de la presión sanguínea.....	8
Figura 1.4.- Modelo físico de un sistema catéter-transductor.....	9
Figura 1.5.- Cálculo del flujo de un líquido dentro de un cilindro.....	11
Figura 1.6.- Perfil de velocidades de un fluido en el interior de un cilindro.....	12
Figura 1.7.- Cálculo del gasto de un fluido dentro de un cilindro	13
Figura 1.8.- Esquema del procedimiento de la técnica POP	20
Figura 1.9.- Respuesta de salida del transductor	21
Figura 2.1.- Saturación en un sistema de medición	31
Figura 2.2.- Histéresis en los sistemas de medición	32
Figura 2.3.- Respuesta Sinusoidal de un sistema dinámico	39
Figura 2.4.- Respuesta sub_amortiguada ante una entrada escalón.....	40
Figura 2.5.- Respuesta sobre_amortiguada ante una entrada escalón	41
Figura 2.6.- Respuesta críticamente amortiguada ante una entrada escalón....	42
Figura 2.7.- Galga extensiométrica	52
Figura 2.8.- Puente de Wheatstone	56
Figura 3.1.- Implementación de la técnica POP.....	61
Figura 3.2.- Puente de Wien.....	63
Figura 3.3.- Amplificador inversor.....	67
Figura 3.4.- Amplificador clase B.....	68
Figura 3.5.- Amplificador de instrumentación AD620.....	70

Figura 3.6.- Rectificador de media onda	71
Figura 3.7.- Regulador 7805.....	72
Figura 3.8.- PIC 16F886.....	73
Figura 3.9.- Convertidor de UART a USB	74
Figura 4.1.- Respuesta del transductor con agua y sin burbuja	82
Figura 4.2.- Respuesta del transductor con agua y con burbuja.....	84
Figura 4.3.- Respuesta del transductor con solución salina sin burbuja.....	86
Figura 4.4.- Respuesta del transductor con solución salina con burbuja.....	87
Figura 4.5.- Respuesta teórica y experimental ante entrada escalón	89
Figura 4.6.-Diagrama de Bode cálculos teóricos con agua.....	90
Figura 4.7.-Diagrama de Bode cálculos teóricos con agua con burbuja.....	91
Figura 4.8.-Diagrama de Bode cálculos teóricos solución salina	92
Figura 4.9.-Diagrama de Bode cálculos teóricos solución salina con burbuja...	93
Figura 4.10.-Diagrama de Bode cálculos experimentales con agua	94
Figura 4.11.-Diagrama de Bode cálculos experimentales con agua con burbuja	95
Figura 4.12.-Diagrama de Bode cálculos experimentales solución salina.....	96
Figura 4.13.-Diagrama de Bode cálculos experimentales con solución salina con burbuja.....	97

ÍNDICE DE TABLA

Tabla N° 1.1.- Propiedades físicas de ciertas sustancias.....19

Tabla N° 3.1.- Materiales necesarios para implementación del proyecto.....60

SIMBOLOGÍA

R_c	Resistencia del fluido
P	Presión absoluta
ΔP	Diferencia de Presión
Q	Caudal del fluido
A	Área de la sección
\bar{u}	Velocidad promedio del fluido
ℓ	Longitud del catéter
η	Viscosidad del líquido
u_r	Perfil de velocidad del fluido con respecto al radio
r_M	Radio del catéter
a	Aceleración
L_c	Inertancia
m	Masa
C_d	Compliance
φ	Densidad del líquido
ΔV	Variación de volumen
E_d	Módulo de volumen de elasticidad de la membrana

v_i	Voltaje de entrada del modelo del transductor
v_o	Voltaje de salida del modelo del transductor
w_n	Frecuencia natural no amortiguada
ζ	Coefficiente de amortiguamiento
w_d	Frecuencia natural amortiguada
$x(t)$	Variable medida en la entrada
$y(t)$	Variable de salida
k	Sensibilidad estática del sistema
$F(j\omega)$	Función de transferencia en el dominio de la frecuencia
y_m	Sobre_nivel porcentual
T_R	Tiempo de subida
T_S	Tiempo de estabilización
T_p	Tiempo máximo del sobre nivel porcentual
G	Factor de Galga
Φ	Coefficiente de Poisson
ℓ_α	Longitud del alambre de cobre
$\Delta\ell_\alpha$	Cambio en la longitud del alambre de cobre
E	Módulo de elasticidad

S	Esfuerzo PSI
A_a	Área de la sección del alambre de cobre
Z	Impedancia del puente de Wheatstone
D	Diámetro del cable de cobre
ΔD	Cambio en el diámetro del alambre de cobre
R_L	Resistencia de carga
R	Resistencia de la galga
I	Corriente
Y	Amplitud de la onda
t	Tiempo
T	Período
v_{Th}	Voltaje de Thévenin
B_d	Ganancia del amplificador
δ	Deformación de la galga
ρ	Resistividad eléctrica

INTRODUCCIÓN

El presente trabajo describe la implementación y análisis de un método para medir de forma experimental, la respuesta de frecuencia de un sistema catéter-transductor de presión. El objetivo de la técnica POP es proporcionar de forma gráfica, el comportamiento de la onda a la salida del sistema así como de los respectivos parámetros para el cálculo de la frecuencia natural, luego de aplicar una entrada de tipo escalón. Los parámetros como la frecuencia natural y el coeficiente de amortiguamiento son necesarios para determinar la función de transferencia del sistema cateter-transductor aproximándolo a un sistema de segundo orden sub_amortiguado.

En la primera sección se discuten los aspectos generales de la medición y monitoreo de la presión sanguínea. Las características de los sistemas de instrumentación médica son presentadas en el capítulo 2 así como su analogía con los sistemas eléctricos. El capítulo 3 describe la implementación de la técnica POP para un sistema de medición de presión sanguínea extravascular. Finalmente en el capítulo 4 se presentan las mediciones realizadas en la experimentación y los cálculos teóricos y prácticos.

CAPÍTULO I

ASPECTOS GENERALES

La presión arterial es la fuerza motriz que causa que la sangre irrigue todos los tejidos del cuerpo humano. El mantenimiento de una adecuada presión es esencial para el correcto funcionamiento de órganos vitales y la prevención de un colapso vascular. Debido a la importancia de la presión sanguínea en pacientes críticos, especialmente en aquellos en estado de shock o con problemas cardiovasculares, ésta es monitoreada constantemente en las áreas de cuidado intensivo.

La presión sanguínea es en esencia la presión lateral, o fuerza, ejercida por la sangre a una unidad de área de las paredes en un vaso sanguíneo. Esta fuerza lateral es asumida como igual a la fuerza por unidad de área en sentido longitudinal, como resultado de la ley de Pascal, que describe la transmisión de fuerzas en fluidos, lo que hace posible que se la puede medir en las arterias y venas.

La presión arterial está constantemente cambiando durante el curso del ciclo cardiaco. La presión más baja o de máxima amplitud arterial es llamada sistólica. Ésta es el resultado de la expulsión de sangre a la aorta por el ventrículo izquierdo. La más baja o presión mínima se la conoce como diastólica. Ésta ocurre durante el descanso del ciclo cardiaco.

1.1 Medición indirecta de la presión sanguínea

El método usado comúnmente en evaluaciones de rutina, dentro de los hospitales o clínicas, es la obstrucción de las arterias con un brazal inflable colocado alrededor del antebrazo. Se comienza a inflar el envoltorio haciendo que la presión llegue por encima de la presión sistólica. Luego de esto, se libera el aire contenido en el brazal en forma lenta. La teoría dice que cuando la presión en el envoltorio ha caído a un nivel igual al pico de la presión sistólica, con un estetoscopio se podrán escuchar los sonidos que produce la sangre a través de la arteria comprimida. Los sonidos del flujo sanguíneo turbulento a través de la arteria son conocidos como ruidos de Korotkoff, en honor al físico ruso que los describió en 1906.

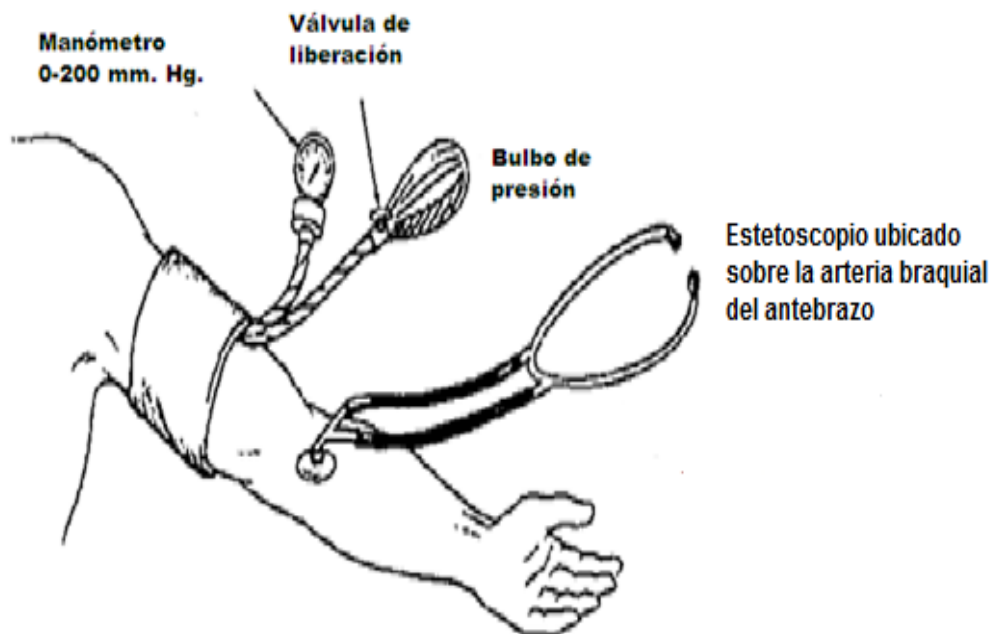


Figura 1.1.- Medición de la presión sanguínea con el uso de un estetoscopio

1.2 Medición directa de la presión sanguínea

En pacientes críticos, la medición invasiva de la presión sanguínea posee algunas ventajas sobre los métodos directos que usan la obstrucción de arterias para la detección de los ruidos de Korotkoff. Ésta permite la evaluación latido a latido de las funciones electromecánicas así como de las estimaciones indirectas de las funciones cardíacas a través de la interpretación de las ondas mostradas en el monitor. La forma del trazado y la gran precisión de la presión arterial monitoreada, han sido razones convincentes para acoger el enfoque invasivo en el monitoreo de pacientes.

Sin embargo, a pesar de todas estas ventajas, los pacientes no están libres de riesgos. Cualquier invasión al sistema cardiovascular acarrea un peligro de embolia, hemorragia, daños al tejido o vasos sanguíneos e infecciones.

Con el incremento en la fidelidad de los modernos circuitos integrados, la respectiva reducción en sus precios y el desarrollo de catéteres plásticos junto con el uso de heparina para prevenir la coagulación en la punta del catéter, el monitoreo directo de la presión sanguínea se ha vuelto parte habitual en el manejo de los paciente críticos.

1.3 Sistemas de monitoreo de la presión sanguínea

Un sistema de monitoreo de la presión sanguínea es un sistema de instrumentación diseñado para grabar y mostrar las variaciones de presión en el tiempo.

Los componentes para un sistema de instrumentación en general son el transductor, el amplificador y una pantalla.

Los componentes de un sistema de monitoreo de la presión sanguínea son:

1.3.1 Catéter

El catéter es un tubo fino, cilíndrico, hueco, de paredes rígidas pero flexibles, usualmente llenado con una solución salina, insertado en la ubicación donde va a ser medida la presión.

El catéter es un acoplador hidráulico entre la arteria o vena, donde la presión va a ser medida o monitoreada, y el transductor de presión.

1.3.2 Transductor de presión

El transductor de presión es un dispositivo electromecánico que convierte la energía mecánica en energía eléctrica.

El componente clave del transductor de presión es un delgado y sensible diafragma que va conectado al catéter. Cuando hay un gradiente de presión a través de la membrana, ésta se desvía en dirección a la presión más baja.

La desviación del diafragma puede ser convertida en una señal eléctrica por dos métodos: las galgas extensiométricas y el transformador diferencial lineal variable (LVDT). El movimiento del diafragma en respuesta al cambio de presión aplicada causa cambios respectivos en

la resistencia de las galgas. Cualquier elongación o compresión de la membrana debido a la desviación del diafragma causa que la resistencia del elemento cambie. Las galgas son usualmente conectadas como parte de un puente de Wheatstone, donde los cambios en la resistencia de uno de sus elementos desbalancea el puente y produce una diferencia de voltaje que puede ser amplificado.

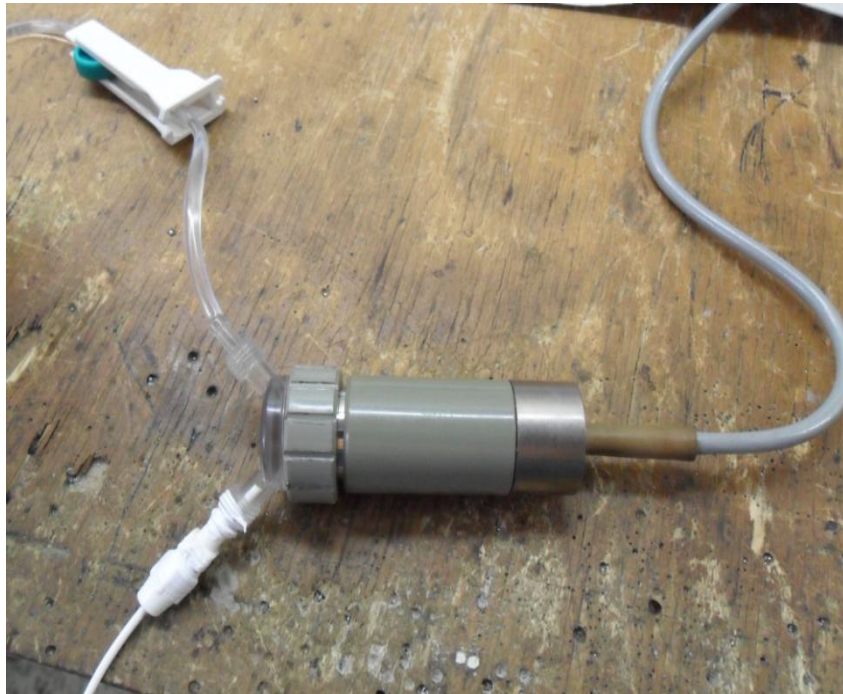


Figura 1.2.- Transductor de presión sanguínea

Algunos resistores de silicón cambian su resistencia en respuesta al esfuerzo como lo hace un alambre, pero difieren en que necesitan un pequeño desplazamiento del diafragma para producir grandes cambios de voltaje con un bajo voltaje de excitación del puente.

El factor de Galga de un semiconductor puede variar desde 50 a 200 con un valor típico para el silicón de 120. El factor de Galga para un alambre es típicamente de 2 a 4.

Algunas galgas de estado sólido pueden ser suficientemente pequeñas que pueden colocarse en la punta de un catéter. Los problemas con ese tipo de catéteres en términos de fragilidad, son la sensibilidad a la temperatura y efectos adversos de esterilización. Las galgas semiconductoras son más sensibles a la temperatura que otras por lo que deben ser calibradas a una referencia.

1.3.3 Monitor

El monitor es un sistema de procesamiento electrónico de señal combinado con algún tipo de despliegue visual.

1.4 Análisis armónico de las formas de onda de presión sanguínea

Cualquier forma de onda compleja periódica y variante en el tiempo, puede ser descompuesta en una suma infinita de funciones seno y coseno debidamente ponderadas a una frecuencia adecuada, las cuales sumadas, reproducen la forma de onda compleja original. Ha sido demostrado que se pueden aplicar las técnicas del análisis de Fourier cuando se quieren caracterizar los componentes oscilatorios de los sistemas circulatorios y respiratorios, usando dos postulados básicos: la periodicidad y la linealidad (Attinger, E.O., "Use of Fourier series for the analysis of biological system").

Fisiólogos cardiovasculares y algunos clínicos han estado empleando las técnicas de las series de Fourier para la cuantificación de presión y flujo desde que éste método fue establecido en 1950. Así mismo han llevado a cabo análisis de Fourier usando filtros pasa_bandas. Los analistas más recientes han usado técnicas computacionales para obviar la necesidad de un hardware especial, las que permiten una representación cuantitativa de una forma de onda fisiológica; por lo tanto, es muy fácil comparar los correspondientes armónicos de pulsos.

En 1971, O'Rourke señaló que el médico moderno, que busca ayuda de la interpretación del pulso arterial en un texto médico estándar, es probable que se confunda, se sienta engañado y decepcionado. Así mismo indica que en recientes años, el análisis de los componentes de frecuencia del pulso parecería que ha dado más información de las propiedades arteriales que en algún otro enfoque. Él propone que el pulso arterial sea representado en términos de sus componentes de frecuencia.

El pulso de presión sanguínea puede ser dividido en sus componentes fundamentales y sus armónicos más significativos. Cuando se compara la forma de onda original y la forma de onda reconstruida a partir de los componentes de Fourier, se encuentra que concuerdan bastante bien, indicando que las primeras seis armónicas dan una muy buena reproducción. Hay que notar que la amplitud de la sexta armónica es aproximadamente 12% de la fundamental. Se puede alcanzar una mayor exactitud en la reproducción de la forma de onda original añadiendo componentes armónicos más altos.

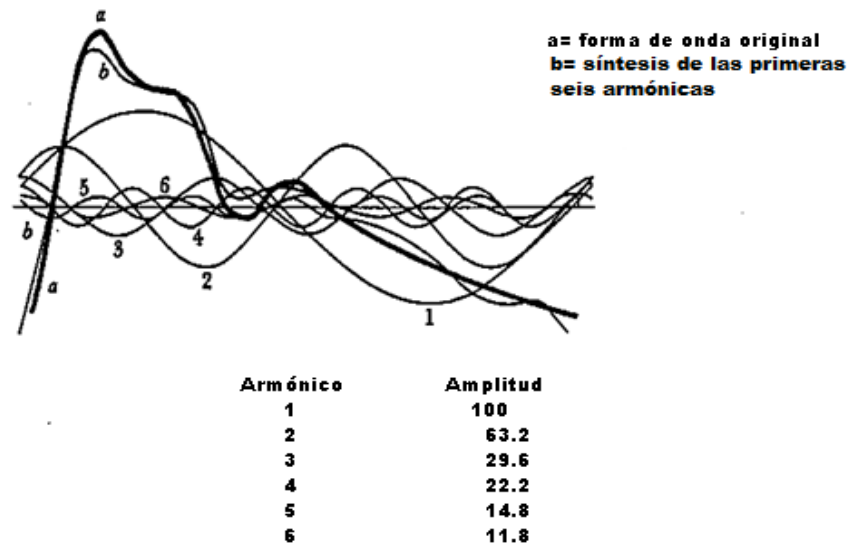


Figura 1.3.- Componentes armónicos de la forma de onda de la presión sanguínea

1.5 Propiedades dinámicas de los sistemas de medición de presión

Es importante el entendimiento de las propiedades dinámicas de los sistemas de medición de presión, si se desea preservar la precisión dinámica de la presión medida. Errores en las mediciones de presión dinámica pueden tener serias consecuencias en una situación clínica. Por ejemplo, un sistema sub amortiguado puede guiarnos a una sobreestimación del gradiente de presión a través de las válvulas cardiacas estenóticas. El sistema catéter-transductor lleno de líquido es un sistema hidráulico que puede ser representado ya sea por los modelos de parámetros agrupados o distribuidos.

Los modelos de parámetros distribuidos dan una descripción precisa del comportamiento dinámico del sistema catéter-transductor. Sin embargo, los modelos de parámetros distribuidos no son normalmente empleados, porque el modelo de un solo grado de libertad (parámetro agrupado) es más fácil para trabajar y, la precisión de los resultados obtenidos por el uso de esos modelos es aceptable para una situación clínica.

1.6 Sistema eléctrico análogo

El enfoque modelado aquí se desarrolla en base a un modelo de parámetros agrupados, para el catéter y transductores separadamente, y muestra como, con apropiadas aproximaciones, se reduce al modelo de parámetros agrupados a un sistema de segundo orden.

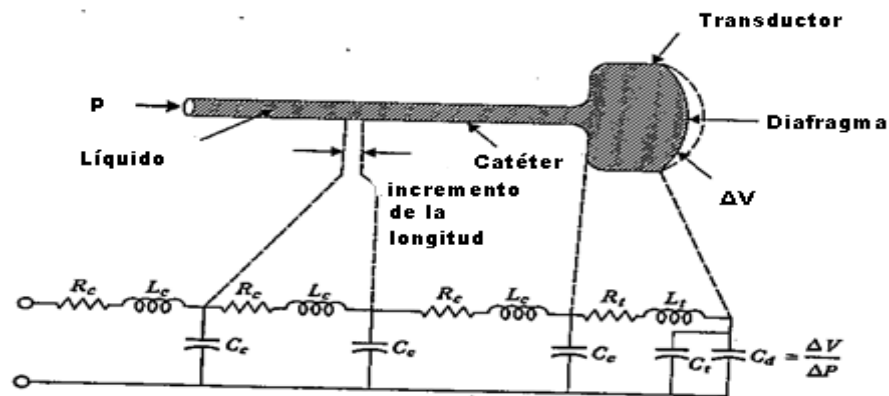


Figura 1.4.- Modelo físico de un sistema catéter-transductor

Un incremento en la presión a la entrada del catéter causa el flujo del líquido a la derecha hasta la punta del catéter, a través del catéter, y dentro del transductor. El desplazamiento del líquido causa una desviación en el diafragma del transductor, el cual es sentido por un sistema electromecánico. Posteriormente la señal eléctrica es amplificada.

