

LOS SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE LA INSTRUMENTACIÓN BIOMÉDICA

Caupolicán Muñoz Gamboa
Donaciano Jiménez Vázquez



Casa abierta al tiempo

Dr. José Antonio de los Reyes Heredia

Rector General

Dra. Norma Rondero López

Secretaria General

Dra. Verónica Medina Bañuelos

Rector de la Unidad Iztapalapa

Dr. Juan José Ambriz García

Secretario de Unidad

Dr. Román Linares Romero

Director de la División de Ciencias Básicas e Ingeniería

Mtro. Federico Bañuelos Bárcena

Coordinador de Extensión Universitaria

Lic. Adrián Felipe Valencia Llamas

Jefe de la Sección de Producción Editorial

Los sistemas electrónicos de la instrumentación biomédica

© UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA-IZTAPALAPA

Av. San Rafael Atlixco No. 186, Col. Vicentina, Del. Iztapalapa, C. P. 09340, CDMX, México

ISBN Colección: 978-607-477-998-1

ISBN Volumen: 978-607-28-2582-6

Impreso en México / Printed in Mexico

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN BIBLIOGRAFÍA

CAPÍTULO 1. LOS SISTEMAS INTRODUCCIÓN

EL SISTEMA GENERALIZADO

- a) Ecuación diferencial
- b) Plano de Laplace
- c) Función de transferencia $H(s)$
- d) Polos y Ceros
- e) Función de transferencia $H(j\omega)$
- f) Respuesta en frecuencia de amplitud y fase
- g) Respuesta al impulso $h(t)$
- h) Respuesta al escalón $e(t)$
- i) Diagrama de bloques

EL SISTEMA IDEAL

- a) Ecuación diferencial
- b) Plano de Laplace
- c) Función de transferencia $H(s)$
- d) Polos y Ceros
- e) Función de transferencia $H(j\omega)$
- f) Respuesta en frecuencia de amplitud y fase
- g) Respuesta al impulso $h(t)$
- h) Respuesta al escalón $e(t)$
- i) Diagrama de bloques

EL SISTEMA DE ORDEN CERO ($N = 0$)

- a) Ecuación diferencial
- b) Plano de Laplace
- c) Función de transferencia $H(s)$
- d) Polos y Ceros
- e) Función de transferencia $H(j\omega)$
- f) Respuesta en frecuencia de amplitud y fase
- g) Respuesta al impulso
- h) Respuesta al escalón
- i) Diagrama de bloques

EL SISTEMA DE PRIMER ORDEN ($N = 1$)

- a) Ecuación diferencial
- b) Plano de Laplace

- c) Función de transferencia $H(s)$
- d) Polos
- e) Función de transferencia $H(j\omega)$
- f) Respuesta en frecuencia de amplitud y fase
- g) Respuesta al impulso $h(t)$
- h) Respuesta al escalón $e(t)$
- i) Diagrama de bloques

LA DISTORSIÓN

Distorsión lineal

- a) Señales periódicas con periodo T
- b) Señales no periódicas y transitorias
- c) Señales aleatorias

Distorsión no lineal

ANCHO DE BANDA DE 3 DB

Ganancia por ancho de banda del sistema de primer orden

ANCHO DE BANDA DE INSTRUMENTACIÓN

EL SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN ($N = 2$)

- a) Ecuación diferencial
- b) Plano de Laplace
- c) Función de transferencia $H(s)$
- d) Polos

Caso raíces reales diferentes

Caso raíces reales iguales

Caso raíces complejas conjugadas

- e) Función de transferencia $H(j\omega)$
- f) Respuesta en frecuencia de amplitud y fase
 - Para $\zeta < 1$ y $\zeta > 1$
 - Para $\zeta = 1$
- g) Respuesta al impulso $h(t)$
 - Para $\zeta < 1$
 - Para $\zeta = 1$
 - Para $\zeta > 1$
- h) Respuesta al escalón $e(t)$
 - Para $\zeta < 1$
 - Para $\zeta = 1$
 - Para $\zeta > 1$
- i) Diagrama de bloques

LOS SISTEMAS DE ORDEN SUPERIOR A DOS O CON CEROS

El polo dominante

Cancelación de polos y ceros

CONCLUSIÓN

EJEMPLOS

EJERCICIOS

BIBLIOGRAFÍA

CAPÍTULO 2. ADQUISICIÓN DE SEÑALES BIOMÉDICAS

INTRODUCCIÓN

PRIMERA PARTE DEL INSTRUMENTO

SENSORES Y TRANSDUCTORES

Sensores

Electrodos

Transductores

Características de los sensores y transductores

Errores

PRINCIPALES SEÑALES BIOLÓGICAS

Señales electrocardiográficas (ECG)

Señales electroencefalográficas (EEG)

Señales electromiográficas (EMG)

Señales electrooculográficas (EOG)

Señales electrorretinográficas (ERG)

Señales electrogastrográficas (EGG)

Señales de bioimpedancia

OTRAS SEÑALES

Señales bioacústicas

Señales de presión

Señales biomagnéticas

Señales biomecánicas

Señales bioópticas

POTENCIALES EVOCADOS

Potencial evocado visual (PEV)

Potencial evocado auditivo (PEA)

Potencial evocado somatosensorial (PESS)

Potencial evocado vestibular (PEVest)

CONCLUSIÓN

EJEMPLOS

EJERCICIOS

BIBLIOGRAFÍA

CAPÍTULO 3 ADQUISICIÓN DE IMÁGENES BIOMÉDICAS

INTRODUCCIÓN

LAS IMÁGENES TRADICIONALES

LAS IMÁGENES DIGITALES

LA IMAGEN RADIOGRÁFICA

El soporte tradicional o placa

Angiografía

Fluoroscopia

Mamografía

Obtención de la imagen digital

 Soporte de imagen (IP)

Detector digital directo (DR)

LA IMAGEN TOMOGRÁFICA (TC)

LA IMAGEN DE MEDICINA NUCLEAR

LA IMAGENOLÓGÍA DE LA RESONANCIA MAGNÉTICA (IRM)

LA IMAGEN ULTRASÓNICA

Modo A (por Amplitud)

Modo B (por Brillantez)

Modo M (por Movimiento)

Modo Doppler

Modos 2D, 3D y 4D

LA IMAGEN DE MAPEO CEREBRAL

CONCLUSIÓN

EJEMPLOS

EJERCICIOS

BIBLIOGRAFÍA

CAPÍTULO 4 CIRCUITOS PARA LA ADQUISICIÓN

INTRODUCCIÓN

AMPLIFICADORES

El amplificador operacional (Amp Op)

Circuitos especiales

Amplificador de instrumentación

Amplificador de aislación

Características de los amplificadores

Alimentación del amplificador de aislación

FILTROS

Filtros analógicos reales

Diseño del filtro

Filtro de rechazo de 60 Hz

Filtros analógicos y digitales

Filtros IIR

Filtros FIR

Ventajas y desventajas de los filtros

MUESTREO, CUANTIZACIÓN y MULTICANALIZACIÓN

Muestreo

Teorema del Muestreo

 Cuantización

 Multicanalización

Circuito de multicanalización

CONVERSIÓN ANALÓGICA A DIGITAL

Convertidor de rampa

Convertidor de doble rampa

 Convertidor de aproximaciones sucesivas

Convertidor en cascada

 Convertidor directo o "flash"

Convertidor Wilkinson

CONVERSIÓN DIGITAL A ANALÓGICA

Convertidor de resistencias 2^N

Convertidor de resistencias R 2R

Circuito convertidor basado en un CI

CONCLUSIÓN

EJEMPLOS

EJERCICIOS

BIBLIOGRAFÍA

CAPÍTULO 5 EQUIPOS BIOMÉDICOS

INTRODUCCIÓN

EQUIPOS BIOMÉDICOS MÁS COMUNES

DEFIBRILADOR

Características de los desfibriladores

MARCAPASOS

Características de los marcapasos

ELECTROENCEFALÓGRAFO

Características de los electroencefalógrafos

Aplicaciones de la electroencefalografía

ELECTROCARDIOGRAFO

Características de los electrocardiógrafos

EQUIPO DE RADIOGRAFÍA

Características de los equipos de radiografía

Aplicaciones de la radiografía

EQUIPO DE ULTRASONIDO O ECÓGRAFO

Características de los equipos de ultrasonido

GLUCÓMETRO PORTÁTIL

GAMMA CÁMARA

MÁQUINA DE HEMODIÁLISIS

OTROS EQUIPOS

Incubadora

Máquina de anestesia

Holter

Nebulizador y Respirador o Ventilador

INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN

Espirómetro y Flujómetro

Capnógrafo

Fotopletismógrafo de dedo

Oxímetro

EJEMPLOS

EJERCICIOS

BIBLIOGRAFÍA

INTRODUCCIÓN

En instrumentación biomédica se encuentra una gran variedad de aparatos que se utilizan con diferentes propósitos en la clínica. Pueden clasificarse de varias formas dependiendo de su función, del tipo de datos, señales o imágenes que manejan, de los resultados que proporcionan, si son analógicos o digitales o de la forma en que operan, así como las aplicaciones a las que están destinados.

De acuerdo con la Secretaría de Salud, los dispositivos médicos son instrumentos e implementos diseñados para utilizarse en el diagnóstico, curación, mitigación, tratamiento o prevención de una enfermedad u otra condición médica en el ser humano, incluyendo a los dispositivos destinados a modificar, investigar o sustituir una función, anatomía o cualquier proceso fisiológico o anatómico del cuerpo humano como las prótesis y órtesis, los productos utilizados en la regulación de la concepción, los reactivos (de uso '*in vitro*' e '*in vivo*'), los medios de cultivo y de contraste, el material de curación, los productos higiénicos, los materiales dentales, las pruebas de susceptibilidad a antimicrobianos, los alérgenos, los antiseros, los antígenos, los calibradores, los verificadores, el equipo de uso médico (incluidos los programas informáticos), camas, medicamentos, etc.

En los Estados Unidos, la Administración de Alimentos y Medicamentos (FDA, del inglés por *Food and Drug Administration*) clasifica a los dispositivos médicos basándose en el nivel de control que se requiere para asegurar su eficacia y seguridad, en las tres categorías siguientes.

Clase I. Controles generales. Son los dispositivos que representan un riesgo mínimo para el usuario. Están sujetos únicamente a los controles generales, debido a que son sencillos que no son de soporte de vida, entre los que se encuentran los electrodos no invasivos, los guantes, los materiales de curación y otros dispositivos similares.

Clase II. Controles generales que requieren controles especiales. Son los dispositivos típicamente no invasivos, pero que requieren de controles o vigilancias especiales. Algunos ejemplos son las bombas de infusión, las sillas de ruedas y los equipos de rayos X.

Clase III. Controles generales con aprobación pre-comercial. Son todos aquellos que emplean métodos o tecnología novedosa que implican un riesgo potencial de enfermedad o lesión al paciente. Por ello requieren de una revisión científica exhaustiva y de un estudio pre-comercial, ya que son dispositivos de los que depende la vida, como los desfibriladores externos y los marcapasos.

En casi todos los casos los instrumentos se consideran como aparatos que capturan varios tipos de información mediante sensores o transductores, que una vez adquirida la

acondicionan amplificándola, filtrándola o sometiéndola a varios procesos como muestreo, cuantización, multicanalización, o conversión analógica a digital. Estos procesos tienen como objetivo principal preparar la información para que pueda ser procesada digitalmente con el propósito de presentar al usuario la información extraída o procesada de las señales o imágenes capturadas. Pero también existen instrumentos de estimulación, de rehabilitación o de tratamiento.