El líquido del catéter tiene inercia, fricción y propiedades elásticas representadas por la inercia, resistencia, y compliancia respectivamente.

Similarmente, el transductor tiene esas mismas propiedades, con adición de la compliancia del diafragma.

El circuito análogo puede ser simplificado debido a que la compliancia del diafragma del transductor es mucho más grande que la del catéter o cámara del transductor llena de líquido, siempre y cuando que la solución salina esté libre de burbujas y el material del catéter no tenga mucha compliancia.

La resistencia e inercia del líquido en el transductor pueden ser obviados en relación al líquido dentro del catéter.

La resistencia del líquido R_c del catéter es debido a la fricción entre cizallamiento de las moléculas que fluyen a través del catéter.

Puede ser representado por la ecuación:

$$R_c = \frac{\Delta P}{Q} \quad (1.1)$$

$$R_c = \frac{\Delta P}{\bar{u}A} \quad (1.2)$$

Dónde:

ΔP = Diferencia de presión a través del segmento en Pa (Pascal = N/m^2)

Q = Caudal (m^3/s)

\bar{u} = Velocidad promedio, m/s

A = Área de la sección, m^2

Con la ecuación de Poiseuille (Ecuación 1.4 sección 1.6.1) podemos calcular el valor de R_C cuando se tenga el valor de la longitud del catéter ℓ , en metros, radio r_M , en metros y la viscosidad del líquido η , en pascales–segundo.

1.6.1 Cálculo de la fórmula de resistencia, inercancia y compliancia

Consideremos ahora un fluido viscoso que circula en régimen laminar por una tubería de radio interior r , y de longitud ℓ , (figura 1.5) bajo la acción de una fuerza debida a la diferencia de presión existente en los extremos del tubo.

$$F = (P_1 - P_2) \pi r^2 \quad (1.3)$$

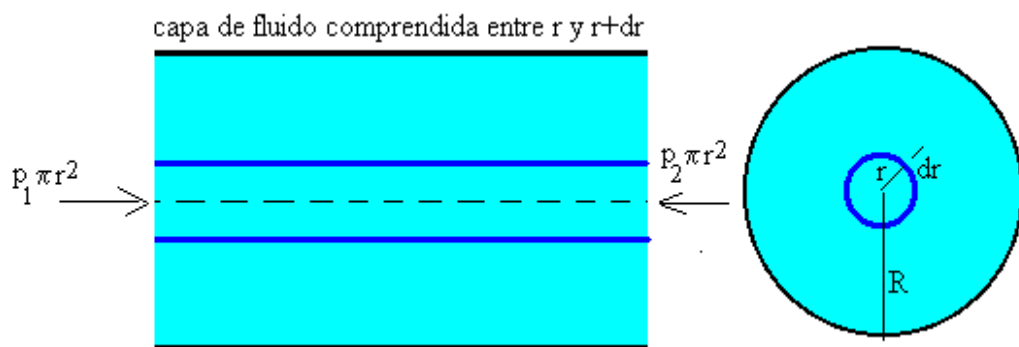


Figura 1.5.- Cálculo del flujo de un líquido dentro de un cilindro

Sustituyendo F en la fórmula se tiene:

A = área lateral del cilindro

ℓ = longitud del cilindro

r = radio

P_1 = Presión en una sección del tubo

P_2 = Presión en otra sección del tubo

u_r = Velocidad en función del radio

De la ecuación de Poiseuille en forma diferencial se tiene:

$$\frac{(P_1 - P_2)\Pi r^2}{2\Pi r \ell} = -\eta \frac{du_r}{dr} \quad (1.4)$$

El signo negativo se debe a que u_r disminuye al aumentar r .

Integrando esta ecuación, se obtiene el perfil de velocidades, en función de la distancia radial al eje del tubo. Se ha de tener en cuenta que la velocidad en las paredes del tubo $r = r_M$ es nula.

$$-\int_{u_r}^0 du_r = \frac{\Delta P}{2\eta \ell} \int_r^{R} r dr \quad (1.5)$$

$$u_r = \frac{\Delta P}{2\eta \ell} (r_M^2 - r^2) \quad (1.6)$$



Figura 1.6.- Perfil de velocidades de un fluido en el interior de un cilindro

El flujo tiene por tanto un perfil de velocidades parabólico, siendo la velocidad máxima en el centro del tubo.

El volumen de fluido que atraviesa cualquier sección normal del tubo en la unidad de tiempo se denomina gasto.

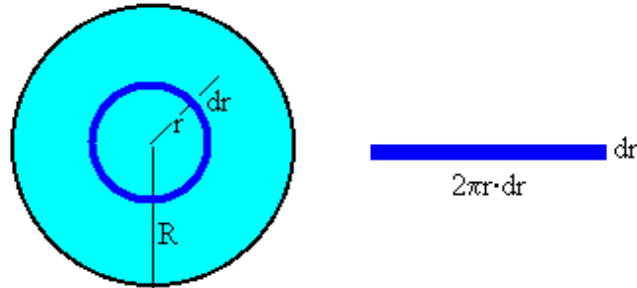


Figura 1.7.- Cálculo del gasto de un fluido dentro de un cilindro

El volumen de fluido que atraviesa el área del anillo comprendido entre r y $r+dr$ en la unidad de tiempo es $u_r (2\pi r dr)$. Donde u_r es la velocidad del fluido a una distancia r del eje del tubo y $2\pi r dr$ es el área del anillo.

El gasto se hallará integrando:

$$Q = \int_0^R u_r (2\pi r dr) = \frac{\Pi \Delta P}{2\eta \ell} \int_0^R (r_M^2 - r^2) r dr = \frac{\Pi \Delta P r_M^2}{8 \eta \ell} \quad (1.7)$$

La velocidad del fluido es inversamente proporcional a la viscosidad η y varía en proporción directa a la cuarta potencia del radio del tubo r_M , y es directamente proporcional al gradiente de presión a lo largo del tubo.

El caudal se puede expresar a partir de: $Q = \Pi r_M^2 \bar{u}$ donde \bar{u} es la velocidad promedio del fluido

$$\Delta P = \frac{8\eta\ell\bar{u}}{r_M^2} \quad (1.8)$$

Haciendo una analogía con un sistema eléctrico tal que la presión sea análogo al voltaje y el caudal sea análogo a la corriente se puede encontrar el valor de la resistencia R_c con la ecuación:

$$R_c = \frac{\Delta P}{Q} \quad (1.8.1)$$

Despejando tenemos:

$$R_c = \frac{8\eta\ell}{\Pi r_M^4} \quad (1.9)$$

La inercia L_c de un líquido dentro un catéter es debida primeramente a la masa del líquido. Puede ser representada por la ecuación:

$$L_c = \frac{\Delta P}{dQ/dt} \quad (Pa..s^2/m^3) \quad (1.10)$$

$$L_c = \frac{\Delta P}{aA} \quad (1.11)$$

Dónde:

a= aceleración, m/s^2

A= área de la sección del catéter

Q= caudal

Esta ecuación se reduce aún más a:

$$L_c = \frac{m}{A^2} \quad (1.12)$$

$$L_c = \frac{\varphi \ell}{\pi r_M^2} \quad (1.13)$$

Donde m = masa del líquido, Kg,

φ = densidad del líquido, Kg/m^3

ℓ = longitud del catéter

r_M = radio del catéter

La ecuación muestra que pueden ignorarse los componentes de resistencia e inercia del transductor con respecto a los del líquido dentro del catéter. La razón se debe a que el catéter lleno de líquido es más largo que la cavidad del transductor, y de diámetro más pequeño.

Geddes desarrolló un modelo más refinado para calcular la inercia de un fluido basado en las consideraciones de energía cinética, y observa que la masa efectiva es cuatro tercias veces que la del fluido en el catéter (Geddes, L.A., "The direct and indirect measurement of blood pressure.").

La compliancia C_d de la membrana de un transductor está dada por la ecuación:

$$C_d = \frac{\Delta V}{\Delta P} = \frac{1}{E_d} \quad (1.14)$$

Si se considera un sistema catéter-transductor con burbujas se tiene que la compliancia total del sistema.

Si C_b es la compliancia de las burbujas se tiene:

$$C_t = C_d + C_b \quad (1.15)$$

C_t = compliancia total del sistema

Dónde:

ΔV = Incremento de volumen

ΔP = Diferencia de presión entre 2 secciones del catéter

E_d = Módulo de volumen de la elasticidad de diafragma del transductor.

Se puede encontrar la relación entre el voltaje de entrada v_i , análogo a la presión aplicada, y el voltaje de salida v_o , análogo a la presión en la diafragma, usando la ley de voltajes de Kirchhoff

v_o = Voltaje de salida

C_d = Compliancia del transductor

L_c = Inertancia del catéter

R_c = Resistencia del fluido

v_i = Voltaje de entrada

$$v_i(t) = \frac{L_c C_d d^2 v_o(t)}{dt^2} + \frac{R_c C_d dv_o(t)}{dt} + v_o(t) \quad (1.16)$$

Usando la forma general de una ecuación de un sistema orden se puede mostrar que la frecuencia natural amortiguada de segundo.

$$w_n = 1/\sqrt{L_c C_d} \quad (1.17)$$

y el coeficiente de amortiguamiento

$$\zeta = (R_c/2)\sqrt{L_c C_d} \quad (1.18)$$

Para el sistema hidráulico bajo estudio, se puede mostrar que, sustituyendo las ecuaciones dentro de las expresiones para w_n y ζ se obtiene:

$$f_n = \frac{r_M}{2} \sqrt{\left(\frac{\Delta P}{\Pi \phi \ell \Delta V}\right)} \quad (1.19)$$

$$\zeta = \frac{4\eta}{r_M^3} \sqrt{\left(\frac{\ell(\Delta V/\Delta P)}{\Pi \phi}\right)} \quad (1.20)$$

Para calcular la frecuencia natural del sistema catéter–transductor con burbujas en función de la frecuencia natural sin burbuja se utiliza la ecuación 1.19

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = \frac{r_M}{2} \sqrt{\left(\frac{\Delta P}{\Pi \phi \ell \Delta V_{\text{sin burbuja}}}\right)}$$

$$f_{n \text{ con burbuja}} = \frac{r_M}{2} \sqrt{\left(\frac{\Delta P}{\Pi \phi \ell \Delta V_{\text{con burbuja}}}\right)}$$

Dividiendo la frecuencia natural con burbuja por la frecuencia natural sin burbuja y simplificando se tiene que:

$$f_{n \text{ con burbuja}} = f_{n \text{ sin burbuja}} \sqrt{\left(\frac{\Delta P / \Delta V_{\text{con burbuja}}}{\Delta P / \Delta V_{\text{sin burbuja}}} \right)} \quad (1.21)$$

Para calcular el coeficiente de amortiguamiento del sistema catéter-transductor con burbujas en función del coeficiente de amortiguamiento sin burbuja se tiene de la ecuación 1.20

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = \frac{4\eta}{r^3_M} \sqrt{\frac{\ell(\Delta V_{\text{sin burbuja}} / \Delta P)}{\Pi \phi}}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = \frac{4\eta}{r^3_M} \sqrt{\frac{\ell(\Delta V_{\text{con burbuja}} / \Delta P)}{\Pi \phi}}$$

Dividiendo el coeficiente de amortiguamiento con burbuja por el coeficiente de amortiguamiento sin burbuja y simplificando se tiene que:

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = \zeta_{\text{sin burbuja}} \sqrt{\left(\frac{\Delta V_{\text{con burbuja}} / \Delta P}{\Delta V_{\text{sin burbuja}} / \Delta P} \right)} \quad (1.22)$$

Dónde:

f_n = Frecuencia natural

ζ = Coeficiente de amortiguamiento

η = viscosidad del fluido

ℓ = longitud del catéter

Aquí se encuentra un número útil de relaciones y constantes pertinentes:

Tabla N°1.1 Propiedades físicas de ciertas sustancias

Sustancia	Temperatura(°C)	Viscosidad (Pa.s)	Densidad (Kg/ m^3)
Agua	20	0.001	1000
	37	0.0007	1000
Aire	20	0.000018	1.21
Sangre	37	0.0028	1088

Los transientes y respuestas de frecuencia de un sistema catéter-transductor se estudian por medio de los circuitos eléctricos análogos.

Además se pueden estudiar los efectos de los cambios en el sistema hidráulico añadiéndole los elementos apropiados al circuito. Por ejemplo, una burbuja de aire hace al sistema más compliante. Por lo tanto su efecto en el sistema es el mismo que el causado al conectar un capacitor adicional en paralelo a la representación de la compliancia del diafragma.

1.7 Mediciones de respuestas de sistemas

La respuesta característica de un sistema catéter-transductor puede ser determinada por 2 métodos. La más simple y sencilla técnica involucra la medición del transiente a una respuesta escalón que se le aplica al sistema. Un método potencialmente más exacto pero más complicado, porque requiere equipos especiales, implica medir de la respuesta de frecuencia del sistema usando una función sinusoidal.

1.7.1 Respuesta transiente

La base del método de respuesta transiente, consiste en aplicar una entrada escalón de presión al sistema catéter-transductor y registrar los resultados de las oscilaciones producidas por el sistema. Esto también es conocido como técnica POP, por razones que serán evidentes en la experimentación.

La prueba se realiza, asegurando una membrana de látex en la parte superior de un recipiente por medio de una abrazadera metálica. El material de los guantes quirúrgicos es una excelente opción para la mencionada membrana. El contenedor de vidrio es llenado con una solución salina y en su parte inferior va colocado el sistema catéter-transductor por medio de un adaptador de goma.

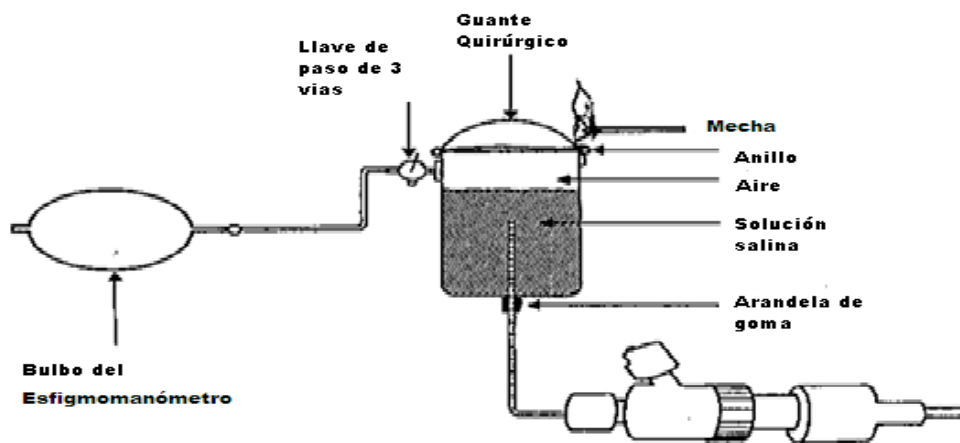


Figura 1.8.- Esquema del procedimiento de la técnica POP

El técnico presuriza el sistema apretando la pera del esfigmomanómetro, luego se revienta la membrana con un cerillo encendido, y se observa la respuesta del sistema en un osciloscopio de registro gráfico a una velocidad que haga posible distinguir las oscilaciones individuales.

Al observar la respuesta en el osciloscopio se podrá medir T (el tiempo entre los sucesivos picos) y determinar la frecuencia natural no amortiguada con la ecuación:

$$w_n = 2\pi / T \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (1.23)$$

Donde T= periodo de la respuesta

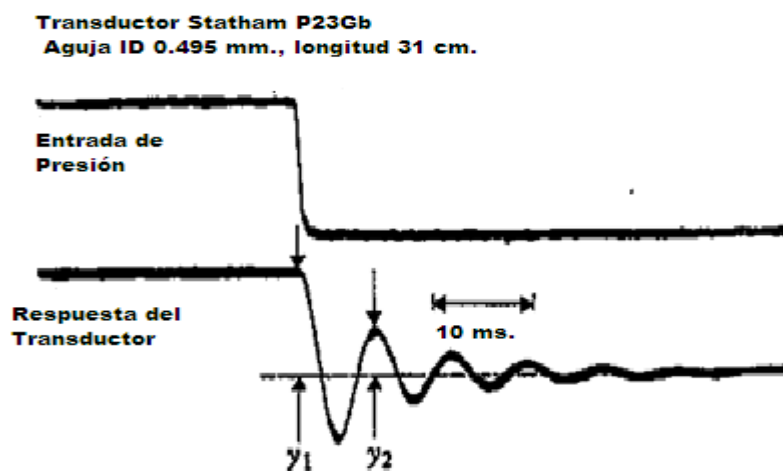


Figura 1.9.- Respuesta de salida del transductor

Hay que notar que este método es confiable para un modelo simple de segundo orden propuesto para el sistema catéter-transductor.

1.7.2 Respuesta de frecuencia sinusoidal

El método de respuesta de frecuencia sinusoidal es más complejo porque requiere de un equipo especializado. En este método, una bomba produce presiones sinusoidales que son normalmente monitoreadas en la fuente de presión por un transductor de características conocidas. Éste es usado porque las amplitudes de la forma de onda de presión de la fuente no son constantes para todas las frecuencias. La fuente de presión es acoplada al sistema catéter-transductor bajo prueba, por medio de una solución salina libre de burbujas.

Se puede encontrar un modelo preciso para el sistema catéter-transductor mediante la determinación de la amplitud y la fase de salida, como una función de frecuencia sin las limitaciones del modelo de segundo orden requerido en el caso de la respuesta transiente. En algunos casos, la resonancia se puede presentar a más de una frecuencia.

1.7.3 Efecto de parámetros en la respuesta de sistemas

En el modelo del sistema catéter-transductor, el valor del coeficiente de amortiguamiento ζ y la frecuencia natural w_n son funciones de varios parámetros del sistema. Con el uso del método de la respuesta de transiente y de la técnica de generación de presión sinusoidal, los investigadores determinaron los efectos en el desempeño del sistema catéter-transductor de agua sin aire y la utilización de catéter de

diversos materiales y conectores. Encontraron que las burbujas de aire aumentan la compliancia del sistema catéter-manómetro, y hacen decrecer drásticamente la frecuencia natural amortiguada $w_d = 2\pi/T$. Para un catéter PE-190 de longitud desde 10 a 100 cm, la frecuencia natural amortiguada decrecerá aproximadamente en 50 a 60 por ciento. La longitud del catéter mostró estar inversamente relacionada a la frecuencia natural de amortiguación para catéteres de teflón y polietileno con un diámetro de 0.58 a 2.69 mm. La relación teórica lineal entre la frecuencia natural amortiguada y $1/\sqrt{\text{(longitud del catéter)}}$ parece mantenerse dentro de errores experimentales. Hay una relación lineal entre el diámetro interior del catéter y la frecuencia natural de amortiguamiento para catéteres de teflón y polietileno, que fue predicha por el modelo teórico.

La respuesta de frecuencia también varía dependiendo del tipo de material del catéter, cuando se realizan pruebas con catéteres de diferentes materiales por ejemplo teflón y polietileno con una cierta longitud dada se obtiene una mayor respuesta de frecuencia con el teflón debido a que tiene mayor rigidez que el polietileno.

Al examinar los efectos de los conectores en la respuesta del sistema, al insertar en serie con el catéter varias agujas conectadas que aumentan la longitud total del sistema, la frecuencia natural amortiguada es proporcional al calibre de las agujas que tienen la misma longitud. El conector sirve como un simple amortiguador hidráulico que disminuye la

respuesta de frecuencia. Esto sugiere que debe utilizarse el menor número de conectores y que todos los conectores deben cerrarse bien.

Al enrollar y doblar el catéter se producen cambios en la frecuencia de resonancia. Sin embargo, la magnitud de esos cambios son muy pequeños cuando se comparan con los cambios causados por factores que afectan la compliancia ("Hansen, A.T., A theory for elastic liquid containing membrane manometers").

1.8 Requerimientos de ancho de banda para mediciones de presión sanguínea

Conociendo los componentes armónicos representativos de la forma de onda de la presión sanguínea, se pueden especificar los requerimientos de ancho de banda para el sistema de instrumentación. Como en todas las mediciones biomédicas, los requerimientos de ancho de banda son una función de investigación.

Si la presión arterial media es el único parámetro de interés, es de poco valor tratar de lograr un sistema de gran ancho de banda. Es aceptado generalmente que los armónicos arriba del décimo puedan ser ignorados de la forma de onda de la presión sanguínea. Por ejemplo, los requerimientos de ancho de banda para la respuesta cardíaca de 120 latidos por minuto (2 Hz) deberían ser 20 Hz.