Aunque no hay un criterio universal para clasificar los instrumentos biomédicos, éstos pueden agruparse en diferentes formas. Por ejemplo, Chan¹ los clasifica de la siguiente forma.

Uso diagnóstico. Empleados para monitorear o determinar signos físicos o enfermedades sin alteración de la estructura y función del organismo, como la electroencefalografía y la resonancia magnética.

Uso terapéutico. Diseñados para producir cambios estructurales o funcionales que lleven a la mejoría del paciente, como los marcapasos y las ayudas auditivas.

Según el transductor y el parámetro medido. Son instrumentos de medición que utilizan un transductor específico para realizar su función y proporcionan un resultado concreto para un mesurando en particular, como los basados en transductores piezoeléctricos y los manómetros.

Según el sistema fisiológico humano. Se trata de los equipos que se agrupan de acuerdo con el sistema fisiológico específico al que están orientados y en el que tienen aplicación, como el electrocardiógrafo y el ventilador mecánico.

Por las especialidades médicas. Según su uso en cada área médica, por ejemplo en radiología y pediatría.

Otra forma de clasificación es considerar el nivel de riesgo. La normatividad de la Unión Europea clasifica a los productos sanitarios según su carácter invasivo, la duración del contacto corporal, la utilización de una fuente de energía y su efecto sobre el sistema nervioso del paciente.

Clase I (bajo riesgo),
Clase II a (riesgo moderado),
Clase II b (riesgo severo), y
Clase III (riesgo alto).

Por su parte en México, la COFEPRIS (Comisión Federal para la Protección contra Riesgos Sanitarios) distingue tres tipos de riesgo.

Clase I (bajo riesgo, dispositivos conocidos y seguros que generalmente no son invasivos),
Clase II (riesgo moderado, dispositivos invasivos conocidos y probados que se introducen al organismo por menos de 30 días), y
Clase III (riesgo alto, dispositivos invasivos novedosos de reciente aceptación o que se introducen al organismo por más de 30 días).

¹ Chan, A. Y. K. (2008). Biomedical Device Technology: Principles and Design. Charles C. Thomas Pub. Ltd. Springfield, IL.

La COFEPRIS también realiza varias clasificaciones de los dispositivos médicos, las que concuerdan con los lineamientos internacionales aplicables y están regulados por la Ley General de Salud de México. Una de ellas se basa en la función y finalidad de uso del dispositivo médico, destacándose seis grandes grupos.

**Equipo médico,
Prótesis, órtesis y ayudas funcionales,
Agentes de diagnóstico,
Insumos de uso odontológico,
Materiales quirúrgicos y de curación, y
Productos higiénicos.**

Por su parte, Geddes y Baker² realizan una clasificación adicional del equipo médico, que se basa en el uso al que cada uno de ellos está destinado. Esta clasificación considera cinco categorías.

**Equipos de investigación biomédica,
Equipos de diagnóstico,
Equipos terapéuticos,
Equipos de soporte de vida, y
Equipos de apoyo.**

A su vez, Chatterjee y Miller³ realizan una clasificación orientada a los instrumentos utilizados en áreas hospitalarias específicas, incluyendo sensores, transductores, además de instrumentación en diagnóstico, cardiología, electroencefalografía, electromiografía, ultrasonido, imagenología, cuidados intensivos, quirófanos y respiración, entre otras.

Debido a las distintas clasificaciones, algunos instrumentos pueden caer en dos o más grupos, ya que éstos pueden depender de diferentes criterios. Además, en la práctica, también se consideran otros elementos entre los que se encuentran los siguientes.

- a) Agentes de diagnóstico, como equipos de reactivos o microscopios;
- b) Insumos, como sustancias y materiales utilizados en tratamientos no quirúrgicos; y
- c) Material quirúrgico y de curación que se utiliza en la práctica médica.

A pesar de la gran variedad de equipos que existen en Ingeniería Biomédica, en este libro solo se considerarán los destinados a la medición y el procesamiento de parámetros biológicos y aquellos cuya operación se basa en la electrónica. En este grupo pueden distinguirse los siguientes equipos concretos.

Aparatos o Ayudas Auditivas. En principio están compuestos de un micrófono, un amplificador especializado y un audífono que permiten al usuario oír con mayor intensidad las frecuencias que su oído ha perdido o que se han visto disminuidas. Estos dispositivos tienen la capacidad de ajustar sus características de frecuencia y de amplificación, para que su funcionamiento se adapte al oído de cada persona.

² Geddes, L. A., Baker, L. E. (1989) Principles of Applied Biomedical Instrumentation. 3th edition. Wiley-Interscience. New York, NY.

³ Chatterjee, S., Miller, A. (2010) Biomedical Instrumentation System. Delma Cengage Learning. New York, NY.

Desfibrilador. Equipo utilizado para producir descargas eléctricas de diferente intensidad que, en el caso de los dispositivos externos, se aplican en el tórax para tratar la fibrilación ventricular u otras condiciones cardíacas en la que el corazón tiene actividad eléctrica pero no produce un bombeo sanguíneo adecuado. Su función consiste en emitir un pulso de corriente que despolariza todas las células del miocardio, con lo que éstas pueden recuperar su ritmo eléctrico y mecánico normal. También existen desfibriladores internos que se implantan o que se usan en el quirófano directamente sobre el músculo cardíaco para realizar la misma función de despolarización de las células cardíacas. Dependiendo de la condición del paciente y de la cardiopatía se aplican de 50 a 360 joules en una descarga.

Ecocardiógrafo. Aparato que utiliza ultrasonido para obtener imágenes del corazón producidas por los ecos del ultrasonido. Se emplea con fines diagnósticos y de exploración cardíaca invasiva o no invasiva en tiempo real ya que proporciona imágenes en dos, tres y cuatro dimensiones. Una versión de este dispositivo es el ecocardiógrafo esofágico que se sitúa en el esófago para obtener mejores imágenes cardíacas. Adicionalmente, los ecos de ultrasonido pueden aplicarse de modo que usando el efecto Doppler es posible determinar la dirección y la velocidad del flujo sanguíneo. Hay equipos de emisión de ultrasónico continuo o pulsante y de color, el que es asignado computacionalmente de acuerdo con las características del flujo.

Electrocardiógrafo. Equipo clásico utilizado para obtener señales eléctricas cardíacas que se conecta mediante electrodos en doce derivaciones ubicadas en las extremidades y en seis posiciones precordiales del tórax. Las señales pueden observarse en un monitor o ser impresas en una ancha hoja de papel. Mediante el análisis de los trazos el especialista puede determinar diferentes cardiopatías, aunque también se realiza reconocimiento computacional de patrones por medio de programas especialmente diseñados con el mismo propósito.

Electroencefalógrafo. Similar al electrocardiógrafo, este instrumento se utiliza para obtener señales eléctricas del cerebro por medio de electrodos situados en el cuero cabelludo de acuerdo con la norma 10–20 (aunque también existen electrodos invasivos que se conectan directamente al cerebro en el quirófano). Las señales no solo pueden verse en un monitor o imprimirse en una ancha tira de papel, sino que con ellas puede obtenerse un mapeo de la actividad eléctrica del cerebro con lo que se obtiene una imagen en dos o tres dimensiones de dicha actividad.

Electromiógrafo. Aparato, similar a los anteriores, utilizado con fines diagnósticos para obtener señales eléctricas de los músculos esqueléticos y estudiar el funcionamiento del sistema nervioso periférico y los músculos que inerva. Generalmente se utilizan electrodos de tipo aguja, muy finos que se insertan bajo la piel para acceder al músculo deseado o a una fibra muscular determinada.

Equipo de rayos X. Tradicionalmente utilizado para determinar el tipo y las condiciones de las fracturas óseas, aunque tiene otras aplicaciones, como la tomografía, la angiografía y la fluoroscopia. Por utilizar radiación ionizante los dispositivos modernos han mejorado los sistemas de captura e impresión de las imágenes radiográficas, así como la intensidad de cada radiación.

Esfigmomanómetro o Baumanómetro. Instrumento diseñado para determinar en forma indirecta las presiones sistólica y diastólica, así como la frecuencia cardíaca. Actualmente se emplean los automáticos de tipo digital que pueden ser de brazo o de muñeca, lugares en los que un brazalete inflable oprime una arteria hasta que el flujo de la sangre se interrumpe. Al disminuir la presión del brazalete, los sonidos de Korotkoff permiten determinar las presiones sistólica y diastólica, además que un pequeño sistema de cómputo controla la operación y también puede determinar la frecuencia cardíaca.

Espirómetro. Es un instrumento de medida que determina los volúmenes de aire que se manejan con la respiración, así como la capacidad pulmonar. Este dispositivo determina la velocidad de las inhalaciones y las exhalaciones, al mismo tiempo que puede calcular el flujo respiratorio.

Glucómetro. Dispositivo de medida que se utiliza para obtener la concentración de glucosa en la sangre (glucemia) en forma directa, mediante el análisis químico automático de una gota de sangre en una tira de prueba desechable que se conecta al equipo.

Holter. Es un instrumento que registra la actividad eléctrica del corazón, como la electrocardiografía, pero en forma ambulatoria y durante largos periodos de tiempo, usualmente 24 horas. Su utilidad está en que permite la detección de condiciones anómalas del corazón que se presentan esporádicamente, ya que un estudio de electrocardiografía normal no siempre puede registrarlos porque éste es de muy corta duración.

Incubadora. Aparato que proporciona al recién nacido un ambiente óptimo para su desarrollo correcto, protegiéndolo contra gérmenes y ruidos, lo que el seno materno ya no puede proporcionarle. Por tanto, dispone de controles de humedad, temperatura y nivel de oxígeno, para proporcionar al recién nacido las condiciones óptimas necesarias que su cuerpo requiere. Además, tiene un monitor que controla el ritmo cardíaco, la respiración y otros signos vitales del bebé.

Litotriptor. Equipo compuesto de rayos X y ultrasonido mediante los cuales es posible localizar cálculos renales. Al sincronizar ambas herramientas el ultrasonido puede pulverizar los cálculos mediante intensas ondas de choque generadas externamente. El resultado es que permite la simple eliminación de los cálculos por las vías urinarias sin recurrir a la cirugía.

Oxímetro. Dispositivo cuya función es determinar en forma continua la saturación de oxígeno en la sangre. Hay varios tipos de ellos ya que pueden ser de dedo, de pulso, de oreja, fetal y pediátrico.

Resonancia magnética nuclear. Es un equipo de gran complejidad que utiliza la resonancia magnética del átomo de hidrógeno en un campo magnético muy intenso, el cual es generado por unas bobinas superconductoras que trabajan en condiciones de muy baja temperatura en un ambiente de helio líquido. El campo magnético puede alinear los átomos de hidrógeno del agua presente en el organismo, los que pueden ser excitados por ondas de radio y en tal caso lograr que emitan fotones en la banda de radiofrecuencia, por lo que se usan antenas especiales para emitir y recibir las

ondas mencionadas y con ellas construir computacionalmente imágenes del cuerpo en forma de cortes transversales.

Tomógrafo. Equipo que utiliza rayos X para crear imágenes transversales del cuerpo. La máquina genera un haz de rayos que rota alrededor del paciente y al mismo tiempo avanza helicoidalmente, obteniendo con ello información del organismo desde diversos ángulos. Con estos datos un sistema de cómputo realiza los cálculos necesarios para construir lo que se conoce como “cortes” del cuerpo. Con ellos es posible reconstruir órganos en tres dimensiones reuniendo los cortes adecuados, por lo que se trata de un equipo que utiliza la radiografía y una serie de algoritmos especializados para generar imágenes transversales del cuerpo humano en dos dimensiones y en volumen.