Para una perfecta reproducción de la forma de onda original, no debería haber distorsión en las características de amplitud y fase. La forma de onda puede

ser conservada, aún si las características de fase no son ideales. Éste es el caso si las amplitudes relativas de los componentes de la frecuencia son conservadas, pero sus fases están desplazadas en proporción a su frecuencia. Entonces, la forma de onda sintetizada da la forma de onda original, excepto que está retrasada en el tiempo dependiendo del desplazamiento de fase.

Las mediciones de la derivada de la señal de presión aumentan los requerimientos del ancho de banda, porque la diferenciación de un armónico sinusoidal incrementa la amplitud de los componentes a un factor proporcional a su frecuencia.

De la misma manera que la forma de onda de presión original, los requerimientos de ancho de banda para la derivada de la presión sanguínea pueden ser estimados con el análisis de Fourier de la derivada de la señal. Las características de amplitud versus frecuencia para cualquier sistema catéter-manómetro, usado para la medición de la presión ventricular que son subsecuentemente diferenciados deben permanecer horizontales dentro un 5% hasta la vigésima armónica.

1.9 Distorsión de las formas de onda de presión típica

La precisión en las mediciones de presión sanguínea son importantes en investigaciones clínicas y fisiológicas.

Pueden existir consecuencias muy serias cuando un sistema sub_amortiguado permite una sobreestimación del gradiente de presión a través de una válvula estenótica del corazón.

Un sistema catéter-transductor sub_amortiguado puede ser transformado a un sistema sobre_amortiguado pellizcando el catéter.

Este procedimiento reduce el coeficiente de amortiguamiento ζ con un pequeño efecto en la frecuencia natural.

Otro efecto de distorsión en las mediciones de la presión sanguínea es conocido como “catéter whip”. Esto ocurre cuando un catéter aórtico-ventricular, en la región de alto flujo pulsátil, es doblado y “azotado” por la aceleración sanguínea. Este tipo de distorsión puede ser minimizado con el uso de catéteres rígidos o con la colocación cuidadosa de catéteres en regiones de velocidades de bajo flujo.

CAPÍTULO II

SISTEMAS DE INSTRUMENTACIÓN MÉDICA

Las características de funcionamiento de los sistemas de instrumentación en la naturaleza son estáticas y dinámicas. Un transductor está diseñado para sensor una variable física específica que será medida. Las características que debe tener un transductor médico para desempeñar una detección específica, así como el proceso de conversión, están determinadas durante un ciclo de calibración, mediante la aplicación de una medida con intervalos de amplitud discretos y, permitiendo que el sistema alcance su equilibrio.

Esto elimina algún efecto de dependencia con la frecuencia que pueda ocurrir. Las características de entrada-salida obtenidas de esta manera son conocidas como características estáticas.

2.1 Error en los sistemas de medición

Debido a que no se puede diseñar un transductor ideal, la salida de un transductor médico puede causar que el valor de la medición indicada esté desviado del valor verdadero. A continuación se definen varios conceptos relacionados a la medición en los sistemas de instrumentación.

Exactitud: Es la diferencia algebraica entre el valor indicado y el valor verdadero; y es expresado como un porcentaje de la escala total de salida. Ésta es la medición del error total, sin tener en cuenta su fuente.

Reproducibilidad (Repetitividad): Es la capacidad de un transductor de reproducir el mismo resultado cuando el mismo valor medido es aplicado repetidamente, bajo las mismas condiciones y en largos periodos de tiempo.

Precisión: Se refiere al grado de reproducibilidad en una medición. La precisión en un transductor o sistema de instrumentación no implica exactitud y esto a veces es motivo de confusión, debido a que la precisión es una medición de la reproducibilidad. Un sistema de instrumentación con un voltaje offset descompensado en un amplificador operacional, puede dar resultados muy reproducibles pero que no son exactos.

Sensibilidad estática: Es la relación entre, la variación de la magnitud de salida a la variación de la magnitud que se va a medir. La sensibilidad estática para un sistema de instrumentación debe ser constante para una parte del rango normal de operación del instrumento.

Umbral: Es el más pequeño cambio en la medida que resultará en un cambio medible a la salida del transductor.

Resolución: Es el incremento más pequeño que permite diferenciar una medición de otra.

Estas especificaciones establecen un límite más bajo en la capacidad de medición de un transductor particular que es usado para sistemas de instrumentación médica.

2.2 Linealidad en transductores médicos y sistemas de instrumentación

Cuando a un sistema de instrumentación o transductor biomédico se le aplica un estímulo en la entrada $x_1(t)$, éste produce una respuesta en la salida $y_1(t)$ y, al aplicársele un segundo estímulo $x_2(t)$ produce una respuesta $y_2(t)$. Entonces el sistema de instrumentación es lineal si ante un estímulo $x_1(t) + x_2(t)$ produce una respuesta de $y_1(t) + y_2(t)$

Simbólicamente se tiene que si:

$$x_1(t) \rightarrow y_1(t)$$

$$x_2(t) \rightarrow y_2(t)$$

Entonces, un sistema de instrumentación médica, es lineal si:

$$x_1(t) + x_2(t) \rightarrow y_1(t) + y_2(t)$$

Esta afirmación es una de las premisas del principio de superposición y es una condición necesaria para que cualquier sistema sea lineal. Básicamente, esto significa que la salida es de alguna manera proporcional a la entrada.

Por lo tanto si las variables $y(t)$ y $x(t)$ están linealmente relacionadas, esto significa que son proporcionales la una a la otra y las características de transferencia entre la entrada y la salida es una línea recta a través del origen.

2.3 Características estáticas no lineales

Debido a que hay diferentes maneras de describir el comportamiento no lineal de un instrumento médico, es más sencillo contrastar esta situación con la del rendimiento lineal asumiendo que, el rendimiento no lineal es una desviación de la definición de linealidad que se describió previamente. Debido a que el diseño de sistemas de instrumentación está basado en el concepto de linealidad y en vista que es mucho más sencillo el análisis matemático asociado con sistemas lineales, no se puede hacer uso de matemáticas lineales para analizar sistemas no lineales; entonces, es necesario hacer uso de métodos alternativos y aproximaciones. En la práctica, ningún instrumento es perfectamente lineal. Varias características de entrada/salida causan un comportamiento no lineal, las cuales son:

2.3.1 Saturación

Todos los instrumentos reales exhiben saturación cuando las magnitudes de entrada de las mediciones son muy grandes. Para algún transductor físico o sistema de instrumentación hay un rango donde la salida es proporcional a la entrada para operación lineal.

A medida que la amplitud de la medición incrementa, se alcanza un punto donde la respuesta del transductor no es tan proporcional a la medición.

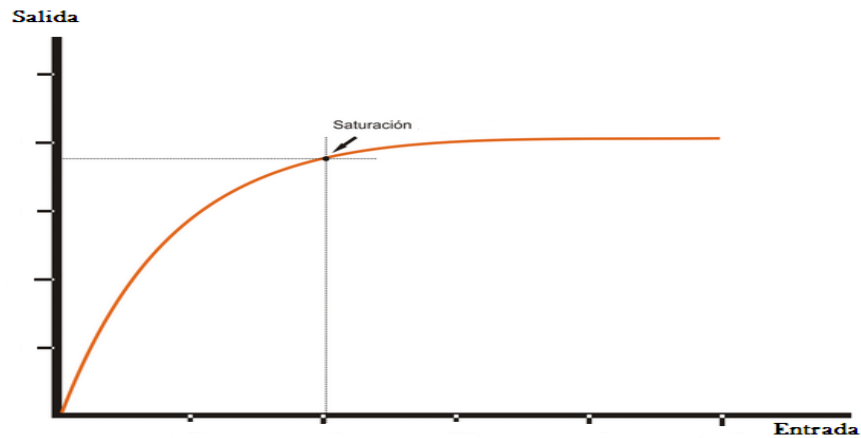


Figura 2.1.- Saturación en un sistema de medición

Si el sistema de medición continúa incrementando, positivamente o negativamente, llegará a un punto donde el transductor no incrementará su salida al incrementar su entrada.

2.3.2 Histéresis

La histéresis es observada cuando las características de entrada y salida para un transductor son diferentes para entradas crecientes que para entradas decrecientes.

Cuando un nivel de medición es alcanzado con el aumento del valor de la medición, entonces con el decremento de la medición, el efecto de la histéresis es obtener diferentes niveles de salida para el mismo valor de la medición. La histéresis resulta cuando algo de la energía aplicada al instrumento para incrementar la entrada, no es recuperada cuando la entrada decrece. La pérdida de energía es usualmente disipada como calor. La medición de cuánta histéresis tiene un transductor se realiza al

observar la máxima diferencia en cualquier par de lecturas durante el ciclo de calibración. Esta diferencia es usualmente expresada como un porcentaje de la escala total de salida.

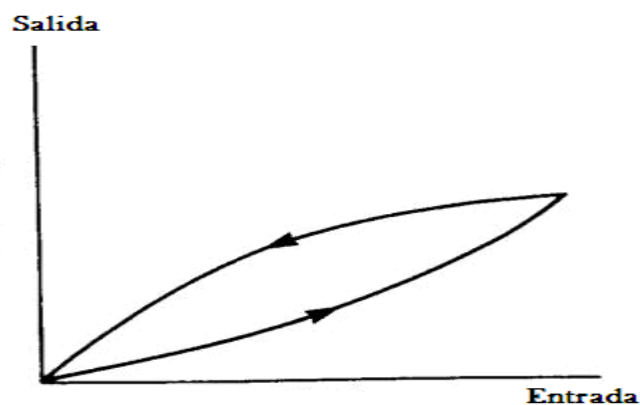


Figura 2.2.- Histéresis en los sistemas de medición

2.4 Respuesta dinámica de instrumentos

Las matemáticas y técnicas gráficas requeridas para resolver un sistema de ecuaciones no lineales son generalmente hechas para una entrada específica. La respuesta de algunos sistemas no lineales puede cambiar totalmente cuando la amplitud de la señal de entrada es modificada. Pocas generalidades pueden ser graficadas en un sistema no lineal, y este hecho hace que sea difícil usarlo en el área de la instrumentación médica.

Es por eso que, los sistemas lineales son más usados en los sistemas de instrumentación médica y representan la mayoría de los sistemas diseñados.

Algunos sistemas de instrumentación médica representan la conversión de energía de una forma a otra. Las ecuaciones diferenciales que describen esta conversión de energía dentro del sistema y sus soluciones, caracterizan a los sistemas de instrumentación médica. Es por esto que existe un gran número de diferentes tipos de instrumentos médicos, mecánicos, eléctricos, o electrónicos, electromecánicos, hidráulicos, etc.

Para algunos sistemas dinámicos, el orden de las ecuaciones diferenciales que describen el sistema es llamado *orden del sistema*. La mayoría de sistemas médicos de instrumentación pueden ser clasificados como sistemas de cero, primero, segundo y más alto orden. La mayoría de los sistemas de instrumentación médica caen dentro de las tres primeras clasificaciones.

2.5 Tipos de sistemas de instrumentación médica

Sea $x(t)$ la variable que va a ser medida y que se aplica en la entrada del transductor y, $y(t)$ la salida o respuesta del transductor. La relación entre la entrada y la salida en el dominio del tiempo está dada por:

$$a_0 y(t) = b_0 x(t) \quad (2.1)$$

Ésta es una ecuación diferencial de orden cero. La función de transferencia en el dominio de la frecuencia está dado por:

$$F(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{x(j\omega)} = \frac{b_0}{a_0} = k \quad (2.2)$$

Donde k es la sensibilidad estática del sistema. Este instrumento o transductor tiene una salida que es directamente proporcional a la entrada y no hay desplazamiento en fase entre la entrada y la salida.

2.5.1 Sistemas de primer orden

Los transductores de primer orden o sistemas de instrumentación médica son caracterizados por una ecuación diferencial de primer orden de la forma:

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = b_0 x(t) \quad (2.3)$$

Donde $x(t)$ y $y(t)$ son definidos previamente. La función de transferencia en el dominio de la frecuencia está dado por:

$$F(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{x(j\omega)} = \frac{k}{1 + j\omega \tau} \quad (2.4)$$

Donde $\tau = a_1/a_0$ $k = b_0/a_0$

$F(j\omega)$ = función de transferencia de entrada-salida del sistema

τ = constante de tiempo

Respuesta de un sistema de primer orden sometido a distintas entradas de prueba, tal como se muestra a continuación:

a) *Entrada escalón unitario:*

$$\frac{y(j\omega)}{x(j\omega)} = \frac{k}{1 + j\omega\tau} \quad (2.5)$$

Donde $x(j\omega) = \frac{1}{s}$ (2.6)

$$y(s) = \frac{1}{s} \left(\frac{k}{1 + \tau s} \right) \quad (2.7)$$

$$y(s) = \frac{k}{s(1 + \tau s)} \quad (2.8)$$

Descomponiendo en fracciones simples

$$y(s) = \frac{k}{s} - \frac{k\tau}{1 + \tau s} \quad (2.9)$$

Utilizando la anti transformada

$$y(t) = k(1 - e^{-t/\tau}) \quad (2.10)$$

Para un valor de 5 veces la constante de tiempo τ , la respuesta es prácticamente igual a la entrada; por lo que si $t \rightarrow \infty$ el error (diferencia entre las señales de entrada y salida) tiende a cero.

b) *Entrada rampa unitaria:*

De la ecuación (2.5)

$$\frac{y(j\omega)}{x(j\omega)} = \frac{k}{1 + j\omega\tau}$$

$$\text{Donde } x(s) = \frac{1}{s^2} \quad (2.11)$$

$$y(s) = \frac{1}{s^2} \left(\frac{k}{1 + \tau s} \right) \quad (2.12)$$

$$y(s) = \frac{k}{s^2(1 + \tau s)} \quad (2.13)$$

$$y(s) = \frac{k}{s^2} - \frac{k\tau}{s} + \frac{k\tau^2}{1 + \tau s} \quad (2.14)$$

$$y(t) = k(t - \tau + \tau e^{-t/\tau}) \quad (2.15)$$

c) *Entrada impulso unitario:*

De la ecuación (2.5)

$$\frac{y(j\omega)}{x(j\omega)} = \frac{k}{1 + j\omega\tau}$$

$$x(s) = 1 \quad (2.16)$$

$$y(s) = \left(\frac{k}{1 + \tau s} \right) \quad (2.17)$$

$$y(t) = \frac{k}{\tau} e^{-t/\tau} \quad (2.18)$$

2.5.2 Sistemas de segundo orden

Un transductor o sistema de medición que es descrito por un sistema de ecuaciones diferenciales de segundo orden tiene la forma:

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = b_0 x(t) \quad (2.19)$$

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \frac{a_1}{a_2} \frac{dy(t)}{dt} + \frac{a_0}{a_2} y(t) = \frac{b_0}{a_2} x(t) \quad (2.20)$$

Donde: t= tiempo

y(t)= respuesta del sistema(salida)

x(t)=entrada del sistema

Los coeficientes se definen de la siguiente manera:

$$k = \frac{b_0}{a_0} = \text{sensibilidad estática} \quad (2.21)$$

$$w_n = \sqrt{\left(\frac{a_0}{a_2}\right)} = \text{Frecuencia natural no amortiguada} \quad (2.22)$$

$$\zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}} = \text{Coeficiente de amortiguación} \quad (2.23)$$

$$w_d = w_n \sqrt{1 - \zeta^2} = \text{Frecuencia amortiguada} \quad (2.24)$$

Entonces la ecuación de segundo orden toma la forma:

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\zeta w_n \frac{dy(t)}{dt} + w_n^2 y(t) = k w_n^2 x(t) \quad (2.25)$$

La solución de la ecuación diferencial está formada por dos componentes: la solución homogénea, que es la solución de la ecuación diferencial cuando $x(t) = 0$ para todo t , y la solución no homogénea cuando $x(t)$ no es cero para algún valor de t . La solución no homogénea es una función de la forma $x(t)$.

La solución homogénea de la ecuación diferencial es una solución que está relacionada con la respuesta transiente del sistema o respuesta a las condiciones iniciales.

La función de transferencia en el dominio de la frecuencia está dada por la ecuación:

$$\frac{y(s)}{x(s)} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (2.26)$$

$$\frac{y(jw)}{x(jw)} = \frac{k}{(jw/w_n)^2 + (2\zeta/w_n)jw + 1} \quad (2.27)$$

La magnitud de la función de transferencia está dada por:

$$\left| \frac{y(jw)}{x(jw)} \right| = \frac{k}{\sqrt{[1 - (w/w_n)^2]^2 + 4\zeta^2 w^2/w_n^2}} \quad (2.28)$$

La forma de la solución depende de la magnitud del coeficiente de amortiguamiento ζ .

2.5.2.1 Caso no amortiguado

La respuesta $y(t)$ es una sinusoidal y tiene un coeficiente de amortiguamiento $\zeta = 0$

Los polos son $s_{1,2} = \pm j\omega_n$ (2.29)

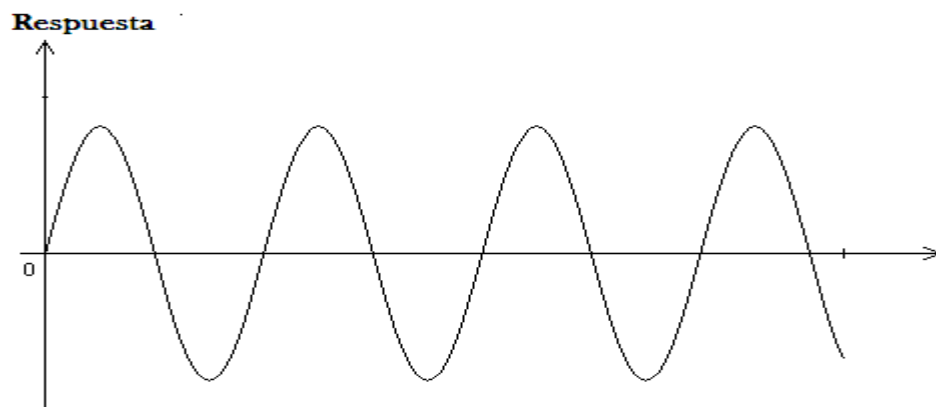


Figura 2.3.- Respuesta Sinusoidal de un sistema dinámico

2.5.2.2 Caso sub_amortiguado

La respuesta $y(t)$ tiene un decaimiento exponencial de la sinusoide y es amortiguada. Este tipo de respuesta tiene un coeficiente de amortiguamiento entre $0 < \zeta < 1$

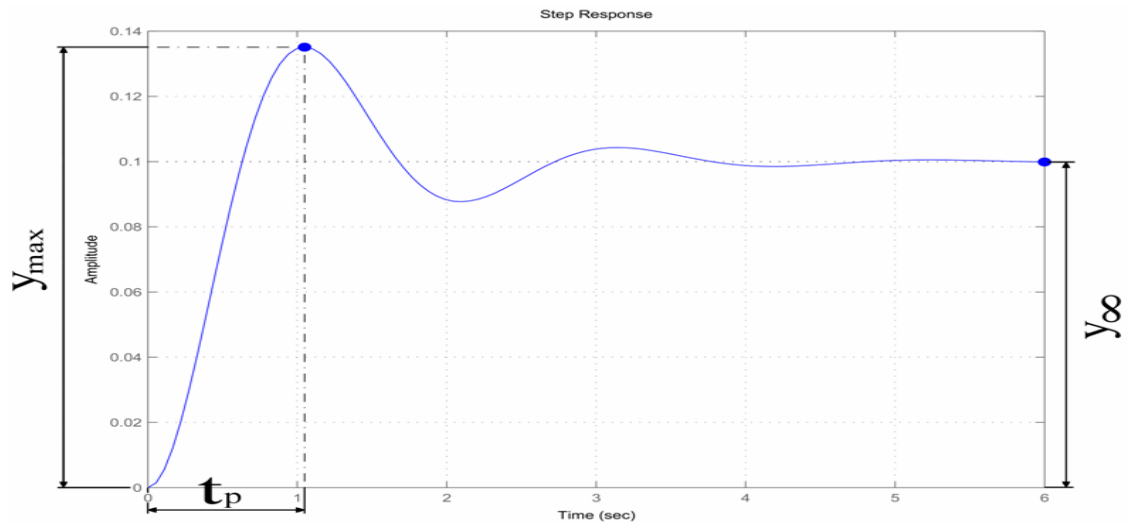


Figura 2.4.- Respuesta sub_amortiguada ante una entrada escalón

Los polos en lazo cerrado son complejos conjugados y se encuentran en el semiplano izquierdo del plano s . El sistema, entonces se denomina sub_amortiguado y la respuesta transitoria es oscilatoria.

$$\frac{y(s)}{x(s)} = \frac{w_n^2}{(s + \zeta w_n + jw_d)(s + \zeta w_n - jw_d)} \quad (2.30)$$

$$w_d = w_n \left(\sqrt{1 - \zeta^2} \right) \quad (2.31)$$

Los polos del sistema se encuentran en:

$$s_{1,2} = -\zeta w_n \pm w_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (2.32)$$

2.5.2.3 Caso sobre_amortiguado

La respuesta $y(t)$ es no oscilatoria y es sobre_amortiguada.

Este tipo de respuesta tiene un coeficiente de amortiguamiento $\zeta > 1$. En este caso, los dos polos son reales negativos y diferentes.

En resumen:

$$S_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (2.33)$$

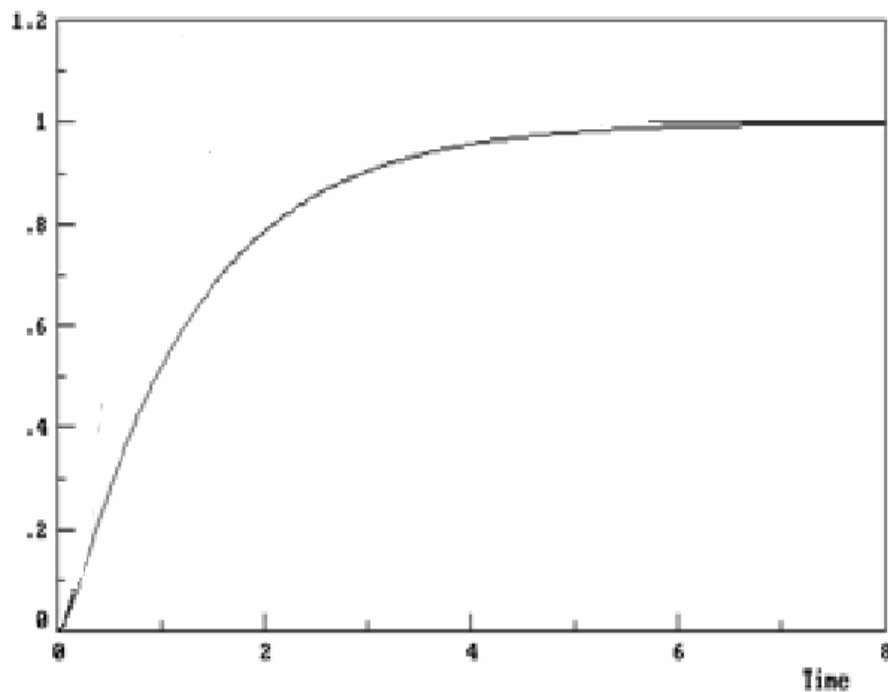


Figura 2.5.- Respuesta sobre_amortiguada ante una entrada escalón

2.5.2.4 Caso críticamente amortiguado

La respuesta $y(t)$ es no oscilatoria pero es más rápida y no tiene sobre nivel porcentual. Este tipo de respuesta tiene un coeficiente de amortiguamiento $\zeta = 1$.

Los polos se encuentran ubicados en:

$$S_{1,2} = -\zeta\omega_n \quad (2.34)$$

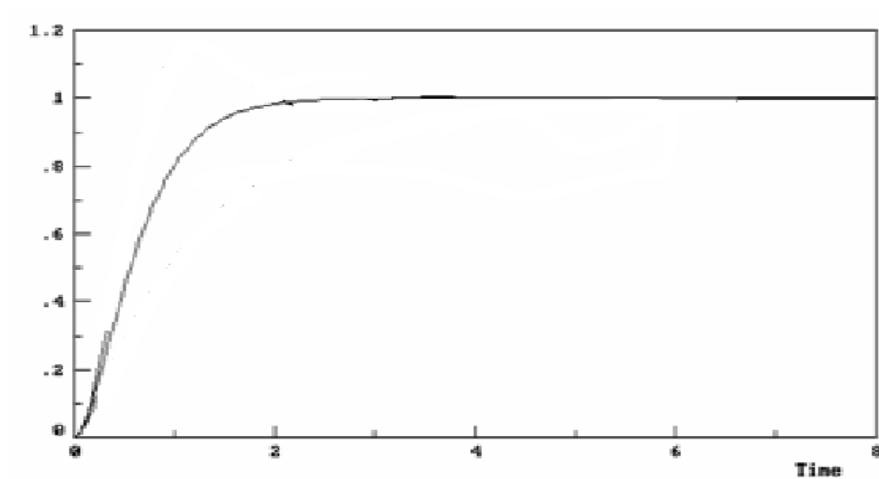


Figura 2.6.- Respuesta críticamente amortiguada ante una entrada escalón

2.5.2.5 Ecuación general del sistema de segundo orden ante una entrada escalón

De la ecuación 2.26 se tiene

$$\frac{y(s)}{x(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Si la entrada del sistema $x(s)$ es de tipo escalón de amplitud Y_0 se tiene:

$$x(s) = \frac{Y_0}{s} \quad (2.35)$$

Entonces la respuesta del sistema ante una entrada escalón es:

$$y(s) = \frac{Y_0}{s} \left(\frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \right) \quad (2.36)$$

La respuesta del sistema a una entrada escalón de amplitud Y_0 está dada por la ecuación:

$$y(t) = Y_0 - Y_0 e^{-\zeta w_n t} \left[\cos(w_n \sqrt{1 - \zeta^2} t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \operatorname{sen}(w_n \sqrt{1 - \zeta^2} t) \right] \quad (2.37)$$

Las características de desempeño de un sistema de segundo orden se comparan basándose en el tiempo de la respuesta transitoria. La característica transitoria de los sistemas dinámicos se presenta por la incapacidad de responder de manera instantánea a las entradas o perturbaciones. La respuesta transitoria es común clasificarla con base a los siguientes parámetros:

1. El máximo sobre_nivel porcentual, y_m es la magnitud del primer sobre_nivel porcentual, a veces expresado como un porcentaje del valor final.
2. El tiempo de subida, T_R , es el tiempo que le toma a la salida del instrumento cambiar de 10% al 90% su valor final

3. El tiempo de estabilización, T_s , es el tiempo requerido para que la respuesta de salida alcance y se mantenga dentro un porcentaje de su valor final.

4. El tiempo máximo del sobre_nivel porcentual, T_p , es el tiempo requerido para alcanzar el máximo sobre_nivel porcentual.

Para encontrar los valores aproximados para f_n y ζ , que representen de la mejor forma posible a los parámetros fundamentales del sistema de segundo orden se utilizan los valores de Y_0 , Y_1 , Y_2 (que son las amplitudes del salto escalón de entrada del primer sobrepico y del segundo sobrepico de la respuesta en el tiempo respectivamente).

De la ecuación (2.37) se obtiene:

$$\frac{Y_1}{Y_0} = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (2.37.1)$$

$$\frac{Y_2}{Y_0} = e^{-\frac{2\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (2.37.2)$$

Despejando se obtiene:

$$\zeta = \frac{\ln(Y_0/Y_2)}{\sqrt{4\pi^2 + (\ln(Y_0/Y_2))^2}} \quad (2.37.3)$$

$$\text{El valor de } f_n = \frac{1}{T(\sqrt{1-\zeta^2})} \quad (2.37.4)$$

Donde T es el periodo de respuesta.

2.6 Transductores

El transductor es un dispositivo que convierte un tipo de energía en otra. Los transductores se clasifican en activos y pasivos.

Pasivo: es un transductor que requiere de energía para la conversión de las mediciones.

Activo: es un transductor que convierte una forma de energía en otra directamente, sin necesidad de estar energizado.

2.6.1 Tipos de transductores de acuerdo a su localización

Los transductores de presión sanguínea pueden ser divididos dentro de dos categorías, de acuerdo a la localización del transductor. El método clínico más común para medir directamente la presión es mediante un transductor externo a través de un catéter lleno de líquido.

En la segunda categoría general, el acoplamiento líquido es eliminado mediante la incorporación del transductor en la punta del catéter que se coloca en el sistema vascular. Este dispositivo es conocido como transductor de presión intravascular.

Diferentes tipos de transductores pueden ser usados: de galgas extensiométricas, transformador diferencial lineal variable, de inductancia variable, de capacitancia variable, piezoeléctrico y de dispositivos semiconductores.

2.6.1.1 Transductores extravasculares

Los transductores extravasculares están hechos de un catéter conectado a una llave de 3 vías y luego a la cúpula del transductor de presión.

El sistema catéter-transductor, es llenado con una solución salina de heparina que debe ser limpiado con la solución cada pocos minutos para evitar la coagulación en la punta.

El médico inserta el catéter, ya sea por medio de una incisión quirúrgica por la cual expone a la arteria o vena, o por medio de una incisión percutánea la cual implica el uso de una aguja especial o técnica de guía.

La presión sanguínea es transmitida a través de la columna del líquido del catéter a la cúpula del transductor y, finalmente, al diafragma, el cual es deformado.

El desplazamiento del diafragma es transmitido a un sistema compuesto por una armadura móvil y un sensor de deformación no adherentes.

La razón por la cual esos sistemas son usados frecuentemente es debido a que tienen alta estabilidad y sensibilidad.

La tensión en un par de medidores, B y C, se incrementa mientras que el otro par A, D decrece.

Este sistema de galgas extensiométricas está conectado a un circuito de puente de Wheatstone (sección 2.6.2.4, figura 2.8), y es inherentemente estable a la temperatura.

2.6.1.2 Transductor Intravascular

La punta del catéter que contiene al transductor tiene la ventaja que la conexión hidráulica a través del catéter, es eliminada entre la fuente de presión y el transductor eléctrico.

La respuesta de frecuencia del sistema catéter-transductor es limitado por las propiedades hidráulicas del sistema. La detección de las presiones en la punta del catéter sin el uso de un líquido de acoplamiento del sistema puede permitir que el médico obtenga una respuesta de alta frecuencia y eliminar el tiempo de retardo encontrado cuando el pulso de presión es transmitido en el sistema catéter-transductor.

Un número de tipos básicos de transductores están siendo usados comercialmente para la detección de presión en la punta del catéter. Esos incluyen varios tipos de medidores de tensión del sistema en condiciones de frontera sobre un diafragma flexible en la

punta del catéter. Galgas de este tipo están disponibles en F 5 catéter (1.67 mm. OD) de tamaño. En la escala de francés (F), se utiliza para indicar el diámetro de los catéteres, cada unidad es de aproximadamente de 0.33 mm.

Catéteres más pequeños pueden estar disponibles con la mejora de la tecnología para los problemas de la sensibilidad a la temperatura y la esterilización no destructiva, los cuales se resuelven completamente.

Una situación de desventaja de la punta del catéter es que es más caro y que puede quebrarse después de solo unos pocos usos lo que aumenta su costo por uso.

La fibra óptica del sensor de presión de presión intravascular se puede hacer en tamaños comparables a los descritos anteriormente, pero a menor costo.

El dispositivo de fibra óptica mide ópticamente el desplazamiento del diafragma por la variación de la deflexión de la luz de la parte posterior del diafragma desviado.

Esos dispositivos son más seguros eléctricamente, pero desafortunadamente carecen de una manera conveniente de medir la presión relativa sin una luz adicional, ya sea conectado a un transductor de presión o a una segunda salida a la atmósfera.

2.6.1.3 Otros tipos de transductores

Muchos tipos de transductores de presión han sido desarrollados. Estos dispositivos consisten en 2 bobinas espirales adjuntas a los diafragmas de las caras opuestas de una caja en miniatura. Así como aumenta la presión que rodea la caja de cambios, la caja se deforma. Entonces hay un cambio en la inductancia mutua y en las capacitancias parasitas entre las bobinas. Una señal RF es acoplada de un oscilador externo en el circuito de resonancia de alta Q de la bobina implantada, por lo que el cambio en la frecuencia de resonancia y la presión sí pueden ser determinadas y medidas.

Transductores de presión en miniatura han sido usados para implantar y poder hacer estudios en animales. Diámetros en el orden de 2 a 3 mm son típicos para el elemento del transductor, que consiste en galgas de silicio unidas a un diafragma de metal.

2.6.2 Circuito de los transductores

Ahora se describirá un tipo de transductor específico y su circuito de medición.

2.6.2.1 Transductores pasivos tipo de resistencia variable

El potenciómetro es un transductor que actúa sobre un mecanismo mecánico en la entrada, que puede ser desplazamiento, presión, o aceleración.

El potenciómetro de alambre enrollado hace uso de una propiedad de la resistencia de alambre dada por la ecuación:

$$R = \frac{\rho \ell_a}{A_a} \quad (2.36)$$

Donde ρ = Resistividad del alambre

ℓ_a = Longitud del alambre

R = resistencia del alambre

A_a = Área de la sección del alambre

Caso 1. $R_L = \infty$

$$v_{OUT} \frac{xR_p v_{in}}{R_p} = x v_{in} \quad (2.37)$$

Caso 2. Potenciómetro con una resistencia de carga R_L .

Dejar $R_L = \alpha R_p$ donde α es una constante proporcional.

$$\frac{v_{OUT}}{v_{in}} = \frac{\alpha x}{\alpha + x(1 - x)} \quad (2.38)$$

Si el valor verdadero es x el error entre la salida de voltaje para este caso cuando $R_L = \infty$ está dado por la ecuación:

$$\text{error} = \frac{x^2(1-x)}{\alpha + x(1-x)} \quad (2.39)$$

$$\frac{d(\text{error})}{dx} = 0 \quad (2.40)$$

$$\text{error máximo} = -\frac{1}{4\alpha + 1} \quad (2.41)$$

2.6.2.2 Mediciones debido al cambio de resistividad

Entre los instrumentos de medición que permiten medir variables físicas debido a un cambio de resistividad se encuentran las galgas extensiométricas y los termistores.

2.6.2.2.1 Galgas extensiométricas

Las galgas extensiométricas son dispositivos isométricos que aprovechan el efecto piezorresistivo para medir deformaciones y al producirse una deformación en la galga se producirá una variación en la resistencia; esta propiedad es aprovechada dentro de su límite de elasticidad de tal forma que no se produzca rotura o deformación permanente.

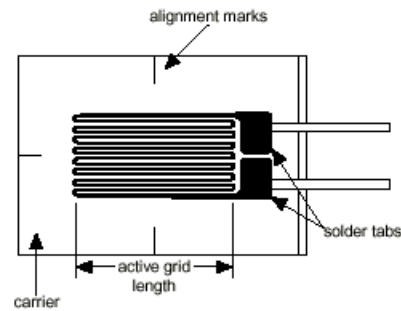


Figura 2.7.- Galga extensiométrica

La extensión permisible antes de la deformación permanente de los resultados de la galga extensiométrica depende del módulo de elasticidad del material usado. La tensión en la galga causa un cambio en la longitud Δl_a y un cambio en el diámetro ΔD . La resistencia de un pedazo de alambre antes de estar sujeto a una fuerza de tensión está dada por la ecuación:

$$R_1 = \rho_1 \frac{l_a}{A_a} = \rho_1 \frac{l_a}{(\pi/4)D^2} \quad (2.42)$$

Bajo tensión la nueva resistencia, R_2 , se convierte en:

$$R_2 = \rho_2 \frac{l_a + \Delta l_a}{\left(\frac{\pi}{4}\right)(D + \Delta D)^2} \approx \frac{\rho_2 l_a (1 + \Delta l_a / l_a)}{(\pi/4)D^2 [1 - 2(\Delta D / D)]} \quad (2.43)$$

Pero

$$\frac{\Delta D / D}{\Delta l_a / l_a} = \Phi \quad (2.44)$$

Donde Φ = coeficiente de Poisson

El coeficiente de Poisson es la relación del cambio en el diámetro al cambio en la longitud del alambre. La ecuación R_2 escrita en términos del coeficiente de Poisson está dado por:

$$R_2 = \frac{\rho_2}{\rho_1} R_1 \left[1 + (1 + 2\Phi) \frac{\Delta \ell_a}{\ell_a} \right] \quad (2.45)$$

Si asumimos que $\rho_1 = \rho_2$ esto significa, que no hay cambio en la resistividad del alambre, entonces la expresión para la Resistencia R_2 está dada por:

$$R_2 = R_1 + \Delta R = R_1 \left[1 + (1 + 2\Phi) \frac{\Delta \ell_a}{\ell_a} \right] \quad (2.46)$$

Resolviendo para $(\Delta R / R) / (\Delta \ell_a / \ell_a)$. Éste es llamado el factor de sensibilidad de la galga. Generalmente, las galgas están hechas de una resistencia de alambre, de aluminio, o un hélice con múltiples vueltas de alambre. En este caso, la cantidad agrupada es conocida como Factor de Galga, G:

Donde ΔR = cambio en la Resistencia

R = Resistencia sin tensión

$\Delta \ell_a$ = Cambio en la longitud

ℓ_a = Longitud sin tensión

Basándonos en el factor de Galga se puede encontrar directamente el cambio en las resistencias.

$$\frac{\Delta \ell_a}{\ell_a} = \frac{S}{E} \quad (2.47)$$

Donde E = Módulo de elasticidad

S = esfuerzo PSI

2.6.2.3 Circuito general del puente

Un circuito que es idealmente adecuado para medir los cambios en las resistencias y producir voltajes proporcionales a esos cambios es la red puente de 4 brazos.

El detector puede ser algún dispositivo que pueda responder al voltaje diferencial del puente. El balance del puente es obtenido cuando el voltaje entre los puntos A y C es cero. Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 son las impedancias de cada brazo e I_1, I_2 son las corrientes fasoriales en cada brazo. Para el puente balanceado tenemos la condición que la diferencia entre A y C es cero. Por lo tanto no hay corrientes fluyendo en el detector. Bajo estas condiciones tenemos las ecuaciones:

$$I_1 Z_1 = I_2 Z_2 \quad (2.48)$$

$$I_1 = \frac{V}{Z_1 + Z_3} \quad (2.49)$$

$$I_2 = \frac{V}{Z_2 + Z_4} \quad (2.50)$$

Substituyendo las ecuaciones encontramos

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad (2.51)$$

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad (2.52)$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (2.53)$$

2.6.2.4 El puente de Wheatstone

Una versión DC del circuito puente es el puente de Wheatstone (figura 2.8), el cual está formado por 4 resistencias. Cuando el puente está balanceado no hay corriente a través de la rama AC.

La condición está dada por las ecuaciones anteriores:

$$\text{Donde } Z_1 = R_1 \quad (2.54)$$

$$Z_2 = R_2 \quad (2.55)$$

$$Z_3 = R_3 \quad (2.56)$$

$$Z_4 = R_4 \quad (2.57)$$

Entonces

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad (2.58)$$

Un puente de Wheatstone puede ser usado para medir resistencias desconocidas, o en el caso de instrumentación médica puede ser usado para responder a cambios en las resistencias de alguno de los brazos de la red del puente. Ésta es su función primaria cuando es usado en muchos dispositivos médicos.

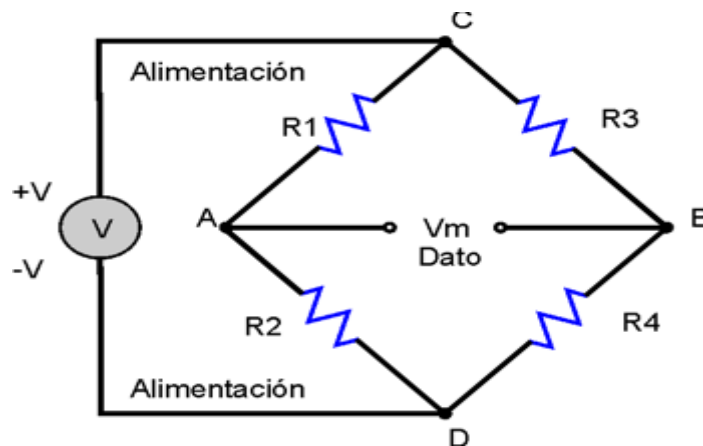


Figura 2.8.- Puente de Wheatstone

2.6.2.5 Análisis del puente de Wheatstone

Ciertos instrumentos médicos hacen uso de una red tipo puente, el análisis del circuito y los cálculos usando los métodos de mallas y nodos son tediosos cuando se efectúan con un puente en condiciones desbalanceadas. Es mejor hacer uso de un circuito equivalente de Thévenin que sólo se dirige hacia la búsqueda de la

respuesta del detector, siendo ésta la mayor virtud de este método. Con el uso del análisis del modo equivalente Thévenin, se puede encontrar fácilmente y directamente la respuesta del detector. Por lo tanto el voltaje de entrada a un detector o amplificador de una red tipo puente es representada por un voltaje de Thévenin al punto AC.