Ventilador. Equipo utilizado para ayudar a la respiración normal de un paciente que presenta una baja eficiencia en el transporte de oxígeno, aunque también puede usarse para forzar la respiración y mejorar la función de los pulmones.

También es importante considerar que la práctica de la ingeniería biomédica y hospitalaria, así como los propios equipos e instrumentos utilizados rutinariamente, están sujetos a regulaciones; en particular con las Normas Oficiales Mexicanas (NOM) que han sido emitidas por diversos organismos oficiales, aunque también hay normas internacionales. Algunas de ellas se relacionan a continuación.

NORMA	DESCRIPCIÓN
NOM-001-SEDE-2012	Instalaciones Eléctricas
NOM-002-SSA3-2007	Organización, funcionamiento e ingeniería sanitaria de radioterapia
NOM-003-SSA3-2010	Para la práctica de la hemodiálisis
NOM-008-NUCL-2011	Control de la contaminación radiactiva
NOM-009-SCFI-1993	Esfigmomanómetros de columna y sensor elástico para presión sanguínea
NOM-012-NUCL-2002	Monitores de radiación ionizante
NOM-024-NUCL-1995	Dosímetros de lectura directa para radiación electromagnética
NOM-028-SSA3-2012	Regulación de los servicios de ultrasonografía diagnóstica
NOM-032-NUCL-2009	Operación de unidades de teleterapia con material radiactivo
NOM-035-SSA3-2012	Reporte de infraestructura. Equipamiento de equipos médicos
NOM-062-SSA1-1993	Especificaciones sanitarias de los marcapasos
NOM-137-SSA1-2008	Etiquetado de equipos e instrumentos médicos
NOM-197-SSA1-2000	Requisitos de infraestructura y equipamiento de hospitales y consultorios
NOM-229-SSA1-2002	Requisitos técnicos para instalaciones, responsabilidades sanitarias, equipos y protección radiológica en diagnóstico médico con rayos X
NOM-241-SSA1-2012	Buenas prácticas de fabricación de dispositivos médicos
IEC-60601-1995	Safety for medical electrical systems (Seguridad para sistemas médicos eléctricos)
ANSI/AAMI-1995	Automatic external defibrillators and remote control defibrillators (Desfibriladores externos automáticos y desfibriladores a control remoto)

Las instituciones que han emitido las normas se indican en el nombre de ellas mediante las siguientes siglas:

SEDE Secretaría de Energía.

- SSA Secretaría de Salud.
- NUCL Comisión Nacional de Seguridad Nuclear y Salvaguardias. Secretaría de Energía.
- SCFI Secretaría de Comercio y Fomento Industrial.
- IEC *International Electrotechnical Commission* (Comisión Electrotécnica Internacional).
- ANSI *American National Standards Institute* (Instituto Americano de Estándares Nacionales).
- AAMI *Association for the Advancement of Medical Instrumentation* (Asociación para el Avance de la Instrumentación Médica).

En este libro se abordan aspectos vinculados con los equipos biomédicos, considerando que en primer lugar y en gran parte deben ser sistemas lineales e invariantes en el tiempo, así como que deben utilizar técnicas y circuitos electrónicos para realizar su función. Por tal razón, en el Capítulo 1 se analizan las bases teóricas fundamentales de los sistemas para concluir cómo se comportan y de qué manera pueden influir en la operación de los equipos. Adicionalmente, se analizan los sistemas ideales y los de diferente orden, destacando para cada uno de ellos sus propiedades y características, así como sus limitaciones en el momento en el que forman parte de la estructura de los equipos de la instrumentación biomédica.

El Capítulo 2 se enfoca en uno de los temas más importantes de la operación de los sistemas biomédicos, como es la adquisición de las señales. Como una buena parte de ellas tiene características bioeléctricas, porque son el resultado de la actividad iónica de las células, es necesario el uso de electrodos y otros sensores similares. El procedimiento implica prácticamente que las señales sean adquiridas en forma directa, por lo que representan la actividad específica de un órgano en particular, lo que implica que contienen información útil que es posible extraer mediante procesamiento.

Otras señales no eléctricas, como la presión, la temperatura o el desplazamiento, requieren del uso de transductores, los cuales son dispositivos que pueden convertir señales como las mencionadas a señales eléctricas. Como este proceso se realiza usualmente en forma proporcional, o sea, la señal eléctrica es proporcional a la señal original, el resultado representa eléctricamente el fenómeno en cuestión por lo que estas señales pueden ser procesadas como si se tratara de la señal original. Debe destacarse que en algunos casos la transformación no es propiamente de forma proporcional, lo que no constituye una dificultad, porque ya se conoce la relación que existe entre la señal original y la salida eléctrica, o ley del transductor. Entonces, un sencillo procedimiento basado en un algoritmo convierte este proceso en una relación perfectamente proporcional.

El uso del transductor implica, en consecuencia, tomar una señal que pertenece a un determinado dominio físico para transformarla a otro diferente como el dominio eléctrico, como los que se indican en la Tabla 1.1. Esta transformación no solo involucra al dominio eléctrico, sino que también puede abarcar a otros, como se verá más adelante.

Tabla 1.1 Ejemplos de transformaciones entre dos dominios.

Dominio del mesurando	Magnético	Mecánico	Óptico	Térmico
Fenómeno físico	Campo magnético	Vibración	Flujo luminoso	Temperatura
Transductor	Magneto resistivo	Capacitor	Celda fotovoltaica	Termistor
Dominio eléctrico	Resistencia	Capacitancia	Voltaje	Corriente

En el Capítulo 3 se aborda la adquisición de imágenes, el que también es un tema importante de los sistemas biomédicos, ya que complementa perfectamente la adquisición de las señales. De hecho, proporciona información que ayuda al diagnóstico en formas distintas a la información que entregan las señales, aunque algunas veces estas dos formas de adquirir información están muy relacionadas, ya que a partir de las señales es posible generar imágenes, como en el caso del mapeo cerebral.

Una de las primeras imágenes de importancia obtenidas históricamente lo constituyen las radiográficas, cuya principal característica es que permiten observar los distintos órganos internos del organismo, ya que los rayos X lo pueden atravesar con distintas intensidades dependiendo de la densidad de los tejidos involucrados. Por las características de la radiación utilizada algunas aplicaciones implican la obtención de imágenes contrastadas, de imágenes en movimiento o el diagnóstico de cáncer por tomosíntesis mamaria. Otra aplicación importante de la radiación lo constituye la tomografía, aunque su condición ionizante implica un mayor riesgo al paciente que la radiografía tradicional. Sin embargo, su gran ventaja es que mediante algoritmos especialmente programados pueden obtenerse imágenes en cortes transversales o rebanadas del cuerpo que proporcionan mucha información local que no sería posible obtener de otra forma.

Además de lo anterior, las imágenes de la resonancia magnética también pueden proporcionar imágenes en forma de cortes o rebanadas, aunque por su naturaleza la información que se obtiene difiere de la radiográfica, pero la complementa. De hecho, la principal diferencia es que la resonancia magnética no utiliza radiación ionizante, lo que permite observar tejidos que por su baja densidad son transparentes a los rayos X. Cabe destacar además que las imágenes de resonancia magnética no se obtienen en forma directa, sino que se construyen por medio de algoritmos especialmente diseñados a partir de las señales que los campos magnéticos y la radiación electromagnética logran generar y capturar en los átomos sometidos a estimulación.

Otra forma de obtención de imágenes que no utiliza radiación ionizante es el ultrasonido, el cual aprovecha los ecos que se generan en el organismo debido a las fronteras que existen entre los diferentes órganos o tejidos. Por ser una imagen prácticamente directa, en sus diferentes formas de aplicación se logran imágenes de amplitud, brillantez o movimiento, aunque también puede medirse la velocidad del flujo sanguíneo o mediante algoritmos especialmente programados es posible generar imágenes fijas o en movimiento de gran realismo que simulan fotografías o grabaciones de video.

Por último, estrechamente relacionado con la electroencefalografía, el mapeo cerebral forma una imagen que facilita la visualización de los registros en forma de imágenes que son más simples de interpretar.

En el Capítulo 4 se describen los circuitos más comunes empleados en los equipos biomédicos, desde los amplificadores, los filtros, los procesos de muestreo, cuantización y multicanalización, así como los circuitos de conversión, tanto analógica a digital como digital a analógica. Los primeros proporcionan a las señales e imágenes un nivel adecuado para su procesamiento, sin distorsiones o alteraciones detectables; los filtros facilitan el manejo de la información aislándola del ruido y de las interferencias; en tanto que para realizar la conversión analógica a digital se requiere de los procesos de muestreo, cuantización y

multicanalización, ya mencionados, que realizan la adecuación de la información para que los convertidores logren transformar la información analógica al universo digital, aunque en varias ocasiones es necesario realizar el proceso inverso de reconvertir el código digital al universo analógico.

En el Capítulo 5 se analizan algunos de los equipos biomédicos más representativos, considerando sus características más importantes y su aplicación. Se ha empleado diagramas de bloques para señalar su estructura desde un punto de vista simplificado, ya que los circuitos que se emplean en ellos se han analizado en el Capítulo 4. Los equipos que se han tomado en cuenta incluyen los orientados a la actividad cardiaca, como el desfibrilador, el marcapasos o el equipo de electrocardiografía; a la adquisición de señales e imágenes de diverso tipo como el electroencefalógrafo, el electromiógrafo, el equipo de radiografía, el equipo de ultrasonido o la gamma cámara; algunos equipos de terapia como la máquina de hemodiálisis, pero también diversos otros equipos y varios instrumentos de medición de variables biomédicas. Sin embargo, se ha omitido incluir algunos sistemas o equipos como prótesis, órtesis y ayudas funcionales, entre ellos el litotriptor, los miembros biomecánicos, las sillas de ruedas o las ayudas auditivas, así como otros instrumentos de medición como el esfigmomanómetro o las bombas de infusión. Lo anterior se debe a que suelen disponer de pocos dispositivos electrónicos o su utilización es una simple aplicación de otros equipos.

BIBLIOGRAFÍA

1. Geddes, L. A. and Baker, L. E. (1989) Principles of Applied Biomedical Instrumentation. 3th edition. Wiley-Interscience. New York, NY.
2. Khandpur, R. S. (2003) Handbook of Biomedical Instrumentation, 2nd Edition. Mc. Graw Hill. New York, NY.
3. Chan, A. Y. K. (2008). Biomedical Device Technology: Principles and Design. Charles C. Thomas Pub. Ltd. Springfield, IL.
4. Chatterjee, S. and Miller, A. (2011) Biomedical Instrumentation System. Delma Cengage Learning. New York, NY.
5. Anandanatarajan, R. (2011) Biomedical Instrumentation and Measurements. PHI Learning Private Limited. New Delhi, India.
6. Jog, N. K. (2013) Electronics in Medicine and Biomedical Instrumentation, 2nd Edition. PHI Learning Private Limited. New Delhi, India.

CAPÍTULO 1

TEORÍA DE SISTEMAS

La principal característica que tienen los mesurandos biomédicos es que son de carácter analógico, además de que suelen ser débiles y de muy bajo nivel, normalmente de entre unos cuantos microvolts hasta varios milivolts y con impedancias de varios kilohms. Por estas razones uno de los procedimientos indispensables que deben utilizarse para disponerlos en niveles adecuados para su tratamiento, es el uso de sistemas que los acondicionen y que los adecúen a los requerimientos técnicos de los equipos que los van a utilizar. Por ello en este capítulo se analizan los sistemas apropiados para estos procedimientos tanto desde el punto de vista teórico como práctico.