2.6.2.6 Cálculo del voltaje de salida para un puente desbalanceado

Asumimos que:

$$Z_1 = R + \Delta R \quad (2.59)$$

$$Z_2 = Z_3 = Z_4 = R \quad (2.60)$$

$$v_{TH} = \frac{vR}{2R} - \frac{vR}{2R + \Delta R} \quad (2.61)$$

$$v_{TH} = vR \left(\frac{1}{2R} - \frac{1}{2R + \Delta R} \right) \quad (2.62)$$

$$v_{TH} = vR \left(\frac{2R + \Delta R - 2R}{2R(2R + \Delta R)} \right) \quad (2.63)$$

$$v_{TH} = v \left(\frac{\Delta R}{2(2R + \Delta R)} \right) \quad (2.64)$$

Si $\Delta R \ll R$ entonces:

$$v_{TH} = v \frac{\Delta R}{4R} \quad (2.65)$$

La ganancia de voltaje de la red tipo puente está dado por:

$$\frac{v_{TH}}{v} = v \frac{\Delta R}{4R} \quad (2.66)$$

La entrada o equivalente de Thévenin de la red tipo puente es:

$$Z_i = \frac{R(4 + \Delta)}{2(2 + \Delta)} \quad (2.67)$$

Para Δ pequeño

2.6.2.7 Puente amplificador

Se puede usar un amplificador diferencial para amplificar la salida de una red tipo puente formada por galgas. Si se asume que la impedancia de entrada del amplificador diferencial es infinita, el amplificador diferencial tiene ganancia B_d , por división de voltaje se obtiene:

$$v_2 = \frac{vR}{R + R + \Delta R} = \frac{vR}{2R + \Delta R} \quad (2.68)$$

$$v_1 = \frac{vR}{R + \Delta R} = \frac{v}{2} \quad (2.69)$$

El voltaje diferencial:

$$v_2 - v_1 = \frac{vR}{2R + \Delta R} - \frac{v}{2} \quad (2.70)$$

$$= -\frac{v\Delta R/R}{4(1 + \Delta R/2R)} \quad (2.71)$$

$\sigma = \Delta R/R$ entonces

$$v_0 = B_d(v_2 - v_1) = -\frac{B_d v}{4} \frac{\sigma}{(1 + \sigma/2)} \quad (2.72)$$

La cual se mantiene para grandes cambios en la resistencia del transductor. Para $\Delta R/R \ll 1$ entonces

$$v_0 = -\frac{B_d v}{4} \sigma \quad (2.73)$$

CAPÍTULO III

PROCEDIMIENTO E IMPLEMENTACIÓN

3.1 Materiales usados para la implementación del proyecto

En esta sección se tratara acerca de la implementación del proyecto y de los materiales necesarios para la implementación del mismo

Tabla N°3.1 Materiales necesarios para la implementación del proyecto

CANTIDAD	MATERIALES
1	Soporte Universal
1	Recipiente de vidrio de 100 mL
1	Catéter de 0.5 mm. de radio y 70 cm. de largo
1	Pera de esfigmomanómetro
1	Manómetro
1	Conector de 3 vías
1	Transductor de presión
1	Osciloscopio digital con memoria
1	Guante quirúrgico de látex
1	Amarra plástica o ligas elasticas
1	Aguja
1	Solución salina al 9%
1	Equipo de suero

3.2 Procedimiento para la implementación del proyecto

La implementación de la técnica POP se basó en el mecanismo usado para la medición de presión sanguínea de forma directa. Un embudo de separación de vidrio con volumen de 100 ml es usado como contenedor de la solución salina, la misma que servirá para llenar el sistema catéter-transductor. El envase de vidrio está sujeto a un soporte universal a través de una abrazadera metálica y se lo ha adaptado, tanto en su parte superior como inferior, cuidando de que no existan fugas de aire o líquido en las uniones del recipiente. En la parte superior, el recipiente se cierra a presión con un corcho de goma, en el cual se realizaron tres orificios para la adaptación de la pera del esfigmomanómetro, el manómetro y el soporte para la sujeción de la membrana.



Figura 3.1.- Implementación de la técnica POP

La membrana es proporcionada por los guantes quirúrgicos de látex y es asegurada a su soporte por medio de un par de ligas elásticas o una amarra plástica. Los diferentes accesorios del equipo de suero permiten adaptar las entradas o salidas del recipiente en ambos extremos. En la parte inferior se coloca el catéter sellado a presión por un adaptador de goma. El otro extremo del catéter va conectado a la cápsula del transductor. Esta cápsula posee dos entradas que permitirán drenar el líquido en exceso con el objeto de llenar el catéter y transductor sin burbujas.

El transductor de presión usado pertenece a un cardiotocógrafo Hewlett Packard modelo Hp 8030, que trabaja con $3 v_{pico}$ sinusoidal a una frecuencia de 1.24 KHz.

Una vez armado el diseño como se muestra en la figura 3.1, se procede a llenar el recipiente de vidrio con la solución salina al 9% a un volumen menor a 90 ml. Se presuriza el interior del recipiente bombeando la pera del esfigmomanómetro hasta que la presión alcance los 100 mm Hg. Como resultado de esto, la membrana de látex se inflará y el líquido en el interior del sistema catéter-transductor deformará las galgas extensiométricas ubicadas en el interior del transductor, haciendo que se produzca una diferencia de voltaje a la salida del mismo. Con una aguja afilada se pincha la membrana de látex haciendo que la presión del interior del recipiente cambie abruptamente proporcionando al sistema una entrada de tipo escalón.

La respuesta de salida del sistema es visualizada y capturada en el osciloscopio con memoria, con el objeto de obtener los datos experimentales proporcionados por la gráfica.

Para energizar el transductor y que trabaje correctamente se implementó un circuito generador de señal sinusoidal a una frecuencia de 1.24 KHz.

3.2.1 Oscilador puente de Wien

El circuito que genera la portadora se conoce como oscilador puente de Wien y es uno de los más simples y más conocidos osciladores. Este circuito tiene pocos componentes y buena frecuencia de estabilidad.

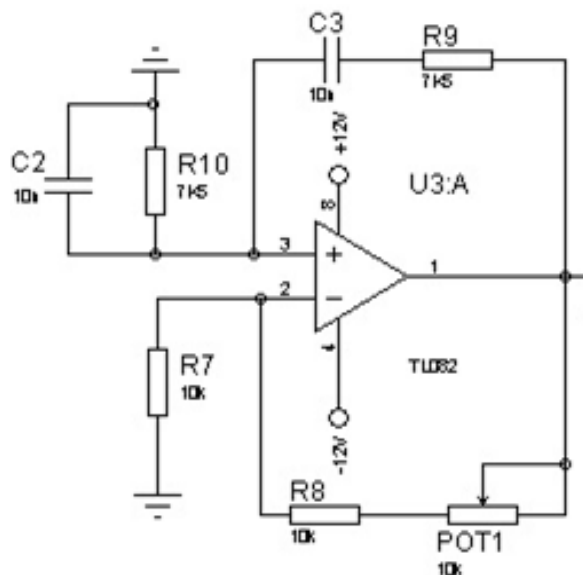


Figura 3.2.- Puente de Wien

El análisis del circuito es el siguiente:

$$Z_1 = R_G \quad (3.1)$$

$$Z_2 = R_F \quad (3.2)$$

$$Z_3 = R_1 + 1/sC_1 \quad (3.3)$$

$$Z_4 = (R_2 \parallel 1/sC_2) \quad (3.4)$$

$$v_+ = v_0 \left(\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) = v_0 \left[\frac{\frac{R_2}{R_2 C_2 s + 1}}{\frac{R_2}{R_2 C_2 s + 1} + \left(R_1 + \frac{1}{C_1 s} \right)} \right] \quad (3.5)$$

$$\frac{v_+}{v_0} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left(\frac{\omega_0}{\omega_1} + \frac{\omega_2}{\omega_0} \right)} \quad (3.6)$$

Se requiere que $R_1 = R_2$ (3.7)

$$C_1 = C_2 \quad (3.8)$$

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_0 \quad (3.9)$$

Entonces resultaría

$$\frac{v_+}{v_0} = \frac{1}{3} \quad (3.10)$$

Remplazando $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$ (3.11)

$$\omega_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.12)$$

$$A\beta = 1 \quad (3.13)$$

$$\text{Entonces } R_F = 2 R_G \quad (3.14)$$

Con estas fórmulas podremos calcular los valores de las resistencias y capacitancias del circuito oscilador.

$$R_G = 10k$$

$$R_F = 20k$$

$$f = 1240 \text{ Hz.}$$

De la (ecuación 3.12)

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$C = 0.1 \mu F$$

$$R = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$R = \frac{1}{2\pi(1240)(0.1 \times 10^{-6})}$$

$$R = 1.28K$$

3.2.2 Filtro pasa_bajo

Este filtro se coloca a la salida del puente de Wien y sirve para filtrar los armónicos que se puedan producir a la salida del generador de onda sinusoidal.

Para calcular se debe utilizar la fórmula de la frecuencia de corte de un filtro que debe dejar pasar frecuencias menores a 1.5 KHz

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$C = 10 \text{ nF.}$$

$$R = \frac{1}{2\pi f C}$$

$$R = \frac{1}{2\pi(1500)(10 \times 10^{-9})}$$

$$R = 10K$$

3.2.3 Amplificador inversor

Este amplificador se utiliza para reducir el voltaje de salida del generador de onda sinusoidal a $3 v_p$ y así alimentar al transductor correctamente.

Debido a que la señal de salida es sinusoidal no importa que se invierta el voltaje de salida del generador.

El circuito está formado por un amplificador operacional TL082, una resistencia de 10k, un potenciómetro de 10k entre el terminal negativo de entrada y la salida del amplificador.

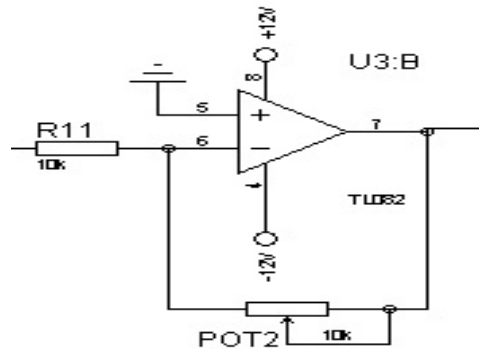


Figura 3.3.- Amplificador inversor

El potenciómetro se ajusta hasta tener $3 v_p$ en la salida del amplificador.

3.2.4 Amplificador clase B con un Amplificador Operacional.

El amplificador usado es de clase B con simetría complementaria y compensación por diodos, con un Opamp para la retroalimentación negativa con el objeto de fijar el voltaje en la salida.

Este amplificador se usa como un amplificador de corriente debido a que el Opamp no puede entregar mucha corriente al transductor.

El diseño del amplificador de potencia requiere conocer la resistencia del diodo en directo que es menor a 70 ohmios. También es necesario que la corriente de polarización del diodo sea bastante grande para mantener los diodos en la zona lineal de su región de polarización directa para tomar las porciones de entrada.

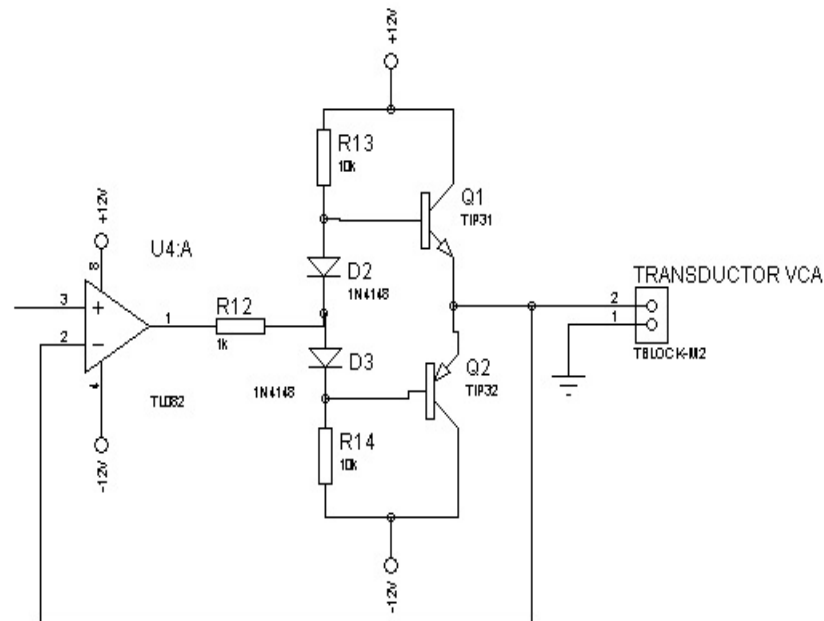


Figura 3.4.- Amplificador clase B

La máxima corriente pico negativa a través del diodo debe ser menor que la corriente de polarización en directo es decir que el componente DC de la corriente debe ser mayor que el de AC de modo que cuando se añade al componente de DC la corriente resultante no se haga negativa si esto no fuese el diodo se polarizaría inversamente.

La siguiente ecuación proporciona la corriente directa I_D a través del diodo

$$\frac{V_{CC} - 0.7}{R_2} = I_D \quad (3.15)$$

La señal de corriente pico a través del diodo en la dirección inversa i_{dp}

es:

$$i_{dp} = i_{bp} + i_{R_2P} \quad (3.16)$$

$$i_{dp} = i_{bp} + \frac{V_{Lp}}{R_2} \quad (3.17)$$

Igualando I_D con i_{dp} encontramos la condición limitante para la operación del diodo en la región de polarización directa

$$\frac{V_{CC} - 0.7}{R_2} = i_{bp} + \frac{V_{Lp}}{R_2} \quad (3.18)$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - 0.7 - V_{Lp}}{i_{bp}} \quad (3.19)$$

Como el amplificador es de ganancia unitaria de voltaje

$$V_{Lp} \approx v_i \quad (3.20)$$

3.3 Circuito para acondicionar la señal de salida del transductor

Los componentes que forman parte del circuito de Amplificación, rectificación y acondicionamiento son los siguientes:

3.3.1 Amplificador de instrumentación AD620

El amplificador de instrumentación se utilizó para amplificar la diferencia de voltaje en los terminales de salida del transductor, debido a que la señal proveniente del puente de Wheatstone en el interior del transductor, es muy pequeña y está en el orden de los mV. al ser desequilibrado con una presión.

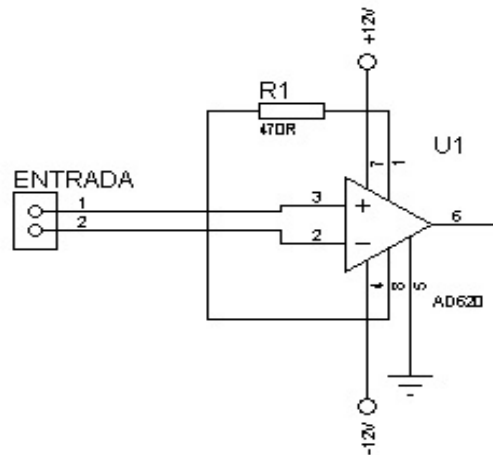


Figura 3.5.- Amplificador de instrumentación AD620

La ecuación de la ganancia de este integrado es

$$B_d = \frac{49.4K}{R_G + 1} \quad (3.21)$$

La resistencia R_G se conecta a los pines 1 y 8 del AD620 y en los terminales de entrada del AD620, pines 2 Y 3, se conectan las salidas del transductor.

La salida amplificada del AD620 se encuentra en el pin 6 y se la mide con respecto a tierra que se encuentra en el pin 5.

Aplicando la ecuación 3.21 tenemos:

$$B_d = \frac{49.4K}{R_G + 1}$$

$$B_d = \frac{49.4K}{2+1}$$

$$B_d = 16.44$$

3.3.2 Circuito rectificador de media onda con detector de envolvente

Este circuito está formado por el diodo 1N4148, utilizado para rectificar la señal alterna y obtener un nivel DC el cual depende de la amplitud de la señal alterna que es proporcional a la presión.

La señal rectificada presenta un rizo de voltaje debido a que esta señal está formada por un nivel de voltaje DC más una suma infinita de armónicos de alta frecuencia o nivel AC.

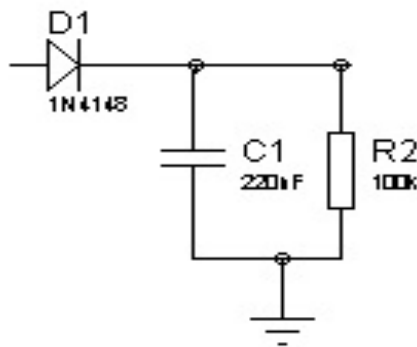


Figura 3.6.- Rectificador de media onda

Para eliminar gran parte del rizo de voltaje debido a los armónicos AC se utilizó un detector de envolvente sencillo formado por un capacitor y una resistencia en paralelo.

Para determinar los valores de capacitancia y resistencia para reducir el rizo de voltaje es necesario aplicar la siguiente fórmula:

$$R_C \geq 10T \quad (3.22)$$

Donde T es el período de la señal sinusoidal.

R es la resistencia y C la capacitancia

$$10T = 10(8.0645 \times 10^{-4})$$

$$10T = 8.0645 \times 10^{-3}$$

3.3.3 Regulador de voltaje 7805 con filtros capacitivos

Este regulador se utiliza para obtener $5V_{dc}$ de la fuente de $12V_{dc}$. Estos $5V_{dc}$ son necesarios para alimentar el microcontrolador.

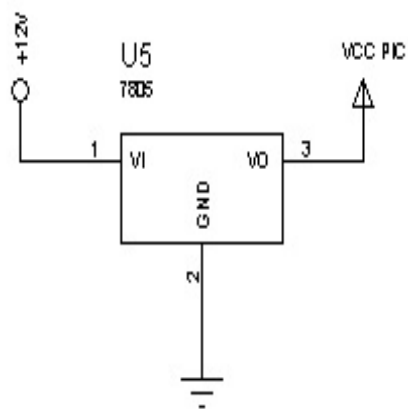


Figura 3.7.- Regulador 7805

Los filtros capacitivos son necesarios para reducir el ruido y cualquier rizo de voltaje propio de la fuente.

3.3.4 Procesamiento digital de la señal por medio del microcontrolador

Para ser procesada la señal debe ser primeramente digitalizada; es decir muestreada y cuantificada. Su muestreo será en patrones de tamaño más o menos constante.

La tasa de muestreo debe ser tal que debe reproducir la gráfica de la señal original de una manera fidedigna. Para este proyecto se empleó una tasa de muestreo de 5 ms.

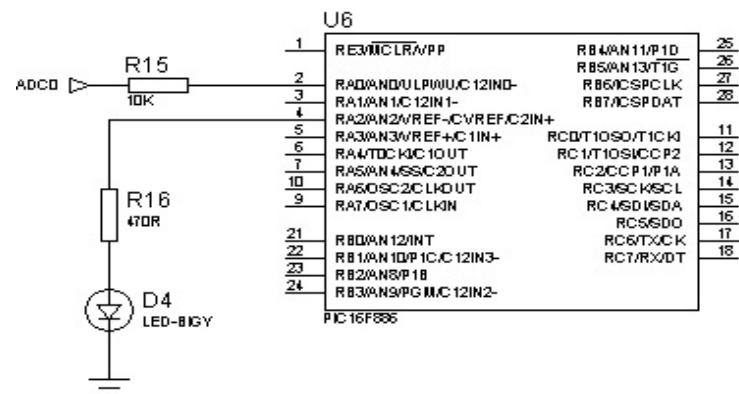


Figura 3.8.- PIC 16F886

Con esto se puede continuar con la siguiente parte que es la conversión analógica-digital la cual será la base para la captura de la señal y así puede visualizarla en el computador.

3.3.4.1 Conversión analógica_digital

En este bloque se ha utilizado el microcontrolador 16F886, el cual posee un convertidor analógico-digital con una resolución de hasta 10bits, mediante el cual se lo utiliza para digitalizar la señal analógica del rectificador de media onda.

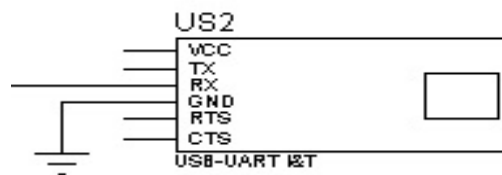


Figura 3.9.- Convertidor de UART a USB

Una vez obtenidos los datos digitales de la señal analógica, se deben enviar los datos a la PC, para aquello se necesita una interfaz que permita conectar al puerto USB, por lo cual se utilizó un circuito integrado convertidor UART a USB, debido a que el microcontrolador envía los datos de la señal digitalizada a través del puerto UART.