INTRODUCCIÓN

Los instrumentos biomédicos siempre pueden verse como sistemas generales o como sistemas de propósito específico. Aunque en la realidad estos sistemas no son estrictamente lineales ni tampoco invariantes en el tiempo, sucede que tienden razonablemente a estas condiciones, por lo que es necesario conocer las características teóricas y prácticas de los sistemas lineales e invariantes en general. En consecuencia, en este capítulo se analizarán los sistemas básicos que se utilizan en ingeniería biomédica, para lo cual se empezará con la representación general que está dada por las figuras 1.1 y 1.2 para el caso de los sistemas de medición o de procesamiento. Esta representación corresponde al caso más común de los sistemas de adquisición y procesamiento de las señales, así como de la medición de los mesurandos biomédicos.

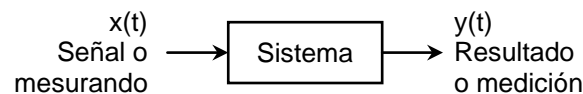


Figura 1.1 Sistema generalizado con entrada $x(t)$ y salida $y(t)$.

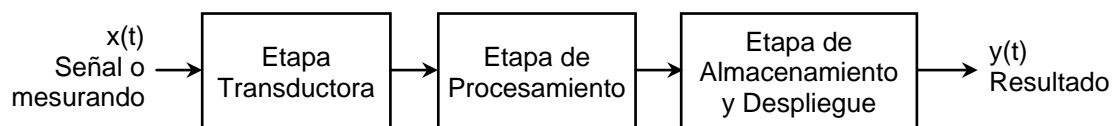


Figura 1.2 Sistema compuesto por tres bloques básicos. a) Etapa de Transducción, b) Etapa de Procesamiento y c) Etapa de Almacenamiento y Despliegue.

Por su arquitectura, el modelo anterior se orienta más hacia los sistemas de medición y procesamiento de un mesurando, pero muchos sistemas especializados tienen una estructura más elaborada, porque pueden producir un estímulo y capturar una o varias señales en forma simultánea o sincronizada, las que son una respuesta a la estimulación.

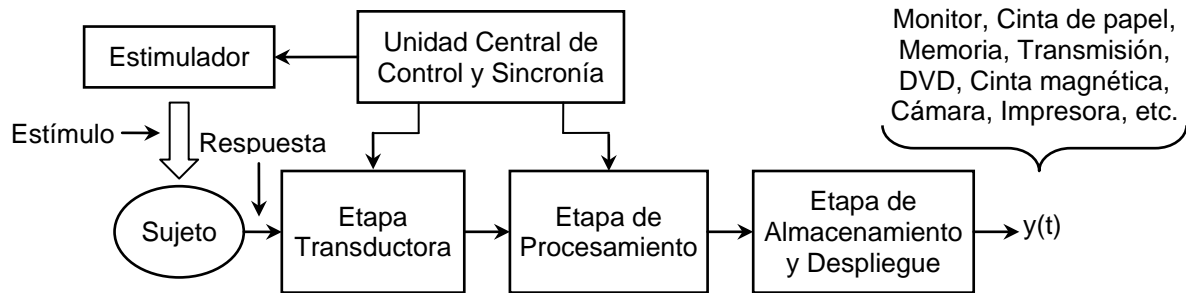


Figura 1.3 Sistema que incluye estimulación.

En tales casos la estructura tiene la forma que se muestra en la figura 1.3, donde se observa que existe además un bloque de control y sincronía que controla todo el proceso. Con este sistema, el sujeto es sometido a un estímulo que puede ser óptico, acústico, magnético, mecánico, eléctrico o electromagnético, con lo que su organismo puede comportarse de una manera especial y generar una respuesta, usualmente eléctrica, aunque no es la única. La adquisición suele también ser sincronizada y esta información es utilizada finalmente por la etapa de procesamiento. En la figura no se muestran las fuentes de alimentación, ni el bloque de calibración.

Los sistemas típicos que utilizan esta arquitectura son principalmente los equipos de adquisición de potenciales evocados, aunque no son los únicos, ya que hay ciertas variantes de esta arquitectura como son los casos de la tomografía, del ultrasonido y de la resonancia magnética, entre otros.

EL SISTEMA GENERALIZADO

La representación general de un sistema se realiza mediante varias herramientas matemáticas, que son completamente equivalentes entre sí, como las que se describen a continuación.

a) Ecuación diferencial.

Es un hecho conocido que todos los sistemas lineales e invariantes en el tiempo pueden representarse mediante ecuaciones diferenciales ordinarias, como la siguiente, en la que en ambos miembros tienen derivadas de varios órdenes hasta N , en el primer miembro, y M en el segundo.

$$a_0 y(t) + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + \dots + a_N \frac{d^N y(t)}{dt^N} = b_0 x(t) + b_1 \frac{dx(t)}{dt} + \dots + b_M \frac{d^M x(t)}{dt^M}$$

En su forma compacta, esta ecuación resulta

$$\sum_{n=0}^N a_n \frac{d^{(n)}y(t)}{dt^{(n)}} = \sum_{m=0}^M b_m \frac{d^{(m)}x(t)}{dt^{(m)}}$$

Normalmente, en instrumentación los sistemas que se utilizan en la práctica no suelen presentar derivadas de $x(t)$, como se verá más adelante, por lo que la ecuación diferencial original en este caso se reduce a

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

Y en su forma compacta, se tiene

$$\sum_{n=0}^N a_n \frac{d^{(n)}y(t)}{dt^{(n)}} = b_0 x(t)$$

Como se verá más adelante, en el inciso d), la ecuación anterior puede representarse en forma equivalente como un cociente entre dos polinomios, los cuales pueden factorizarse. Esto significa que el numerador y el denominador se describan como producto de binomios del tipo $(s - z)$ en el numerador y $(s - p)$ en el denominador, además de una constante, circunstancia que se interpreta como ceros en el numerador y polos en el denominador. Además como N corresponde a la derivada superior, sirve para indicar el orden del sistema.

La ausencia de derivadas de $x(t)$ en la ecuación anterior implica que normalmente los sistemas de medición y procesamiento no contienen ceros en su función de transferencia. En consecuencia todo el comportamiento del sistema depende exclusivamente de los polos. Por ello, dependiendo de sus valores, el sistema puede tener un comportamiento estable, inestable u oscilatorio. Sin embargo, para el caso de los sistemas de medición, la condición óptima es la estable, ya que se necesita que realicen mediciones con mucha seguridad. Por tanto, la ecuación anterior puede representarse en el plano de Laplace al utilizar la transformada correspondiente, con lo que resulta lo siguiente.

b) Plano de Laplace.

Utilizando la Transformada de Laplace en la ecuación original, se obtiene directamente la siguiente expresión

$$a_0 Y(s) + a_1 s Y(s) + a_2 s^2 Y(s) + \dots + a_N s^N Y(s) = b_0 X(s)$$

Con lo que se tiene

$$Y(s) \sum_{n=0}^N a_n s^n = b_0 X(s)$$

c) Función de transferencia $H(s)$.

Aplicando una simple definición, en el plano complejo de Laplace la función de transferencia, que en este caso carece de ceros, se representa usualmente como $H(s)$

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_0}{\sum_{n=0}^N a_n s^n}$$

d) Polos y Ceros.

Representados respectivamente como p_n y z_m , los polos y los ceros de la ecuación anterior son las raíces del numerador y del denominador de $H(s)$, respectivamente, por lo que factorizando resulta

$$H(s) = K \frac{\prod_{m=0}^M (s - z_m)}{\prod_{n=0}^N (s - p_n)}$$

Pero como ya se ha mencionado, por razones que se analizarán posteriormente, en instrumentación no se suelen considerar los sistemas cuyas funciones de transferencia contienen ceros, por lo que la ecuación anterior puede simplificarse a la siguiente

$$H(s) = \frac{K}{\prod_{n=0}^N (s - p_n)}$$

e) Función de transferencia $H(j\omega)$.

En el plano de la frecuencia ω , la función de transferencia, que se representa normalmente como $H(j\omega)$, es

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{b_0}{\sum_{n=0}^N a_n (j\omega)^n}$$

El denominador de esta expresión se denomina ecuación característica del sistema, la que es de orden N . Como esta ecuación puede factorizarse en sus $N - 1$ raíces ω_n , las que pueden ser reales o complejas, resulta con $n = 1, 2, \dots, N$ que

$$H(j\omega) = \frac{K}{\prod_{n=1}^N (\omega - \omega_n)}$$

A partir de las ecuaciones anteriores pueden obtenerse otras representaciones del sistema, tanto en la frecuencia como en el tiempo, como las que se detallan a continuación.

f) Respuesta en frecuencia de amplitud y de fase.

La respuesta de amplitud corresponde al valor absoluto de $H(j\omega)$

$$|H(j\omega)|$$

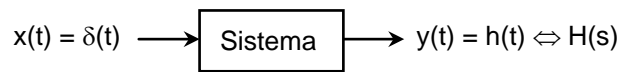
Mientras que la respuesta de fase es el valor angular de $H(j\omega)$

$$\angle H(j\omega)$$

g) Respuesta al impulso $h(t)$.

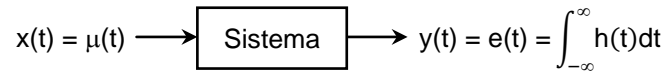
Cuando la entrada es la función impulso, simbolizada por $\delta(t)$, la salida se representa como $h(t)$. Aunque tiene mucha importancia en ingeniería, este resultado no es propiamente una referencia práctica del sistema, sino más bien una referencia matemática, por los resultados que se obtienen con ella. Por otra parte, aunque la función impulso no es físicamente realizable, sí son realizables aproximaciones razonables de ella, como pulsos cuadrados o triangulares muy estrechos.

Una característica importante es que $h(t)$ se relaciona estrechamente con la respuesta al escalón, además que se sabe que su Transformada de Laplace resulta ser la función de transferencia $H(s)$, ya que



h) Respuesta al escalón e(t).

Cuando la entrada al sistema es la función escalón, simbolizada por $\mu(t)$, la salida se representa como $e(t)$. Esta respuesta es más útil en la práctica, porque la función escalón puede realizarse en forma muy simple con un simple interruptor, además que como se ha mencionado se relaciona estrechamente con la respuesta al impulso $h(t)$, ya que corresponde a la integral simple de ésta, como se indica a continuación

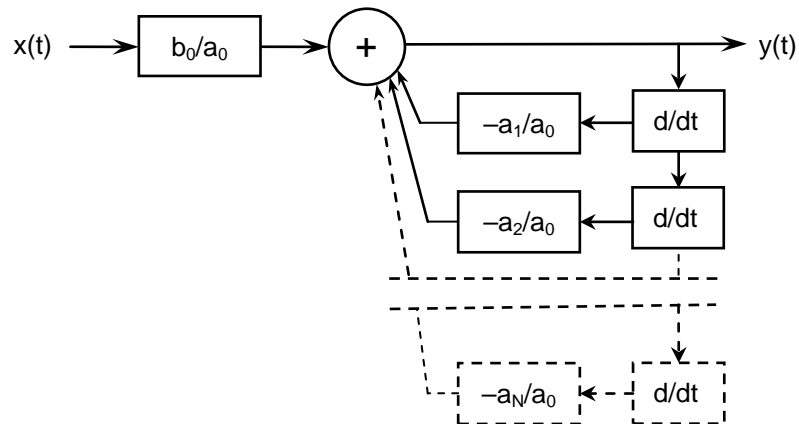


i) Diagrama de bloques.

Agrupando los términos de la ecuación diferencial original y despejando $y(t)$ se tiene

$$y(t) = \frac{b_0}{a_0}x(t) - \left[\frac{a_1}{a_0} \frac{dy(t)}{dt} + \frac{a_2}{a_0} \frac{d^2y(t)}{dt^2} + \dots + \frac{a_N}{a_0} \frac{d^Ny(t)}{dt^N} \right]$$

Esta ecuación puede representarse en un diagrama de bloques, en la siguiente forma



Aunque no se haya incluido ninguna demostración, puede apreciarse que todas estas representaciones son perfectamente equivalentes entre sí y caracterizan por completo al sistema. Esto es porque a partir de cualquiera de ellas pueden obtenerse todas y cada una de las demás mediante simples transformaciones o manipulaciones algebraicas.

EL SISTEMA IDEAL

Antes de entrar en el análisis de los sistemas en particular es conveniente considerar lo que sería óptimo disponer en un caso imaginario. Esto es muy común en el análisis de sistemas porque simplifica los procedimientos y proporciona un objetivo al que sería conveniente llegar al considerar un sistema que sea ideal. Desde este punto de vista, un sistema puede ser considerado ideal cuando para cualquier entrada $x(t)$ la salida $y(t)$ no produce ningún cambio en la forma de onda de la entrada. Esto implica que, como los únicos cambios que no modifican la forma de onda de $x(t)$ son el escalamiento (amplificación o atenuación) y el retardo (corrimiento en el tiempo), resulta que el sistema ideal tiene que representarse en la siguiente forma

$$y(t) = K x(t - T)$$

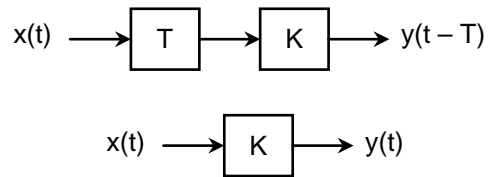
O bien

$$y(t + T) = K x(t)$$

En estas ecuaciones, K representa el escalamiento (que es mayor o menor a uno) y T el retardo (siempre mayor que cero). Por tanto, para el sistema ideal las siguientes son representaciones válidas.

- | | |
|---|---|
| a) Ecuación diferencial. | $y(t) = K x(t - T)$. Ecuación algebraica. |
| b) Plano de Laplace. | $Y(s) = K X(s) e^{-sT}$, se incluye el retardo T . |
| c) Función de transferencia $H(s)$. | $H(s) = K e^{-sT}$, se incluye el retardo T . |
| d) Polos y ceros. | No hay polos ni ceros. |
| e) Función de transferencia $H(j\omega)$. | $H(j\omega) = K e^{-j\omega T}$, se incluye el retardo T . |
| f) Respuesta en frecuencia de amplitud y de fase. | |
| En amplitud | $ H(j\omega) = K$, ancho de banda infinito. |
| Y en fase | $\angle H(j\omega) = \phi(j\omega) = -j\omega T$, la fase es lineal. |
| g) Respuesta al impulso $h(t)$. | $h(t) = K \delta(t - T)$, se incluye el retardo T . |
| h) Respuesta al escalón $e(t)$. | $e(t) = K \mu(t - T)$, se incluye el retardo T . |
| i) Diagrama de bloques. | |

Siguiendo la misma idea del caso general, aunque con menos términos en la ecuación, se obtiene lo siguiente, con y sin retardo T



En consecuencia, por estos resultados puede decirse que la respuesta en frecuencia de amplitud del sistema ideal tiene un ancho de banda infinito (porque $|H(j\omega)|$ es constante), lo que obviamente implica que no es realizable físicamente, y también que tiene una fase lineal ($\angle H(j\omega)$), la cual es una característica deseable. Por tanto, resulta ser un requisito indispensable que cualquier sistema real se comporte en una forma que se acerque lo más posible al ideal. En este sentido, el sistema más simple que en principio puede cumplir con esta condición es el sistema de orden cero, ya que resulta ser una realización concreta y aproximada del sistema ideal.

Los sistemas reales pueden cumplir parcialmente con las condiciones ideales de ancho de banda infinito y fase lineal, por lo que dependiendo de sus limitaciones resultarán de diferente orden. En este sentido el sistema de orden cero está básicamente limitado en banda, como es el caso de cualquier elemento físico como puede ser una resistencia o una capacitancia ya que el comportamiento de todos los elementos físicos cambia notablemente en altas frecuencias. Normalmente este hecho pasa desapercibido porque los demás elementos, como los semiconductores, tienen anchos de banda mucho más estrechos.

EL SISTEMA DE ORDEN CERO (N = 0)

Las ecuaciones que lo representan son las mismas que las que describen al sistema ideal, pero por tratarse de un sistema real, se encuentran varias limitaciones. La más importante de ellas se refiere a que su ancho de banda puede ser muy grande, pero siempre será finito. Además, los sistemas reales de orden cero suelen no tener un retardo apreciable, lo que implica que también pueden tener fase lineal. Por otra parte, como ya se ha visto, cualquier sistema real puede presentar una pequeña no linealidad (aunque posiblemente ésta puede ser muy pequeña, por lo que generalmente no se toma en cuenta). Las condiciones mencionadas modifican las ecuaciones correspondientes, las que quedan en la forma que se indica a continuación. En todas ellas se ha considerado el retardo y se ha utilizado el signo 'casi igual a' (\approx), ya que siempre hay que considerar las limitaciones inherentes a esta clase de sistemas, como la presencia del error o del ruido, así como su ancho de banda limitado, ya que la igualdad corresponde solamente al caso ideal.

a) Ecuación diferencial.

$$y(t) \approx K x(t). \text{ Algebraica, sin retardo.}$$

$$y(t) \approx K x(t - T), \text{ con retardo T.}$$

b) Plano de Laplace.

$$Y(s) \approx K X(s), \text{ sin retardo.}$$

$$Y(s) \approx K X(s) e^{-sT}, \text{ con retardo T.}$$

c) Función de transferencia H(s).

$$H(s) \approx K, \text{ sin retardo.}$$
$$H(s) \approx K e^{-sT}, \text{ con retardo } T.$$

d) Polos.

No hay polos.

e) Función de transferencia H(j ω).

$$H(j\omega) \approx K, \text{ sin retardo.}$$
$$H(j\omega) \approx K e^{-j\omega T}, \text{ con retardo } T.$$

f) Respuesta en frecuencia de amplitud y de fase.

En amplitud

$$|H(j\omega)| \approx K.$$

Y en fase, usualmente

$$\angle H(j\omega) = \phi(j\omega) \approx 0.$$

g) Respuesta al impulso h(t).

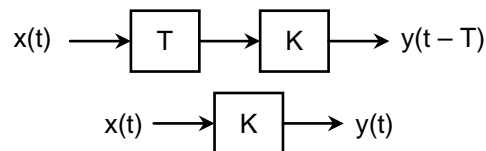
$$h(t) \approx K \delta(t), \text{ sin retardo.}$$
$$h(t) \approx K \delta(t - T), \text{ con retardo } T.$$

h) Respuesta al escalón e(t).

$$e(t) \approx K \mu(t), \text{ sin retardo.}$$
$$e(t) \approx K \mu(t - T), \text{ con retardo } T.$$

i) Diagrama de bloques.

Con y sin retardo



Como conclusión se tiene que el sistema de orden cero es el que más se aproxima al sistema ideal a pesar de sus limitaciones, ya sea con o sin retardo. Sin embargo, aunque la principal limitación se refiere a su ancho de banda finito, en cada caso práctico pueden encontrarse muchas más, por ejemplo, entre los sistemas electrónicos más comunes se tienen las capacitancias e inductancias parásitas, los efectos mecánicos, las no linealidades, el ruido y el error, entre otras. Pero, como la limitación más importante de este sistema es el ancho de banda, esto obliga a considerar que tiene una frecuencia máxima más allá de la cual se presenta distorsión, debido a la caída de la respuesta en frecuencia de amplitud, y a que la respuesta en frecuencia de fase, podría ser no lineal.

Por su parte, el sistema de primer orden se caracteriza porque no solamente tienen limitaciones de ancho de banda, sino que también su característica en frecuencia no presenta normalmente fase lineal. Un ejemplo clásico es el Amplificador Operacional cuando dispone de un circuito de retroalimentación el que le permite incrementar su ancho de banda, manteniendo una ganancia superior a uno hasta un límite dado por la frecuencia de transición fT . Sin embargo, su respuesta en frecuencia solo presenta fase aproximadamente cero a bajas frecuencias, pero a medida que esta aumenta, deja de ser lineal. A pesar de lo anterior puede tener otras limitaciones prácticas como el ruido y diversos efectos mecánicos y eléctricos que usualmente se ignoran por ser menos importantes.

EL SISTEMA DE PRIMER ORDEN (N = 1)

En este caso las ecuaciones que lo describen se resumen en las que se presentan a continuación, en las que también se ha considerado el retardo.

a) Ecuación diferencial.

Sin retardo

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

O bien

$$y(t) + \tau \frac{dy(t)}{dt} = K x(t)$$

En esta última ecuación se ha definido tácitamente a las constantes que se conocen como constante de tiempo $\tau = a_1/a_0$, y sensibilidad estática $K = b_0/a_0$.

Con retardo T

$$y(t) + \tau \frac{dy(t)}{dt} = K x(t - T)$$

Las demás representaciones de este sistema son las siguientes.

b) Plano de Laplace.

Sin retardo

$$Y(s)[1 + s\tau] = K X(s)$$

Con retardo T

$$Y(s)[1 + s\tau] = K X(s) e^{-sT}$$

c) Función de transferencia H(s).

Sin retardo

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{1 + s\tau}$$

Con retardo T

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{1 + s\tau} e^{-sT}$$

d) Polos.

Hay un solo polo real, $p_1 = 1/\tau$.

e) Función de transferencia H(j ω).

Sin retardo

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{K}{1 + j\omega\tau}$$

Con retardo T

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{K}{1 + j\omega\tau} e^{-j\omega T}$$

f) Respuesta en frecuencia de amplitud y fase.

En amplitud

$$|H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}} = \frac{K}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_x^2}}$$

Cuando esta expresión se refiere al voltaje, se tiene que para $\omega = 1/\tau = \omega_x$, la amplitud decae 3 dB o aproximadamente un 30%, ya que en tal caso $|H(j\omega_x)| = K / \sqrt{2} \approx 0.707 K$. Esto quiere decir que se trata de la frecuencia $\omega_x = \omega_{3dB}$, que es la frecuencia de corte, también conocida como de tres decibeles. Además también resulta que para la frecuencia $\omega = 0$, $|H(j\omega_x)| = K$, lo que significa que la respuesta en frecuencia de amplitud disminuye monótonicamente desde $\omega = 0$ hasta $\omega_x = \omega_{3dB}$.

A su vez, en fase se tiene

$$\angle H(j\omega) = \phi(j\omega) = \text{tg}^{-1}(-\omega\tau)$$

g) Respuesta al impulso h(t).

Sin retardo

$$h(t) = K e^{-t/\tau} \mu(t)$$

Con retardo T

$$h(t) = K e^{-(t-T)/\tau} \mu(t - T)$$

h) Respuesta al escalón e(t).

Sin retardo

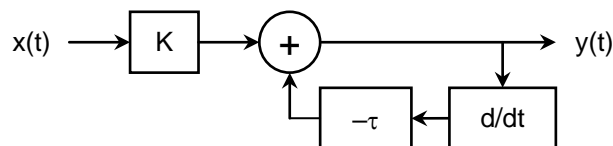
$$e(t) = K (1 - e^{-t/\tau}) \mu(t)$$

Con retardo T

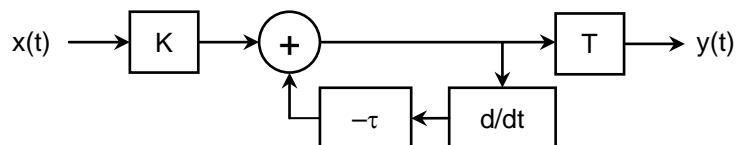
$$e(t) = K (1 - e^{-(t-T)/\tau}) \mu(t - T)$$

i) Diagrama de bloques.