CAPÍTULO IV

CÁLCULOS TEÓRICOS Y EXPERIMENTALES

4.1 Cálculos teóricos de los parámetros del circuito equivalente

En esta sección se realizaran los cálculos teóricos de la resistencia, inercia, la frecuencia natural y el coeficiente de amortiguamiento del sistema en base al modelo teórico de segundo orden del circuito equivalente utilizando los parámetros del sistema catéter–transductor.

$$P = \text{Presión Pa} = \text{N}/\text{m}^2$$

$$A = \text{Área sección del catéter}$$

$$l = \text{Longitud del catéter en metros m.}$$

$$r_M = \text{Radio del catéter en metros m.}$$

$$\eta = \text{Viscosidad del líquido}$$

$$\rho = \text{Densidad del líquido Kg}/\text{m}^3$$

$$m = \text{Masa del líquido}$$

$$L_C = \text{inercia}$$

$$C_d = \text{compliance}$$

Datos:

$$\eta(30^{\circ}\text{C}) = 0.000852$$

$$\ell = 0.7 \text{ m.}$$

$$r_M = 0.0005 \text{ m.}$$

De la ecuación 1.9 de la sección 1.6.1

$$R_C = \frac{8\eta\ell}{\Pi r_M^4}$$

Remplazando los valores obtenidos experimentalmente

$$R_C = \frac{8(0.000852)(0.7)}{\Pi(0.0005)^4}$$

$$R_C = 2.429952 \times 10^{10}$$

De la ecuación 1.13 de la sección 1.6.1

$$L_C = \frac{\varphi\ell}{\Pi r_M^2}$$

$$L_C = \frac{996(0.7)}{\Pi(0.0005)^2}$$

$$L_C = 887702610.6$$

De la ecuación 1.14 de la sección 1.6.1

$$C_d = \frac{\Delta V}{\Delta P}$$

$$C_d = 2.04 \times 10^{-15}$$

4.1.1 Con agua y sin burbuja

De la ecuación 1.18 de la sección 1.6.1

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = \frac{r_M}{2} \sqrt{\left(\frac{\Delta P}{\Pi \varphi \ell \Delta V_{\text{sin burbuja}}} \right)}$$

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = \frac{0.0005}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\Pi(996)(0.7)(2.04 \times 10^{-15})} \right)}$$

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = 118.26 \text{ Hz}$$

De la ecuación 1.19 de la sección 1.6.1

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = \frac{4\eta}{r_M^3} \sqrt{\frac{\ell(\Delta V_{\text{sin burbuja}}/\Delta P)}{\Pi \varphi}}$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = \frac{4(0.000852)}{(0.0005)^3} \sqrt{\left(\frac{(0.7)(2.04 \times 10^{-15})}{996\Pi} \right)}$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = 0.0184$$

4.1.2 Con agua con burbuja

$$\frac{\Delta V}{\Delta P} = 3.38 \times 10^{-14}$$

De la ecuación 1.15 de la sección 1.6.1

$$C_t = C_d + C_b$$

$$C_t = 2.04 \times 10^{-15} + 3.38 \times 10^{-14}$$

$$C_t = 3.584 \times 10^{-14}$$

De la ecuación 1.21 de la sección 1.6.1

$$f_{n \text{ con burbuja}} = f_{n \text{ sin burbuja}} \sqrt{\left(\frac{\Delta P / \Delta V_{\text{con burbuja}}}{\Delta P / \Delta V_{\text{sin burbuja}}} \right)}$$

$$f_{n \text{ con burbuja}} = 118.26 \sqrt{\left(\frac{2.79 \times 10^{13}}{4.9 \times 10^{14}} \right)}$$

$$f_{n \text{ con burbuja}} = 28.21 \text{ Hz}$$

De la ecuación 1.22 de la sección 1.6.1

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = \zeta_{\text{sin burbuja}} \sqrt{\left(\frac{\Delta V_{\text{con burbuja}} / \Delta P}{\Delta V_{\text{sin burbuja}} / \Delta P} \right)}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = 0.0184 \sqrt{\left(\frac{3.584 \times 10^{-14}}{2.04 \times 10^{-15}} \right)}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = 0.07712$$

4.1.3 Solución salina sin burbuja

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = \frac{r_M}{2} \sqrt{\left(\frac{\Delta P}{\Pi \varphi_{\text{solución}} \ell \Delta V_{\text{sin burbuja}}} \right)}$$

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = \frac{0.0005}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\Pi(1031.27)(0.7)(2.04 \times 10^{-15})} \right)}$$

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = 116.22 \text{ Hz}$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = \frac{4\eta}{r_M^3} \sqrt{\frac{\ell(\Delta V/\Delta P)}{\Pi \varphi_{\text{solución}}}}$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = \frac{4(0.002)}{(0.0005)^3} \sqrt{\left(\frac{(0.7)(2.04 \times 10^{-15})}{1031 \Pi} \right)}$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = 0.04$$

4.1.4 Solución salina con burbuja

$$f_{n \text{ con burbuja}} = f_{n \text{ sin burbuja}} \sqrt{\left(\frac{\Delta P/\Delta V_{\text{con burbuja}}}{\Delta P/\Delta V_{\text{sin burbuja}}} \right)}$$

$$f_{n \text{ con burbuja}} = 116.22 \sqrt{\left(\frac{2.79 \times 10^{13}}{4.9 \times 10^{14}} \right)}$$

$$f_{n \text{ con burbuja}} = 27.73 \text{ Hz}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = \zeta_{\text{sin burbuja}} \sqrt{\left(\frac{\Delta V_{\text{con burbuja}}/\Delta P}{\Delta V_{\text{sin burbuja}}/\Delta P} \right)}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = 0.042 \sqrt{\left(\frac{3.584 \times 10^{-14}}{2.04 \times 10^{-15}}\right)}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = 0.1760$$

4.1.5 Análisis del Modelo del Circuito en el dominio de la frecuencia

De la ecuación 1.16

$$v_i(t) = \frac{L_c C_d d^2 v_o(t)}{dt^2} + \frac{R_c C_d dv_o(t)}{dt} + v_o(t)$$

$$v_i(s) = L_c C_d (s^2 v_o(s) - s v_o(0^+) - v_o(0)) + R_c C_d (s v_o(s) - v_o(0)) + v_o(s)$$

$$v_o(0^+) = 0$$

$$v_o'(0^+) = 0$$

$$v_i = L_c C_d s^2 v_o(s) + R_c C_d s v_o(s) + v_o(s)$$

$$v_i(s) = v_o(s)(L_c C_d s^2 + R_c C_d s + 1)$$

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{(L_c C_d s^2 + R_c C_d s + 1)}$$

Remplazando los valores en la ecuación con los datos de la sección 4.1,

tenemos:

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{(891267681.3)(0.53 \times 10^{-10})s^2 + (2.34864 \times 10^{10})(0.53 \times 10^{-10})s + 1}$$

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{(4.7237187 \times 10^{-7} s^2 + 1.2447792 \times 10^{-5} s + 1)}$$

$$\left| \frac{v_o(j\omega)}{v_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{((1 - L_c C_d \omega^2)^2 + R_c^2 C_d^2 \omega^2)}}$$

4.2 Cálculos experimentales

En esta sección se realizarán los cálculos experimentales de la frecuencia natural y el coeficiente de amortiguamiento en base a las gráficas obtenidas en las pruebas realizadas con agua pura y con una solución salina al 9% y añadiendo burbujas al sistema para determinar el grado de exactitud del modelo de segundo orden del sistema cateter-transductor.

4.2.1 Con agua y sin burbuja

En esta subsección se realizará el cálculo teórico del coeficiente de amortiguamiento y la frecuencia natural del sistema.

La gráfica muestra que existe un sobre nivel porcentual que corresponde a un sistema de segundo orden con una respuesta sub_amortiguada.

De la ecuación 3.37.3

$$Y_0 = 700 \text{ mV.}$$

$$Y_2 = 90 \text{ mV.}$$

$$\zeta = \ln(Y_0/Y_2)$$

$$\xi = \ln(700/90)$$

$$\xi = 2.05$$

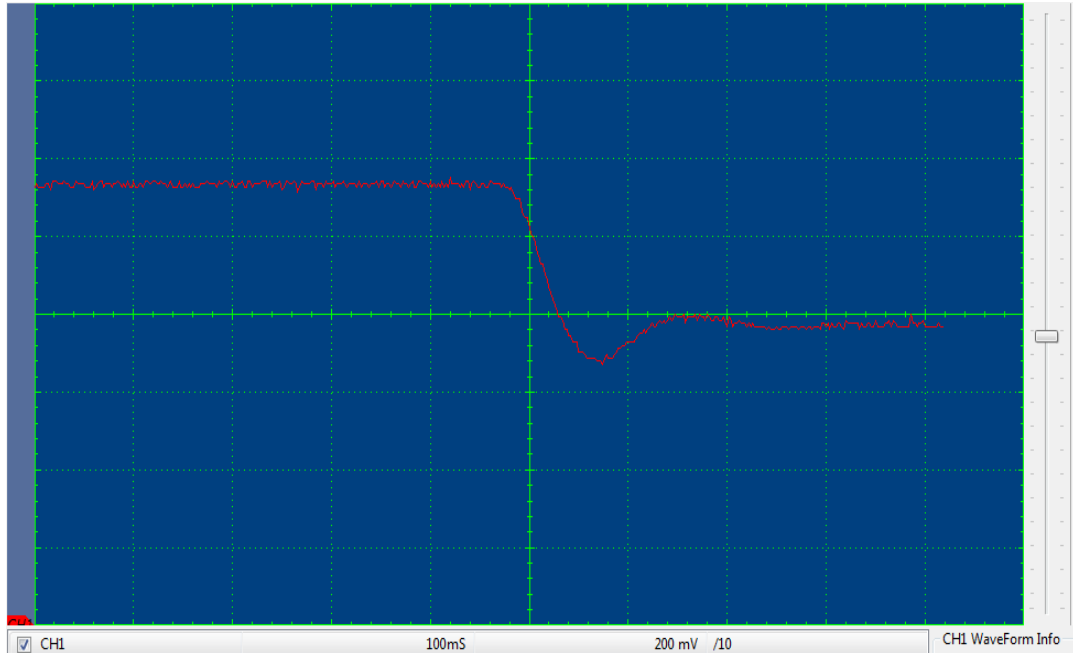


Figura 4.1.- Respuesta del transductor con agua y sin burbuja

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = \xi / \sqrt{\pi^2 + \xi^2}$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = 2.05 / \sqrt{4\pi^2 + 2.05^2}$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = 0.31$$

De la ecuación 3.37.4

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = \frac{1}{T \sqrt{1 - \zeta_{\text{sin burbuja}}^2}}$$

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = \frac{1}{168 \times 10^{-3} \sqrt{1 - 0.498^2}}$$

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = 6.86 \text{ Hz}$$

4.2.2 Con agua y con burbuja

En esta subsección se realizarán los cálculos del coeficiente de amortiguamiento y la frecuencia natural considerando que el sistema tiene burbujas en el diafragma del transductor y obtener teóricamente cual es la respuesta del sistema.

Por la grafica se puede observar que hay una pequeña disminución del sobre nivel porcentual con respecto a la grafica de la sección 4.2.1 que ocurre debido al aumento del coeficiente de amortiguamiento.

Presión 80 mm Hg

$$Y_0 = 958 \text{ mV.}$$

$$Y_2 = 20 \text{ mV.}$$

$$\delta = \ln(Y_0/Y_2)$$

$$\delta = \ln(958/20)$$

$$\delta = 3.86$$

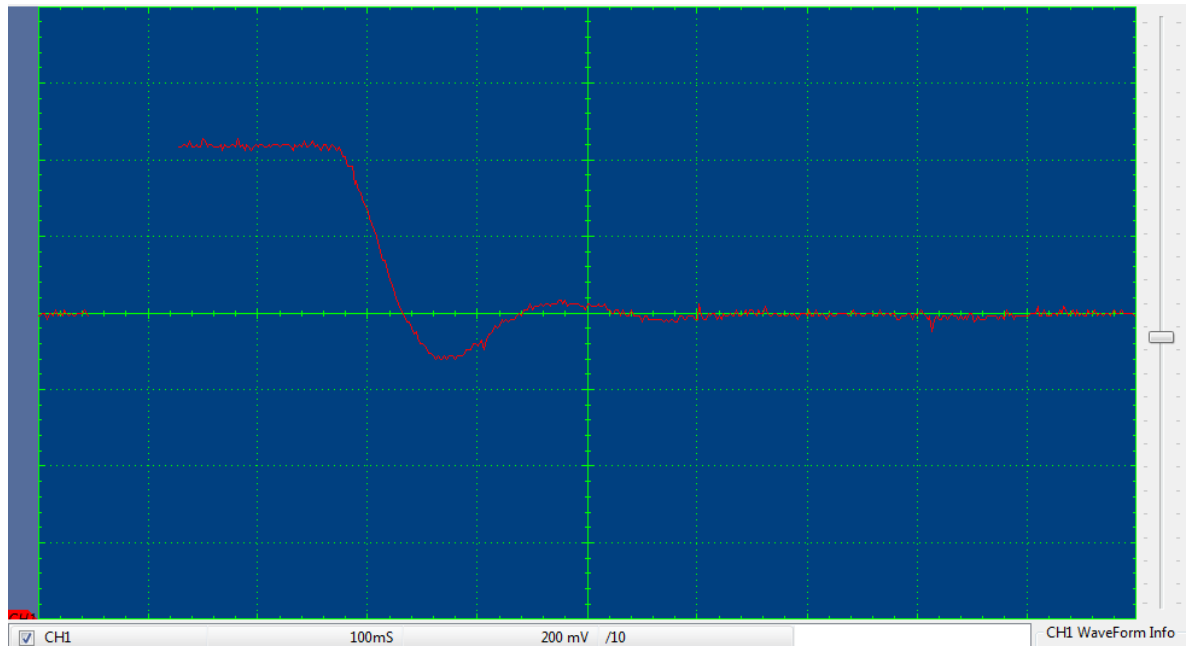


Figura 4.2.- Respuesta del transductor con agua y con burbuja

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = \frac{\delta}{\sqrt{(4\pi^2 T^2 \delta^2 + \delta^2)}}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = \frac{3.86}{\sqrt{(4\pi^2 T^2 + 3.86^2)}}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = 0.52$$

$$f_{n \text{ con burbuja}} = \frac{1}{T \sqrt{(1 - \zeta_{\text{con burbuja}}^2)}}$$

$$f_{n \text{ con burbuja}} = \frac{1}{0.208 \sqrt{(1 - 0.36^2)}}$$

$$f_{n \text{ con burbuja}} = 5.15 \text{ Hz}$$

4.2.3 Con solución sin burbuja

En esta subsección se realizarán los cálculos del coeficiente de amortiguamiento y la frecuencia natural en este caso se utilizó una solución salina al 9%.

$$Y_0 = 360 \text{ mV.}$$

$$Y_2 = 36 \text{ mV.}$$

$$\& = \ln(Y_0/Y_2)$$

$$\& = \ln(360/36)$$

$$\& = 2.3$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = \& / \sqrt{(4\pi^2 + \&^2)}$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = 2.3 / \sqrt{(4\pi^2 + 2.3^2)}$$

$$\zeta_{\text{sin burbuja}} = 0.344$$

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = \frac{1}{T \sqrt{(1 - \zeta_{\text{sin burbuja}}^2)}}$$

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = \frac{1}{160 \times 10^{-3} \sqrt{(1 - 0.344^2)}}$$

$$f_{n \text{ sin burbuja}} = 6.64 \text{ Hz}$$

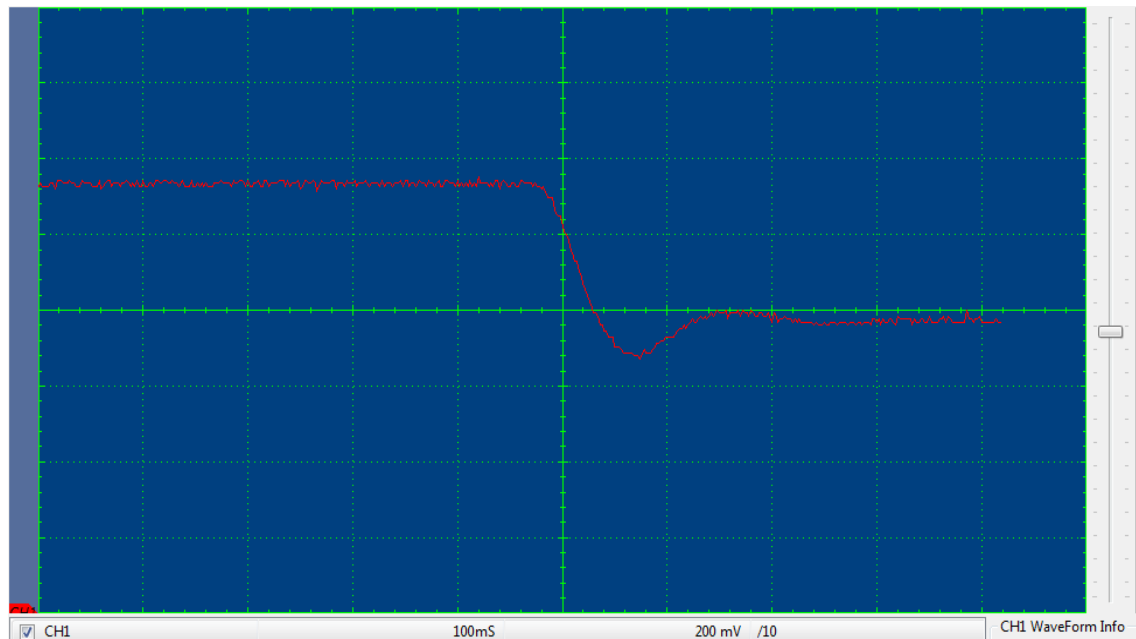


Figura 4.3.- Respuesta del transductor con solución salina sin burbuja

4.2.4 Solución salina con burbuja

En esta subsección se realizaran los cálculos del coeficiente de amortiguamiento y la frecuencia natural en este caso se realizo los cálculos considerando una solución salina al 9% con burbuja.

$$Y_0 = 520 \text{ mV.}$$

$$Y_2 = 20 \text{ mV.}$$

$$\zeta = \ln(Y_0/Y_2)$$

$$\zeta = \ln(520/20)$$

$$\zeta = 3.25$$

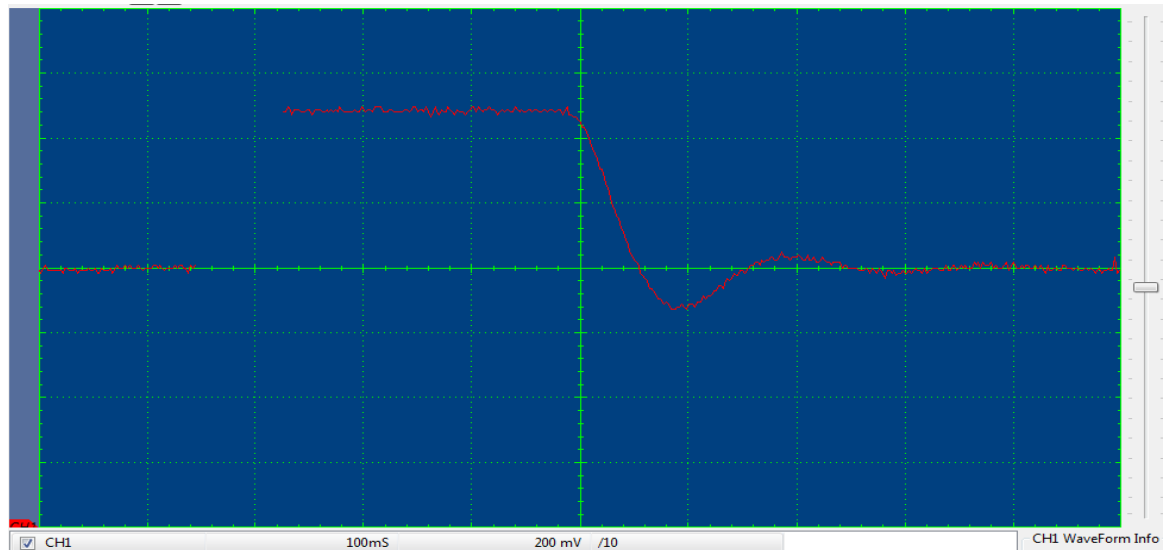


Figura 4.4.- Respuesta del transductor con solución salina con burbuja

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = \frac{\&}{\sqrt{(4\Pi^2 + \&)}}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = \frac{3.25}{\sqrt{(4\Pi^2 + 3.25^2)}}$$

$$\zeta_{\text{con burbuja}} = 0.46$$

$$f_{\text{n con burbuja}} = \frac{1}{T\sqrt{(1 - \zeta_{\text{con burbuja}}^2)}}$$

$$f_{\text{n con burbuja}} = \frac{1}{168 \times 10^{-3} \sqrt{(1 - 0.46^2)}}$$

$$f_{\text{n con burbuja}} = 6.7 \text{ Hz.}$$

4.3 Simulaciones

En esta sección se obtendrá la respuesta teórica y experimental ante una entrada escalón unitario del sistema catéter-transductor utilizando la función de transferencia del modelo de segundo orden y empleando los parámetros calculados en las secciones anteriores (sección 4.1.1 y sección 4.2.1).

Longitud de catéter = 0.7 m.

Radio del catéter = 0.0005 m.