Sin retardo



Con retardo T



Las gráficas de las respuestas del sistema ideal tanto en amplitud y fase como las respuestas al impulso y al escalón se presentan en la figura 1.4, mientras que en la figura 1.5 aparecen estas mismas respuestas para el sistema de primer orden. Además, en la figura 1.6 aparecen las respuestas al impulso y al escalón para ambos sistemas, esta vez, con un retardo T . En todos los casos, las respuestas están graficadas en coordenadas lineales.

Una representación común para estas figuras se realiza mejor en coordenadas logarítmicas, lo que permite definir asíntotas, las que se muestran con más detalle como líneas de trazos en la figura 1.7 a) y b). En conclusión se observa que el sistema de primer orden tiene un ancho de banda limitado como máximo por la frecuencia de corte $\omega_{3dB} = 1/\tau$, aunque en la figura se aprecia que la gráfica comienza a variar una década antes. Por tanto, aunque se aproxima al sistema ideal o al de orden cero, las representaciones en coordenadas logarítmicas muestran gráficamente estas diferencias, las que se deben a la frecuencia de corte ω_{3dB} y, por tanto, a la constante de tiempo τ .

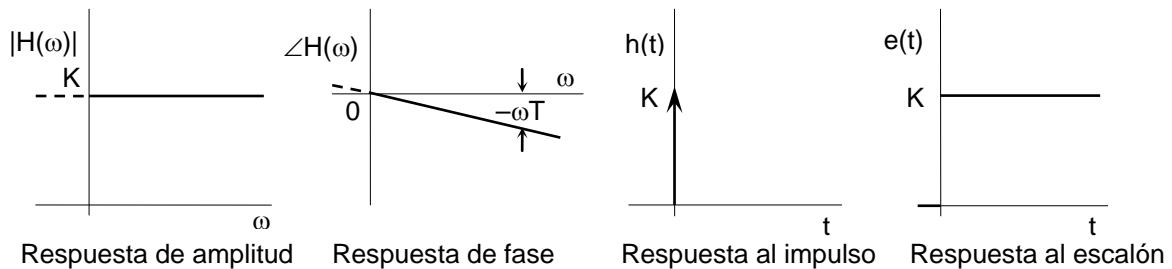


Figura 1.4 Respuestas en frecuencia de amplitud y de fase y, además, respuestas al impulso y al escalón del sistema ideal (o de orden cero, como representación real del sistema ideal).

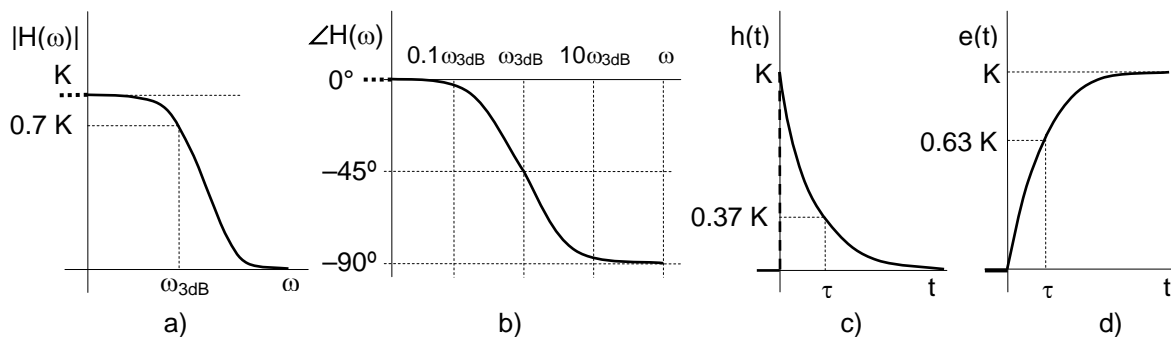


Figura 1.5 Respuestas del sistema de primer orden. a) Respuesta de amplitud. b) Respuesta de fase. c) Respuesta al impulso. d) Respuesta al escalón.

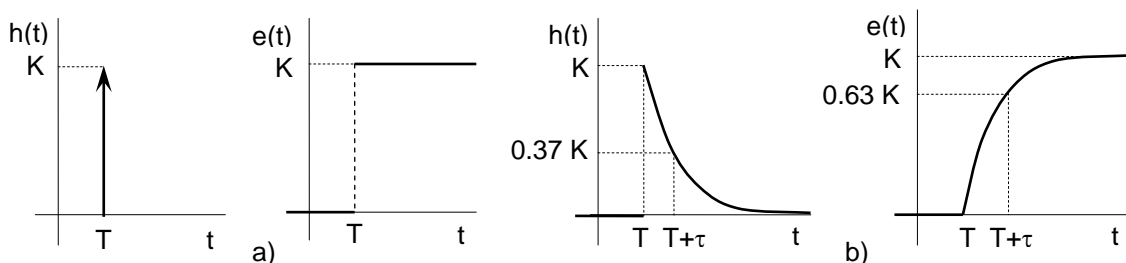


Figura 1.6 Respuestas al impulso y al escalón con un retardo T de los sistemas a) ideal (o de orden cero, como representación real del sistema ideal) y b) de primer orden.

LA DISTORSIÓN

Como se ha visto, el sistema ideal no produce cambios a la forma de onda de la señal de entrada, salvo el escalamiento y el retardo; sin embargo, en los sistemas reales pueden producirse diferentes modificaciones a esta señal que pueden alterar su forma de onda e incluso generar señales que no están presentes en la entrada. Tales cambios se denominan distorsión, la que por sus efectos puede clasificarse como distorsión lineal y no lineal.

El primer tipo de distorsión se produce porque los sistemas tienen un ancho de banda limitado, pero de acuerdo con el análisis de Fourier todas las señales pueden representarse en el dominio de la frecuencia como compuestas por una fundamental y una serie muy larga de armónicas, lo que significa que ocupan un espacio determinado en el plano de la frecuencia. Pero, como todas las armónicas deben ser tratadas sin modificación por el sistema, respetando su forma de onda, esto puede ser un problema debido a que los sistemas reales no tienen un ancho de banda infinito, lo que hace necesario que este ancho de banda sea lo suficientemente amplio como para no alterar todas o la mayor parte de las armónicas. El segundo tipo de distorsión es de una naturaleza muy diferente, como se verá más adelante.

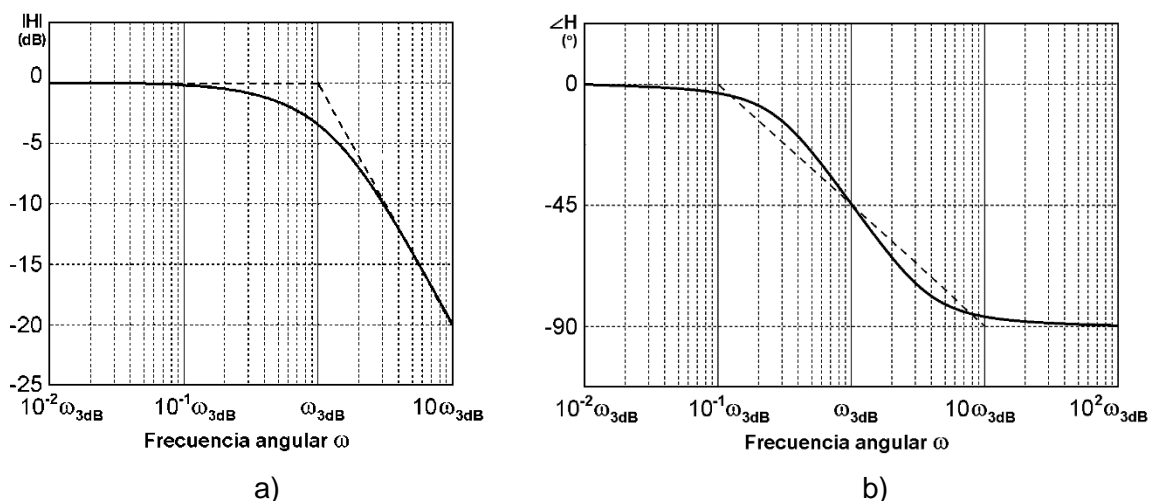


Figura 1.7 a) Detalle de la respuesta en frecuencia de amplitud $|H(j\omega)|$ (en dB) de un sistema de 1er. orden. En esta respuesta la caída es de 20 dB por década o de 6 dB por octava; b) Detalle de la respuesta en frecuencia de fase $\angle H(j\omega)$ (en grados) de un sistema de 1er. orden. La caída es de aproximadamente de 45° por década en esta respuesta.

Distorsión lineal

Para este caso debe conocerse qué tan amplio es el espectro de frecuencias de la señal $x(t)$, para lo cual son útiles las representaciones que se presentan a continuación.

a) Señales periódicas con periodo T. Estas señales pueden descomponerse en una suma de frecuencias armónicas que las representan en el dominio de la frecuencia. Esta representación está compuesta por una constante (que corresponde a la corriente

directa o frecuencia cero), una frecuencia fundamental ω_0 , que es igual a $2\pi/T$, y a una serie de n infinitas armónicas $n\omega_0$, las que definen un espectro discreto conocido como expansión en series de Fourier o Serie de Fourier (SF). La forma más simple es la que se muestra a continuación, en la cual los conjuntos $\{a_n\}$ y $\{b_n\}$ definen la magnitud de cada frecuencia, en tanto que las funciones seno y coseno definen la fase de cada una de ellas.

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos \frac{2n\pi}{T} t + b_n \operatorname{sen} \frac{2n\pi}{T} t \right] = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega_0 t)]$$

Otra representación que es equivalente a la anterior, pero que es más compacta y que incluye además a las frecuencias negativas, es la serie exponencial compleja de Fourier (SEF) que se muestra a continuación, en la que los C_n son coeficientes, con n entero.

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t}$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

En la figura 1.8 a), como ejemplo, se grafica esquemáticamente el espectro de frecuencias de amplitud de una señal periódica, en el cual el conjunto $\{|C_n|\}$ constituye los valores de las infinitas armónicas. En esta figura no se muestra el espectro de fase, porque su comportamiento está muy vinculado al del espectro de amplitud, y tampoco las frecuencias negativas, porque resulta que el espectro de todas las señales reales presenta simetría en espejo con respecto al eje vertical, sin embargo, se ha indicado una frecuencia máxima $\omega_{\text{máx}}$, que se debe elegir en forma arbitraria para limitar el espectro a un ancho de banda razonable.

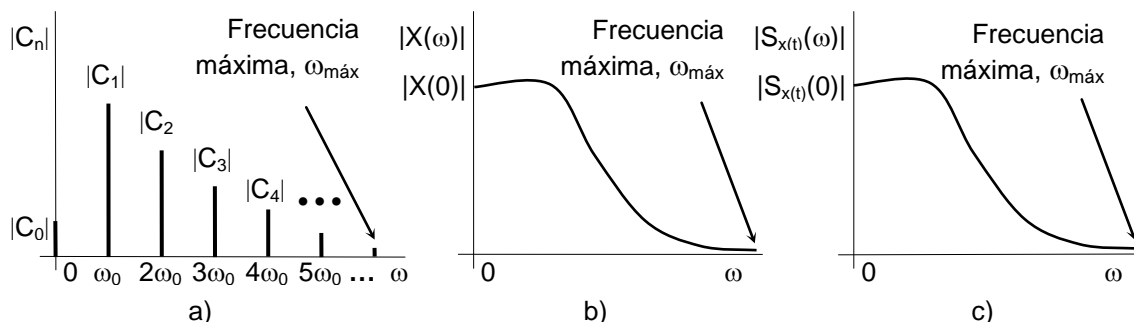


Figura 1.8 Representación de los espectros en frecuencia de amplitud y, en consecuencia, de la definición de la frecuencia máxima $\omega_{\text{máx}}$ y del ancho de banda de las señales a) periódicas, b) no periódicas o transitorias y c) aleatorias.

En Ingeniería Biomédica la señal que presenta características que más se aproximan a la periodicidad es la señal de ECG, aunque presenta variaciones aleatorias importantes ya que no es periódica. Por tal razón, cuando se quiere representarla en forma periódica

puede perderse información importante relativa a la variabilidad cardiaca. Sin embargo, si se obtiene el espectro en Serie de Fourier de un solo periodo, resulta un ancho de banda de 100 a 200 Hz, por lo que para no perder información se necesitaría que fuera digitalizada respetando el Teorema del Muestreo. Esto significa que hay que usar una frecuencia de muestreo de 500 Hz o más, aunque se ha demostrado que es posible utilizar filtros con frecuencias de corte más bajas y a pesar de ello cumplir con los propósitos de diagnóstico y monitoreo. Este comentario también es válido cuando se calcula la Densidad Espectral $[S_{x(t)}(\omega)]$, como señal aleatoria, lo que se indica más adelante en el caso c) Señales aleatorias. Las señales realmente periódicas más conocidas son, por ejemplo, las de tipo senoidal y los trenes de pulsos.

b) Señales no periódicas y transitorias. Este tipo de señales también se representa en la frecuencia por medio de su espectro con la Transformada de Fourier (TF), simbolizada como $X(\omega)$, que ahora es una función de ω distinta de la anterior ya que es continua, pero que también ocupa un determinado espectro conocido, como aparece en la figura 1.8 b).

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} dt$$

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$

La diferencia con la SF anterior radica en que en este caso el espectro de amplitud no es discreto, sino que es una función continua, como se aprecia en la figura 1.8 b), al mismo tiempo que se indica una frecuencia máxima arbitraria como en el caso anterior.

Estas señales presentan valores diferentes de cero solo durante un breve intervalo de tiempo y después de éste tienden asintóticamente a cero. Por tanto, las no periódicas y transitorias más conocidas son los pulsos y las respuestas al impulso de los sistemas lineales e invariantes en el tiempo $h(t)$. En Biomédica se presentan algunos casos específicos como las respuestas celulares o potenciales de acción de células excitables y los Potenciales Evocados

c) Señales aleatorias. Estas señales no son predecibles por su naturaleza, pero también pueden representarse en el dominio de la frecuencia mediante su Densidad Espectral $S(\omega)_{x(t)}$, la que se obtiene por medio de la Transformada de Fourier de su función de autocorrelación $R_{x(t)x(t)}$, tal como se muestra en la figura 1.8 c). Las definiciones de $S(\omega)_{x(t)}$ y $R_{xx}(t)$ son las siguientes

$$S(\omega)_{x(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(t) x(t) e^{-j\omega t} dt$$

$$R_{xx}(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T x(t)x(t + \tau) dt$$

Estas representaciones implican que en el dominio de la frecuencia todas las señales reales de cualquier tipo ocupan un determinado intervalo de frecuencias que, debido a las definiciones y a los resultados de éstas, tienden asintóticamente a cero cuando ω tiende a infinito. Por consiguiente, resulta que siempre es posible definir en forma

arbitraria una frecuencia máxima $\omega_{\text{máx}}$ cuando la representación correspondiente $[\{\omega, C_n\}, X(\omega), \text{ o bien } S_{x(t)}(\omega)]$ se aproxima a cero, como se aprecia en la figura 1.8 para los tres casos. Esto es posible porque al truncar la serie o la función correspondiente solo se pierde una pequeña parte de la potencia de la señal lo que no altera significativamente el resultado, pero esta estrategia permite su manejo como señal de banda limitada y en esta forma se ignora la distorsión de las armónicas menos importantes, sin menoscabo de las demás. También debe notarse que todos los espectros tienen la forma de sistemas de banda limitada como si fueran filtros pasa bajas.

Por último, en la realidad, prácticamente todas las señales biomédicas tienen un carácter aleatorio ya que son el resultado de la actividad de procesos estocásticos del organismo. Por tanto las señales que caen en esta clasificación son todas las que se refieren a la actividad eléctrica como EEG, ECG y similares, además de otras señales no eléctricas como los sonidos pulmonares y cardiacos, las que se analizarán en el siguiente capítulo.

Distorsión no lineal

La distorsión no lineal, en cambio, trastoca completamente la señal de entrada ya que introduce en la salida señales o frecuencias que no están en la entrada. Tal distorsión es muy común en los sistemas no lineales, como es el caso del circuito rectificador, aunque también se suele presentar en niveles muy pequeños en casi todos los sistemas reales. Lo anterior se debe a pequeñas no linealidades que pueden existir en el sistema, por lo que usualmente en estos casos se trata de minimizarla, o se le da muy poca o ninguna importancia, lo que depende de su magnitud. Un ejemplo clásico de distorsión no lineal lo constituye el sistema $y(t) = K x(t)^2$, ya que si por ejemplo $x(t)$ es una senoidal, se tiene lo siguiente

$$x(t) = A \text{ sen}(\omega_0 t)$$

con lo que resulta

$$y(t) = K A^2 \text{ sen}^2(\omega_0 t) = \frac{A^2 K}{2} [1 - \cos(2\omega_0 t)] = \frac{A^2 K}{2} - \frac{A^2 K}{2} \cos(2\omega_0 t)$$

El resultado demuestra claramente que en la salida $y(t)$ hay una componente de frecuencia cero (corriente directa), dada por $A^2 K/2$, y una frecuencia cosenoidal del doble de la frecuencia de la señal de entrada, ninguna de las cuales está presente en la entrada. Generalizando, resultados de este tipo se presentan en todos los sistemas no lineales, por lo que no siempre son apropiados para medir o procesar señales. A pesar de que los sistemas lineales no presentan idealmente este tipo de distorsión, en la práctica todos los sistemas reales lo hacen, aunque en proporciones muy pequeñas, que usualmente no significan alterar los resultados en forma significativa. Por tal razón normalmente no suelen tomarse en cuenta.

ANCHO DE BANDA DE 3 dB

Para representar magnitudes y frecuencias que tienen una variación extrema se utilizan coordenadas logarítmicas porque con ellas pueden dibujarse las respuestas en frecuencia en gráficas lineales, definiendo las variaciones de potencia y de voltaje en decibeles (dB) mediante las siguientes ecuaciones

$$\text{Caída de potencia} = \Delta P = 10 \log \frac{\text{potencia a la frecuencia } x (P_x)}{\text{potencia a las frecuencias centrales del espectro } (P_m)}$$

$$\text{Caída de potencia} = \Delta P = 10 \log \frac{P_x}{P_m} \text{ [dB]}$$

Se considera como frecuencias centrales del espectro las que representan los mayores valores de la potencia de la señal, las cuales se encuentran normalmente en el centro del espectro. Por otra parte, cuando se trata del voltaje V se deduce una ecuación similar, aunque ésta sólo es exacta cuando se considera la misma resistencia R para la frecuencia x que para las frecuencias centrales, lo que suele ser el caso más común. Entonces, como la potencia está dada por $P = V^2/R$,

$$\text{Caída de voltaje} = \Delta V = 10 \log \frac{V_x^2/R}{V_m^2/R}$$

$$\text{Caída de voltaje} = 20 \log \frac{\text{voltaje a la frecuencia } x (V_x)}{\text{voltaje a las frecuencias centrales del espectro } (V_m)}$$

$$\text{Caída de voltaje} = \Delta V = 20 \log \frac{V_x}{V_m} \text{ [dB]}$$

Normalmente se denomina frecuencia de corte superior de la respuesta en frecuencia de un sistema al punto en el cual la potencia de salida disminuye a la mitad con respecto a la potencia que la salida presenta a las frecuencias centrales del espectro o del ancho de banda. Expresado en decibeles esto implica que, a las frecuencias que definen estas caídas, la potencia ha disminuido aproximadamente 3 dB, ya que $10 \log(1/2) \approx -3$ dB. En general, los sistemas biomédicos pueden trabajar con frecuencias muy bajas, inclusive corriente directa, por lo que no siempre tienen una frecuencia de corte inferior similar a la frecuencia de corte superior. Lo anterior significa que la frecuencia de corte superior también es conocida como frecuencia de tres decibeles o ancho de banda de 3 decibeles.

En consecuencia, a la frecuencia que define el ancho de banda de 3 dB, el voltaje también ha caído, aunque su caída es tan sólo del 30%, en lugar del 50% de la potencia, ya que en este caso $20 \log(0.7) \approx -3$. Por esta gran variación de la amplitud, en instrumentación el ancho de banda de 3 dB (ω_{3dB}) no es útil para medir o procesar señales, porque una pérdida del 30% en el voltaje no es admisible para efectuar estos procesos, ya que el error se elevaría a niveles muy altos. Por lo tanto, como se verá más adelante, el ancho de banda que es útil en instrumentación biomédica, se denominará ω_{INS} , el que debe ser compatible con el máximo error aceptable por el instrumento, lo que es importante para limitar el error de la medición o del procesamiento.

Ganancia por ancho de banda del sistema de primer orden

En la zona cercana inferior o superior a la frecuencia de tres decibeles el sistema comienza a disminuir su ganancia. Por esta razón, estas frecuencias no son útiles para su uso en instrumentación. Sin embargo, resulta que el producto ganancia por ancho de banda de este sistema es constante, cuando se tiene que $\omega^2 \tau^2 = \omega^2 / \omega_{3dB}^2 \gg 1$, lo que tiene una importante aplicación. Entonces, para $\omega^2 / \omega_{3dB}^2 \ll 1$,

$$\text{Ganancia} \times \text{ancho de banda} = \frac{K \times \omega_{3dB}}{\sqrt{1 + \omega^2 / \omega_{3dB}^2}} \approx K \times \omega_{3dB}$$

Y para un nuevo valor de Ganancia con $W \gg \omega_{3dB}$

$$\text{Ganancia} \times \text{ancho de banda} = \frac{K}{\sqrt{1 + W^2/\omega_{3dB}^2}} \times W \approx K \times \omega_{3dB}$$

Esto significa que la ganancia y el ancho de banda del sistema de primer orden pueden ajustarse en forma arbitraria utilizando la realimentación adecuada, como se muestra en la figura 1.9. Con esta estrategia se logra disminuir su ganancia y en consecuencia aumentar su ancho de banda en forma aproximadamente proporcional, de acuerdo con las necesidades del sistema en cuestión, lo cual es muy útil en los circuitos que utilizan amplificadores operacionales.

ANCHO DE BANDA DE INSTRUMENTACIÓN

Como se observa claramente en la figura 1.7 a), para la respuesta en frecuencia de amplitud en coordenadas logarítmicas, la gráfica se comienza a alejar de la asíntota desde la década anterior a la frecuencia de corte ω_{3dB} . Como se ha dicho, esto implica un aumento del error que en ω_{3dB} llega a los 3 dB dentro del ancho de banda clásico, lo que alcanza hasta un 30%. Como se trata de una situación no deseada para este sistema, la frecuencia máxima a la que pueden procesarse señales o tomarse mediciones sin distorsión dependerá del máximo error aceptable, la que se denomina frecuencia de instrumentación, ω_{INS} .