Función de transferencia del Modelo teórico

$$w_n = 743.51$$

$$\zeta = 0.0184$$

De la ecuación 2.26 sustituyendo los valores se tiene:

$$G(s) = \frac{552125.133}{s^2 + 27.361168s + 552125.133}$$

Función de transferencia del Modelo Experimental

$$w_n = 43.10$$

$$\zeta = 0.31$$

$$G(s) = \frac{1857.61}{s^2 + 26.722s + 1857.61}$$

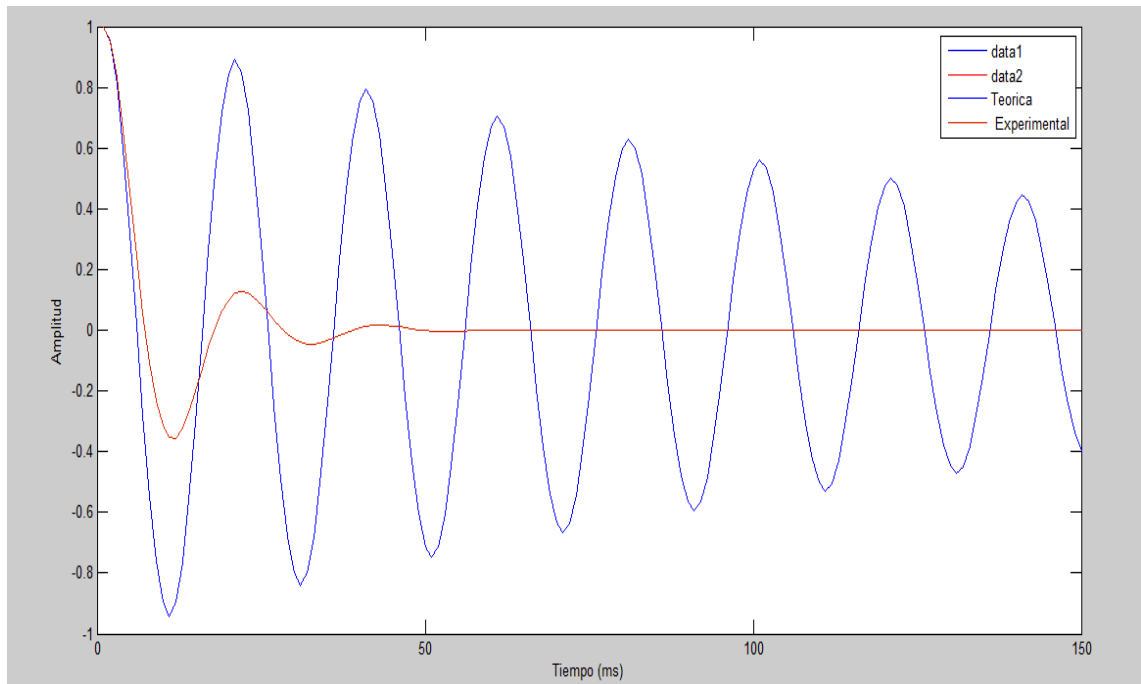


Figura 4.5.- Respuesta teórica y experimental ante entrada escalón

4.3.1 Diagrama de de Bode de Magnitud y Fase

Los resultados de los valores encontrados tanto teóricos como experimentales se grafican en bode utilizando la función de transferencia del modelo de segundo orden.

4.3.1.1 Diagrama de Bode cálculos teóricos con agua sin burbuja

Este grafico representa el diagrama de Bode obtenido con los cálculos teóricos del coeficiente de amortiguamiento y de la frecuencia natural del sistema (sección 4.1.1)

El ancho de banda es de aproximadamente 1000 rad/seg.

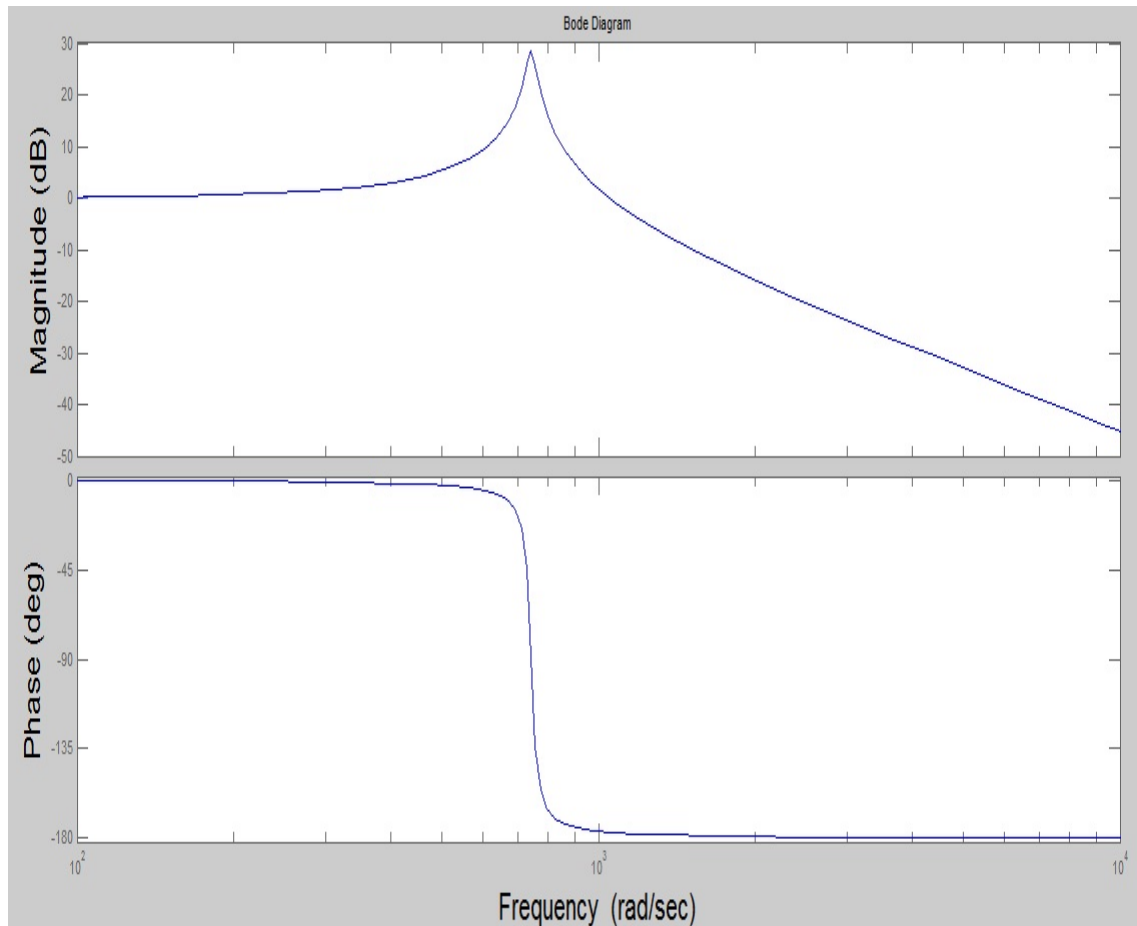


Figura 4.6.-Diagrama de Bode cálculos teóricos con agua

4.3.1.2 Diagrama de Bode cálculos teóricos con agua con burbuja

Este grafico representa el diagrama de Bode obtenido con los cálculos teóricos del coeficiente de amortiguamiento y de la frecuencia natural del sistema (sección 4.1.2)

El ancho de banda es de aproximadamente 250 rad/seg

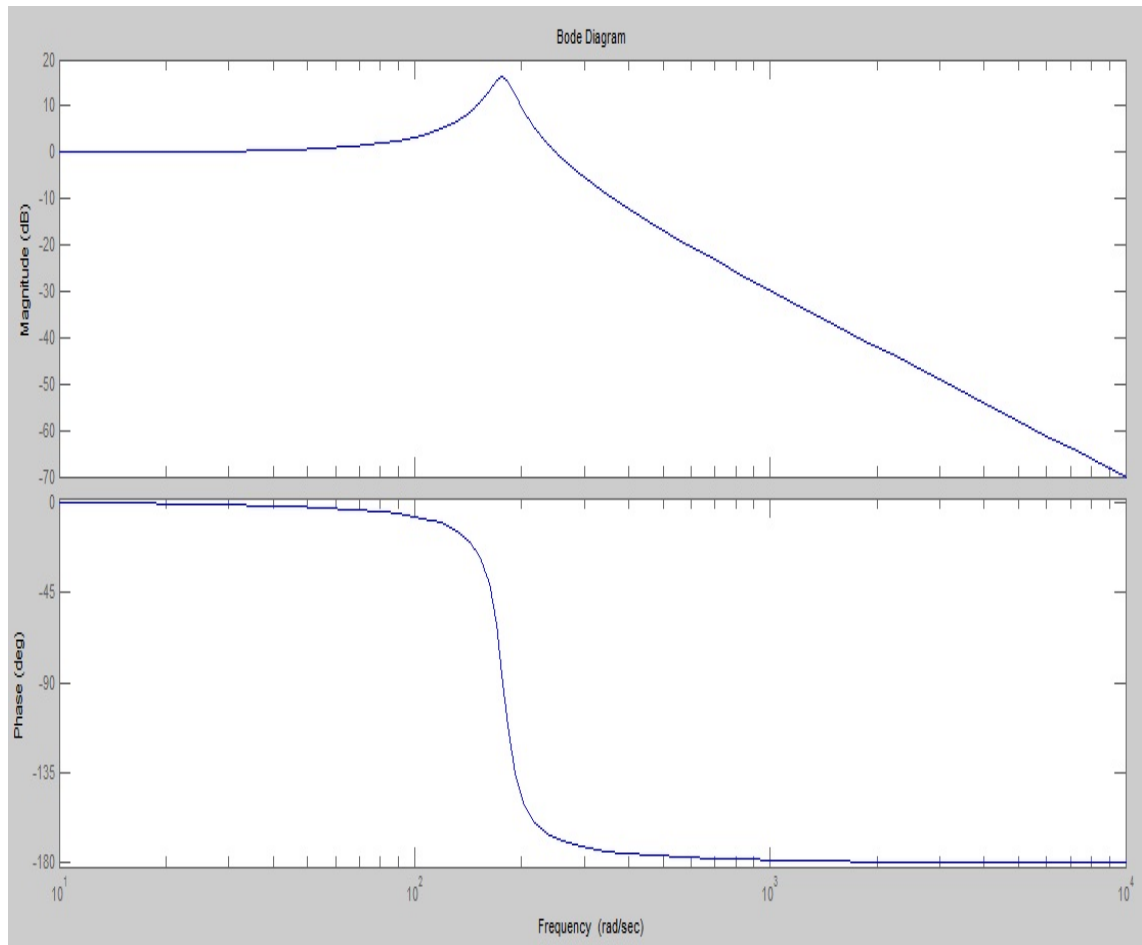


Figura 4.7.-Diagrama de Bode cálculos teóricos con agua con burbuja

4.3.1.3 Diagrama de Bode cálculos teóricos con solución salina sin burbuja

Este grafico representa el diagrama de Bode obtenido con los cálculos teóricos del coeficiente de amortiguamiento y de la frecuencia natural del sistema (sección 4.1.3)

El ancho de banda es de aproximadamente 1000 rad/seg.

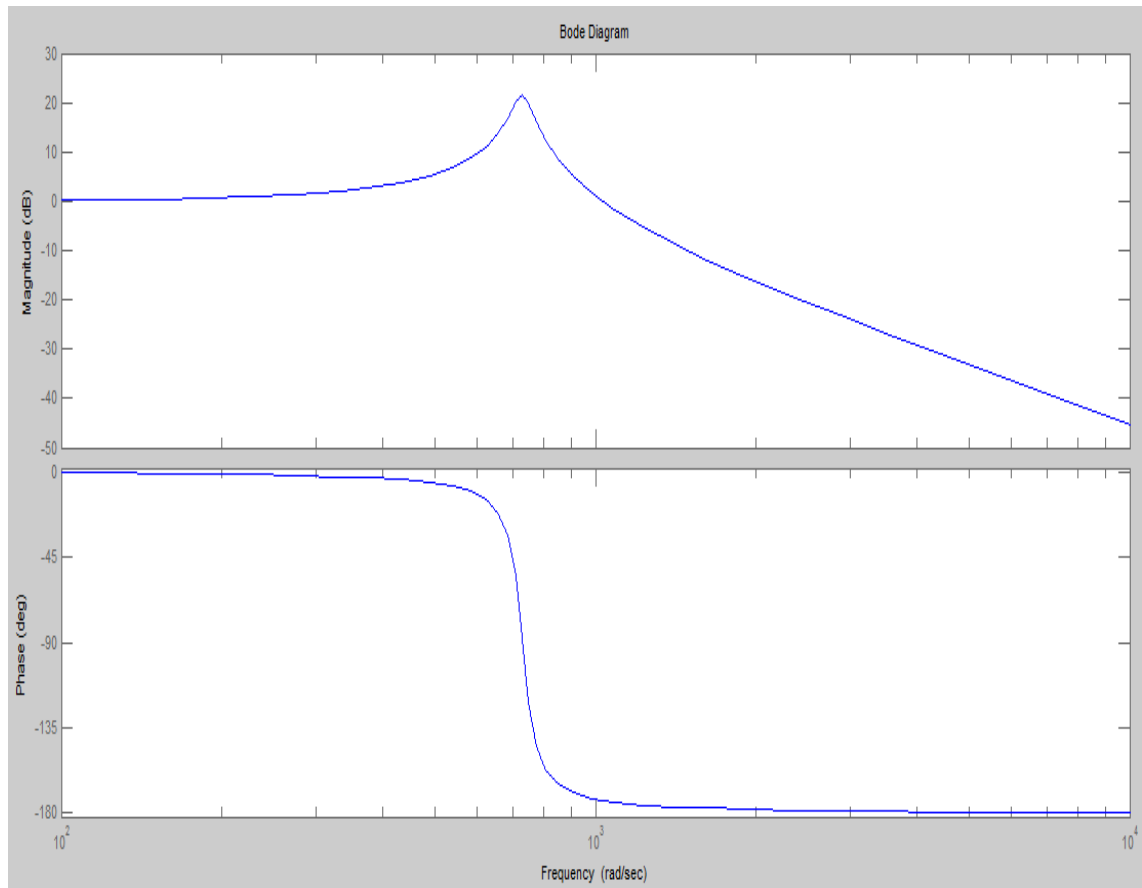


Figura 4.8.-Diagrama de Bode cálculos teóricos solución salina

4.3.1.4 Diagrama de Bode cálculos teóricos con solución salina sin burbuja

Este grafico representa el diagrama de Bode obtenido con los cálculos teóricos del coeficiente de amortiguamiento y de la frecuencia natural del sistema (sección 4.1.4)

El ancho de banda es de aproximadamente 250 rad/seg.

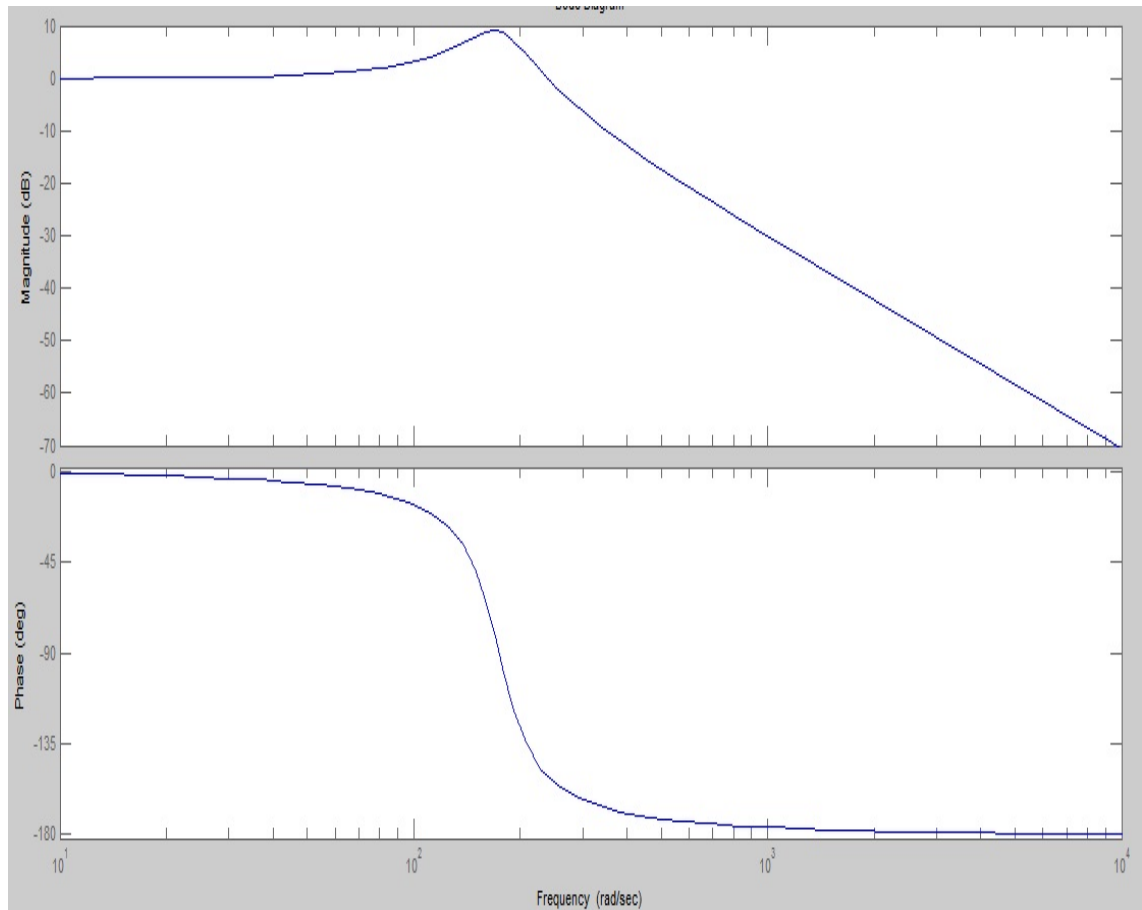


Figura 4.9.-Diagrama de Bode cálculos teóricos solución salina con burbuja

4.3.1.5 Diagrama de Bode cálculos experimentales con agua

Este grafico representa el diagrama de Bode obtenido con los cálculos experimentales de las pruebas realizadas con agua sin burbuja utilizando el coeficiente de amortiguamiento y de la frecuencia natural del sistema previamente calculado (sección 4.2.1)

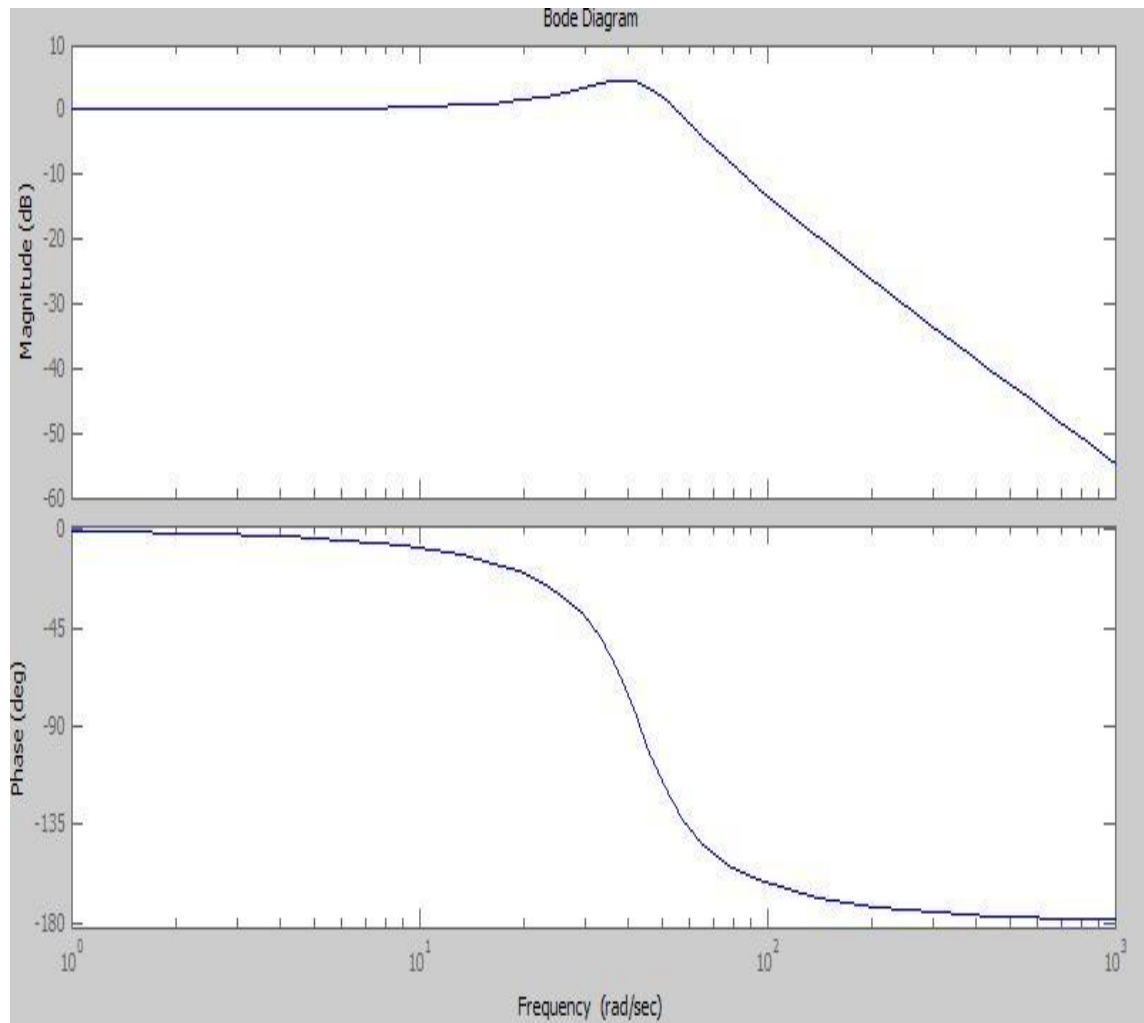


Figura 4.10.-Diagrama de Bode cálculos experimentales con agua

4.3.1.6 Diagrama de Bode cálculos experimentales con agua con burbuja

Este grafico representa el diagrama de Bode obtenido con los cálculos experimentales de las pruebas realizadas con agua con burbuja utilizando el coeficiente de amortiguamiento y de la frecuencia natural del sistema previamente calculado (sección 4.2.2)

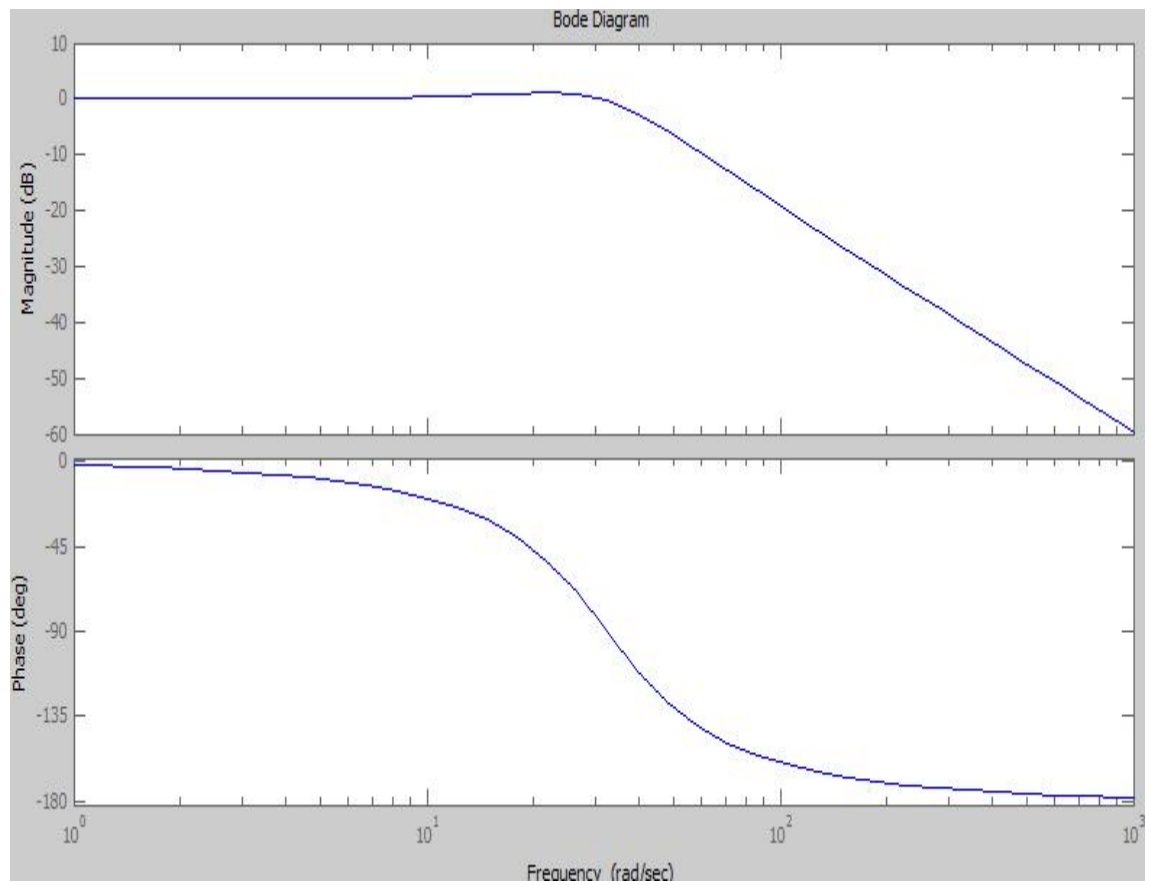


Figura 4.11.-Diagrama de Bode cálculos experimentales con agua con burbuja

4.3.1.7 Diagrama de Bode cálculos experimentales solución salina

Este grafico es el diagrama de Bode obtenido con los cálculos experimentales de las pruebas realizadas con solución salina sin burbuja utilizando el coeficiente de amortiguamiento y de la frecuencia natural del sistema previamente calculado (sección 4.2.3)

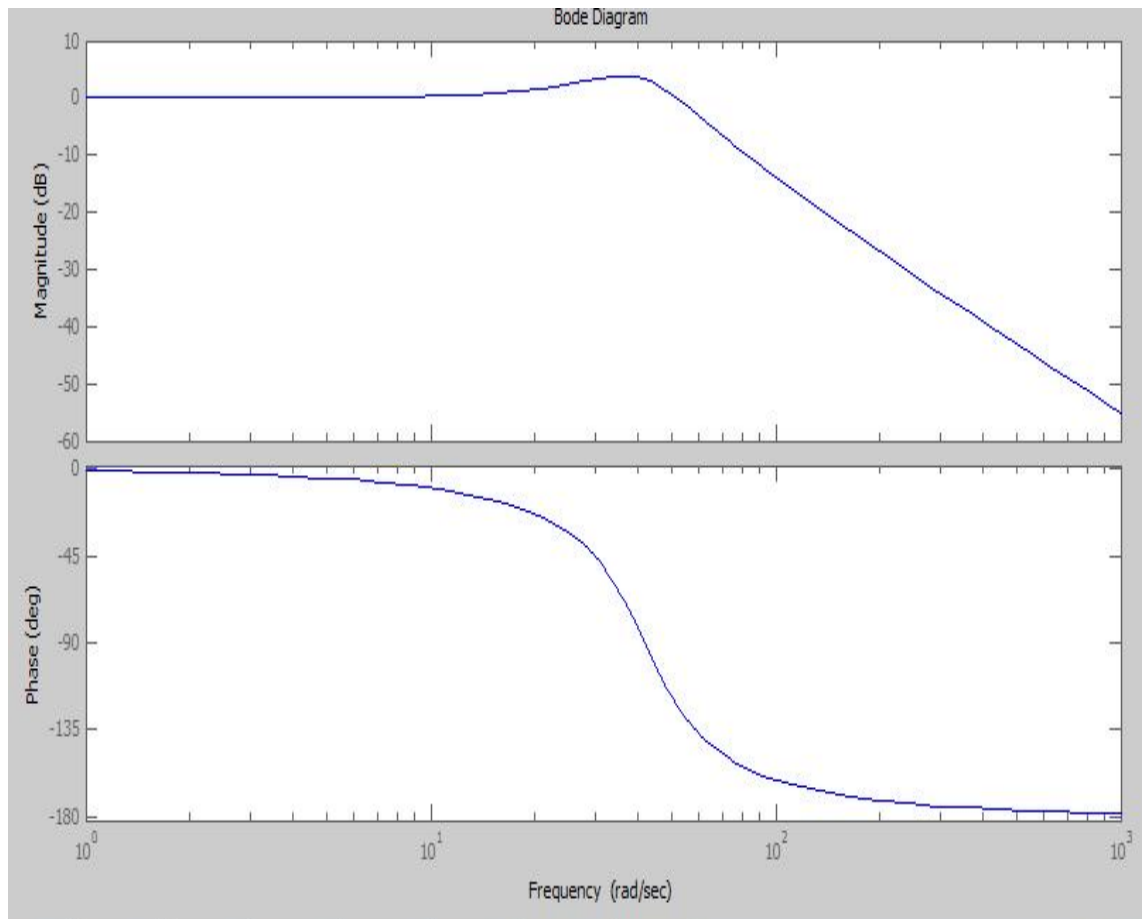


Figura 4.12.-Diagrama de Bode cálculos experimentales solución salina

4.3.1.8 Diagrama de Bode cálculos experimentales solución salina con burbuja

Este grafico representa el diagrama de Bode obtenido con los cálculos experimentales de las pruebas realizadas con solución salina con burbuja utilizando el coeficiente de amortiguamiento y de la frecuencia natural del sistema previamente calculado (sección 4.2.4)

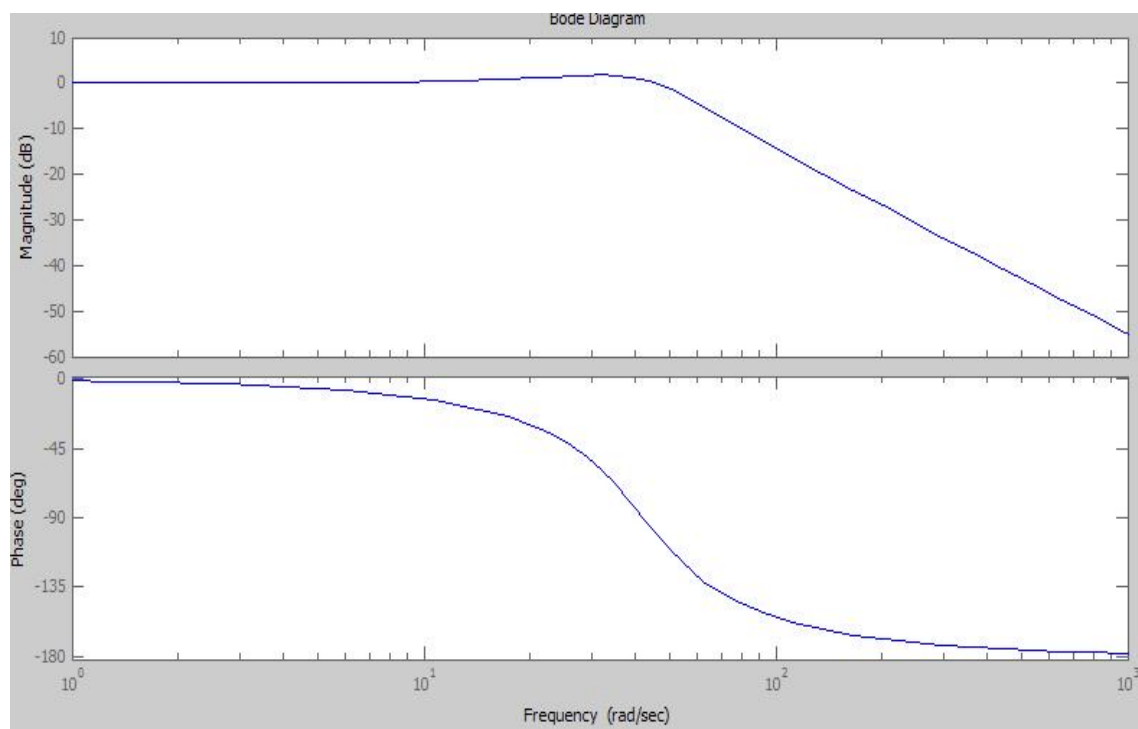


Figura 4.13.-Diagrama de Bode cálculos experimentales con solución salina con burbuja

CONCLUSIONES

La medición de la respuesta de frecuencia es importante para conocer e identificar a que frecuencias es más sensible el sistema catéter-transductor y con esto determinar si se puede realizar una medición precisa de la presión sanguínea.

Luego de los resultados obtenidos en la experimentación, junto con los cálculos teóricos realizados, se pudo comprobar que el sistema catéter-transductor es un modelo de segundo orden con una respuesta de tipo sub_amortiguada, con un coeficiente de amortiguamiento experimental entre 0.31 y 0.46.

El modelo teórico de segundo orden del sistema catéter transductor no se ajusta a los datos obtenidos de forma experimental, debido a que los parámetros, como la compliancia del transductor y de la burbuja , no son conocidos , y el parámetro compliancia depende del tipo de material y la rigidez del transductor. Además en el proceso de rectificación y filtrado de la señal AC con el circuito detector de envolvente RC se afectan y modifican la respuesta real del sistema.

Los parámetros observados en la forma de onda a la salida del sistema catéter-transductor dependen directamente de la longitud y diámetro del catéter, así como las burbujas que puedan existir en el interior del sistema.

A pesar de que los datos experimentales no concuerdan con los datos teóricos se observa que al ingresar burbujas al sistema aumenta el coeficiente de amortiguamiento y disminuye el ancho de banda del sistema y disminuye la respuesta de frecuencia del sistema.

Si en la membrana del transductor existe una gran cantidad de burbujas el sistema se vuelve críticamente amortiguado debido al aumento de la compliancia del sistema.

Las pruebas realizadas con un catéter de 0.7 metros de longitud indican que el sistema catéter transductor tiene una respuesta de frecuencia con un ancho de banda de 60 rad/s.

RECOMENDACIONES

Para la obtención correcta de los parámetros de salida en el modelo de la técnica POP se recomienda seguir las siguientes indicaciones:

- Presurizar el sistema arriba de los 100 mm Hg para obtener una diferencia de voltaje apropiada para su visualización en el osciloscopio
- Eliminar toda perturbación en el sistema como son las burbujas de aire, las cuales aumentan la compliancia del sistema y por ende influyen en la forma de onda de salida
- Eliminar cualquier fuga de aire o agua en el sistema para que la presión en el interior del recipiente sea estable y produzca a una función escalón en el momento que se realiza el cambio brusco de presión al pinchar la membrana.
- Para un catéter con un radio de 0.5 mm. se recomienda utilizar una longitud de catéter entre 50 y 60 cm. para observar un mayor sobre nivel porcentual en el sistema.

ANEXOS

ANEXO A

CODIGO PIC DEL MICROCONTROLADOR

```
program Código_Técnica_POP
```

```
dim VO1,VO2 as byte
```

```
dim tx_VO1,tx_VO2 as string[3]
```

```
main:
```

```
OSCCON=%01110101
```

```
OPTION_REG=$80
```

```
intcon=0
```

```
ANSEL=%00000001
```

```
ANSELH=0
```

```
CM2CON0=0
```

```
TRISA=%00000001
```

```
TRISB=0
```

```
TRISC=%10000000
```

```
TRISE=%00000000
```

```
VO1=0
```

```
VO2=0
```

```
Usart_Init(28800)      ' Initialize USART module " MAX baud rate 57600
                        a 8MHZ

Delay_ms(100)

PORTA.2=1

Delay_ms(100)

PORTA.2=0

Delay_ms(100)

PORTA.2=1

Delay_ms(100)

PORTA.2=0

Delay_ms(100)

PORTA.2= 1

WHILE(1)

VO1 = Adc_Read(0)>>2

ByteToStr(VO1 ,tx_VO1 )

USART_Write(97)

Usart_Write_Text(tx_VO1)

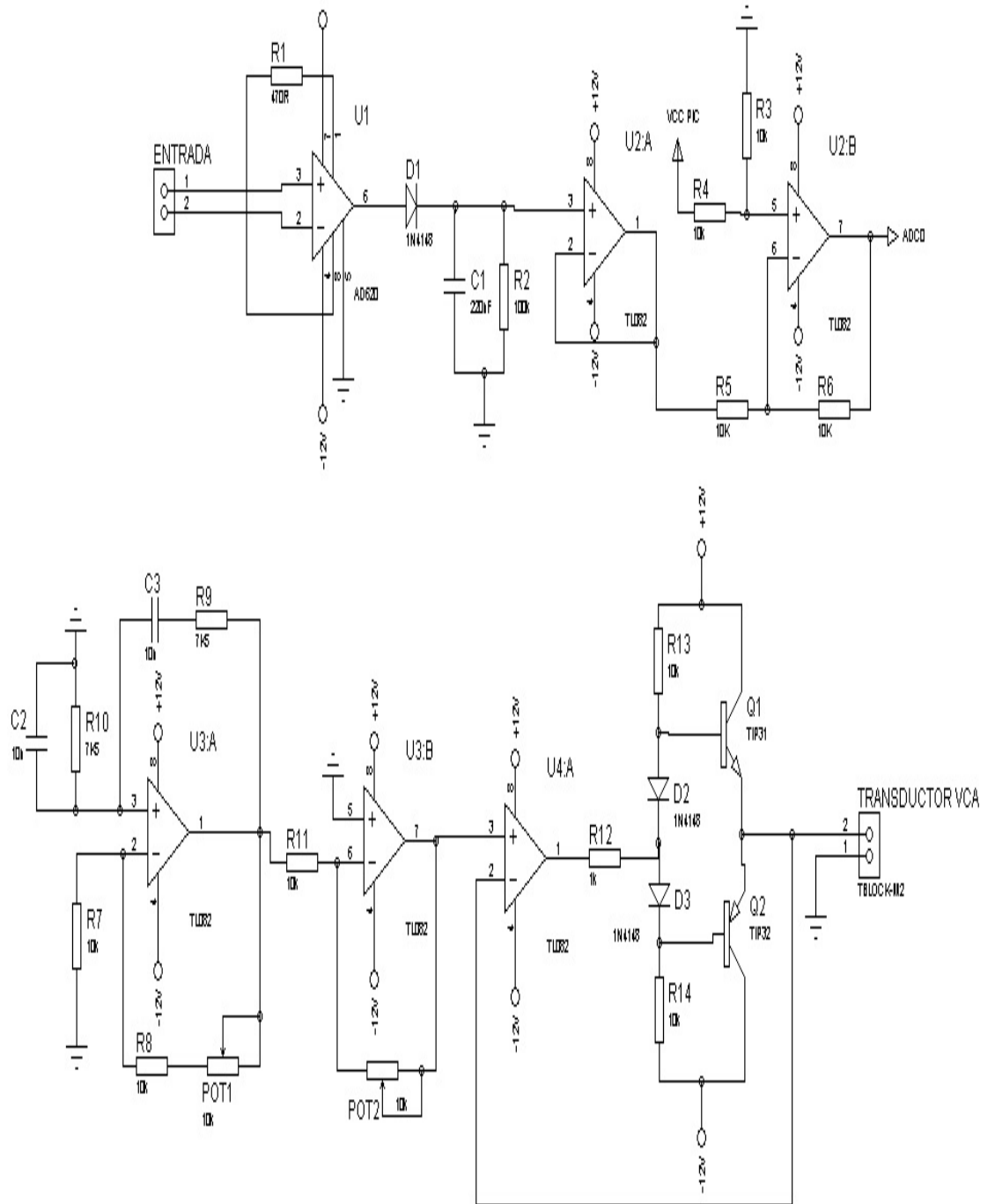
Delay_ms(5)

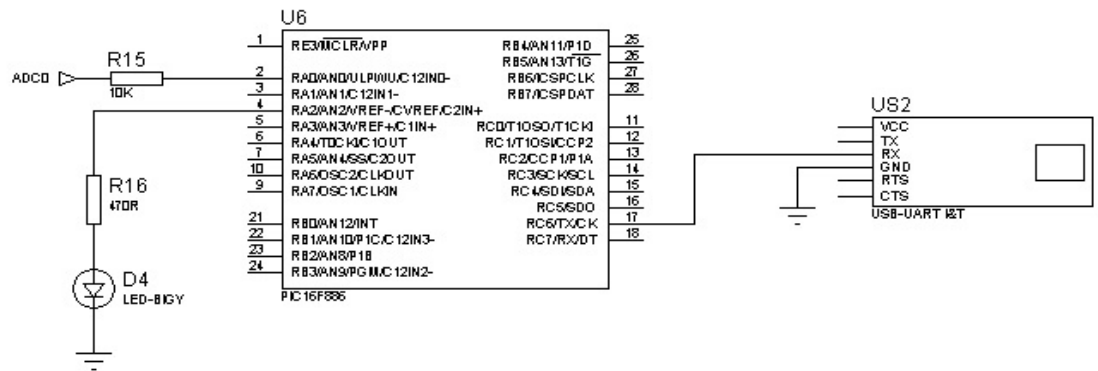
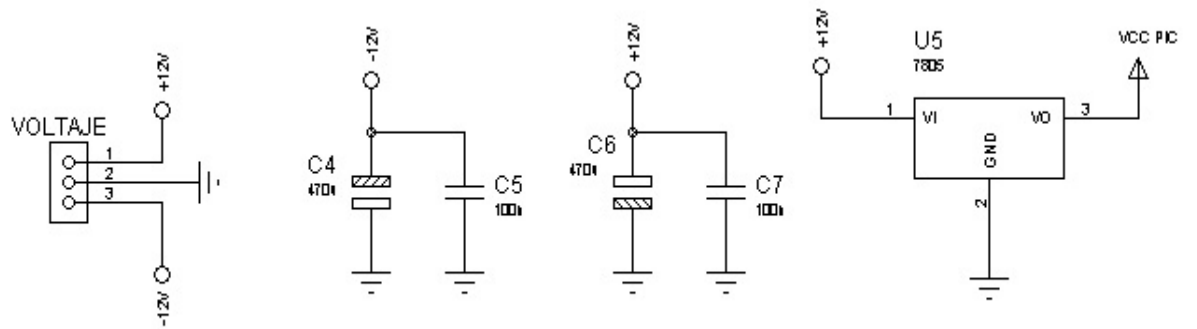
WEND

end.
```

ANEXO B

CIRCUITO ESQUEMATICO





REFERENCIAS

- [1] Feinberg, Barry N. , Applied Clinical Engineering , Prentice Hall, 1986
- [2] Savant, C. J. , Diseño Electrónico , Prentice Hall 3ra Ed, 2000
- [3] Mancini, Ron , Opams for Everything , Newnes 3ra Ed, 2009
- [4] Dyro, Joseph , Clinical Engineering Handbook , Academic Press 1era Ed, 2004
- [5] Ogata, Katsushiko , Dinámica de Sistemas , Prentice Hall 1era Ed, 1993
- [6] National Instruments, Comunicación Serial utilizando Labview con un Microcontrolador, <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/7907> , fecha de consulta Agosto 2011