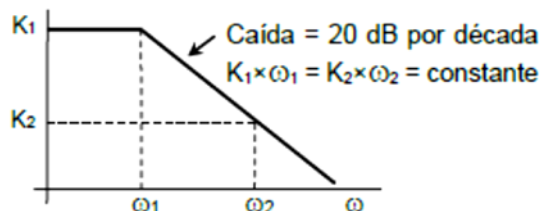


Figura 1.9. Ganancia por ancho de banda constante de un amplificador operacional.

Por otra parte, en la figura 1.7 b) se aprecia que la respuesta en frecuencia de fase en coordenadas logarítmicas, $\angle H(j\omega)$, tiene un comportamiento que se aproxima al lineal solamente hasta $0.1 \omega_{3dB}$, pero que es muy no lineal cerca de la frecuencia de corte de tres decibeles y también para valores mayores.

En el caso del sistema de primer orden, la Tabla 1 indica cuál sería la frecuencia ω_{INS} para cada nivel de error. Algo similar puede decirse de la respuesta de fase, ya que en la figura 1.7 b) se nota que la curva se aleja de la fase cero y aunque en un principio parece lineal, se convierte en no lineal en las proximidades de $0.1 \omega_{3dB}$.

En consecuencia, de la Tabla 1 se deduce que el sistema de primer orden no es el sistema más adecuado para que pueda utilizarse todo su ancho de banda clásico cuando se requiere procesar o medir una señal con un mínimo de distorsión, ya que si (por ejemplo) el error máximo aceptable es del 1%, su ancho de banda útil llega a ser de alrededor del 15% del ancho de banda de tres decibeles. Si se procesa o se mide una señal cuya frecuencia

fundamental o sus armónicas más altas superan el ancho de banda de instrumentación, necesariamente se tendrá distorsión, aunque ésta puede ser muy pequeña en la práctica. En la figura 1.10 se comprueba, sin pérdida de generalidad, el efecto de disminución del ancho de banda de instrumentación ω_{INS} cuando el máximo error aceptable se reduce.

Tabla 1. Máximo ancho de banda de instrumentación (ω_{INS}) en función de ω_{3dB} para el máximo error aceptable en el instrumento (sin tomar en cuenta otras fuentes de error).

$ H(s) $	Error absoluto	Máximo error (%)	ω_{INS}	dB
0.708	0.292	29.2	ω_{3dB}	-3
0.794	0.206	20.6	$0.765 \omega_{3dB}$	-2
0.891	0.109	10.9	$0.509 \omega_{3dB}$	-1
0.9	0.1	10	$0.484 \omega_{3dB}$	-0.915
0.95	0.05	5	$0.329 \omega_{3dB}$	-0.446
0.98	0.02	2	$0.203 \omega_{3dB}$	-0.175
0.99	0.01	1	$0.142 \omega_{3dB}$	-0.0873
0.999	0.001	0.1	$0.045 \omega_{3dB}$	-0.00869
0.9999	0.0001	0.01	$0.014 \omega_{3dB}$	-0.00087

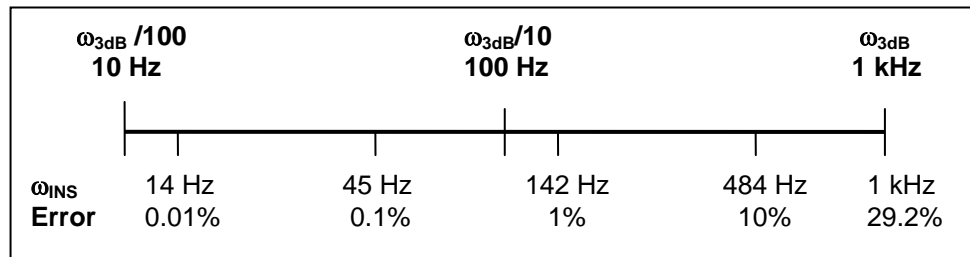


Figura 1.10 Efecto de la disminución del ancho de banda de instrumentación por la reducción del máximo error aceptable suponiendo, sin pérdida de generalidad, que $\omega_{3dB} = 1$ kHz.

EL SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN (N = 2)

Las ecuaciones que representan a este sistema son las siguientes.

a) Ecuación diferencial.

Sin retardo

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

Con retardo T

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

b) Plano de Laplace.

Sin retardo

$$Y(s) \left[1 + s \frac{a_1}{a_0} + s^2 \frac{a_2}{a_0} \right] = \frac{b_0}{a_0} X(s)$$

Con retardo T

$$Y(s) \left[1 + s \frac{a_1}{a_0} + s^2 \frac{a_2}{a_0} \right] = \frac{b_0}{a_0} X(s) e^{-sT}$$

c) Función de transferencia H(s).

Sin retardo

$$H(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{\frac{b_0}{a_0}}{1 + s \frac{a_1}{a_0} + s^2 \frac{a_2}{a_0}}$$

O bien

$$H(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{K}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$$

En esta última ecuación se han definido tácitamente estos tres parámetros

$$K = \frac{b_0}{a_0} = \text{sensibilidad estática,}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} = \text{frecuencia natural, y}$$

$$\zeta = 0.5 \frac{a_1}{\sqrt{a_0 a_2}} = \text{coeficiente de amortiguación.}$$

Para el caso con retardo T

$$H(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{K}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} e^{-sT}$$

d) Polos.

Hay dos polos, los que pueden tener diferente carácter, ya que al acomodar los términos de la ecuación de H(s) queda

$$H(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Con este resultado resulta obvio que los polos son de diferente carácter. Esto es porque el denominador de la función de transferencia H(s), el cual constituye la ecuación característica, puede factorizarse resolviendo la siguiente ecuación

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

En consecuencia, como es una ecuación de segundo grado, puede descomponerse en dos factores que dependen de las raíces de la ecuación característica, las que determinan dos polos de $H(j\omega)$. Estos factores son

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$$

O sea

$$H(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{K\omega_n^2}{\left[s + \left(\zeta\omega_n + \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \right) \right] \left[s + \left(\zeta\omega_n - \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \right) \right]}$$

De este resultado se deducen los tres casos siguientes que se ilustran en la figura 1.11:

- Dos raíces complejas conjugadas,
- Dos raíces reales iguales, y
- Dos raíces reales diferentes, lo que depende del valor de ζ .

Si $\zeta < 1$. Las raíces son complejas conjugadas, ya que $\zeta^2 - 1 < 0$. En este caso el sistema se denomina sub amortiguado.

Si $\zeta = 1$. Las raíces son reales e iguales, porque $p_{1,2} = -\omega_n$. Por ser el límite de los otros dos casos, el sistema se denomina críticamente amortiguado.

Si $\zeta > 1$. Las raíces son reales y diferentes. Como $\zeta^2 - 1 > 0$, no se presentan oscilaciones y el sistema se denomina sobre amortiguado.

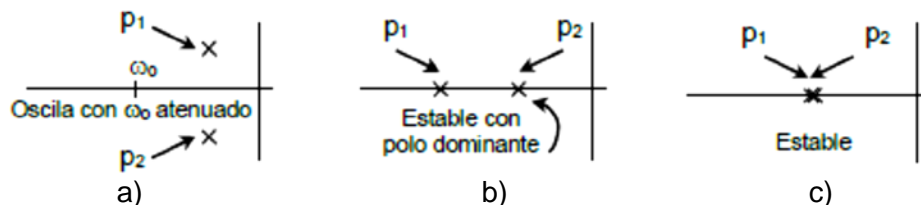


Figura 1.11 Tres casos de las raíces de la ecuación característica; a) complejas conjugadas, condición no deseada para instrumentación; b) reales y diferentes; c) reales e iguales.

Caso raíces reales diferentes

Es importante notar que cuando las raíces son reales, el sistema de segundo orden puede considerarse como equivalente a dos sistemas de primer orden en cascada, lo que lleva a considerar la ubicación de los polos. De hecho, cuando son raíces reales diferentes, se tendrán dos polos que determinarán dos frecuencias de corte diferentes, una de las cuales será la que se ubicará en la zona en la cual la respuesta ya ha caído más de 3 dB, porque necesariamente es mayor que la otra. Por esta razón, su influencia en el sistema es menor y puede llegar a ser prácticamente cero, dependiendo de su posición en el eje real, por lo que ya no importará su frecuencia de corte. Esto significa que el polo que determina la frecuencia inferior es el polo dominante del sistema sobre amortiguado.

En consecuencia, considerando dos sistemas de primer orden en cascada, $H(s)_1$ y $H(s)_2$, para el $H(s) = H(s)_1 \times H(s)_2$ resultante se tiene

$$H(s) = \frac{k}{1 + s\tau_1} \times \frac{k}{1 + s\tau_2} = \frac{k^2}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)} = \frac{K}{1 + (\tau_1 + \tau_2)s + \tau_1\tau_2s^2}$$

Donde se deduce que, como en cualquier sistema clásico de segundo orden,

$$\begin{aligned} K &= k^2, \\ \omega_n^2 &= 1/(\tau_1\tau_2), \\ 2\zeta/\omega_n &= \tau_1 + \tau_2, \\ \zeta &= \frac{1}{2} (\sqrt{\tau_1/\tau_2} + \sqrt{\tau_2/\tau_1}). \end{aligned}$$

Caso raíces reales iguales

Para el siguiente caso, en el cual ambos polos son iguales, resulta que si se consideran como dos sistemas de primer orden iguales en cascada $H(s)_1$ que tienen la misma frecuencia de corte, se obtiene

$$H(s) = H(s)_1 \times H(s)_1 = \frac{k}{1 + s\tau} \times \frac{k}{1 + s\tau} = \frac{k^2}{1 + 2s\tau + s^2\tau^2} = \frac{K}{1 + 2s\tau + s^2\tau^2}$$

Esto significa, siguiendo la lógica del caso anterior, que $K = k^2$, $\omega_n = 1/\tau$ y además que $\zeta = 1$. Por otra parte, como ambos sistemas de primer orden son iguales, sus respuestas se atenúan en la misma proporción en las proximidades de ω_n , por lo que la frecuencia de corte de 3 dB (ω_{3dB}) tiene que disminuir por debajo de su valor, ya que en este caso la atenuación es aproximadamente 50% en $\omega_n = 1/\tau$. Entonces, la pendiente de la asíntota de caída lo hace ahora a 12 dB por octava o a 40 dB por década.

Caso raíces complejas conjugadas

Finalmente, cuando $\zeta < 1$, las raíces son complejas conjugadas, lo cual implica que el sistema se encuentra en una condición favorable para la inestabilidad por lo que esta circunstancia hace que el sistema experimente una ligera tendencia a oscilar y se le denomine sub amortiguado.

Los tres casos anteriores para ζ , tienen impacto en los resultados que se relacionan a continuación.

e) Función de transferencia $H(j\omega)$.

Sin retardo

$$H(j\omega) = \frac{X(j\omega)}{Y(j\omega)} = \frac{K}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} \omega + \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}$$

Con retardo T

$$H(j\omega) = \frac{X(j\omega)}{Y(j\omega)} = \frac{K}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} \omega + \frac{\omega^2}{\omega_n^2}} e^{-j\omega T}$$

Si el denominador se normaliza utilizando $\Omega = \omega/\omega_n$, se observa claramente que estas funciones están determinadas exclusivamente por ζ , la que también define los siguientes resultados para la respuesta en frecuencia.

Sin retardo

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 + 2j\zeta\Omega - \Omega^2}$$

Y con retardo T

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 + 2j\zeta\Omega - \Omega^2} e^{-j\omega T}$$

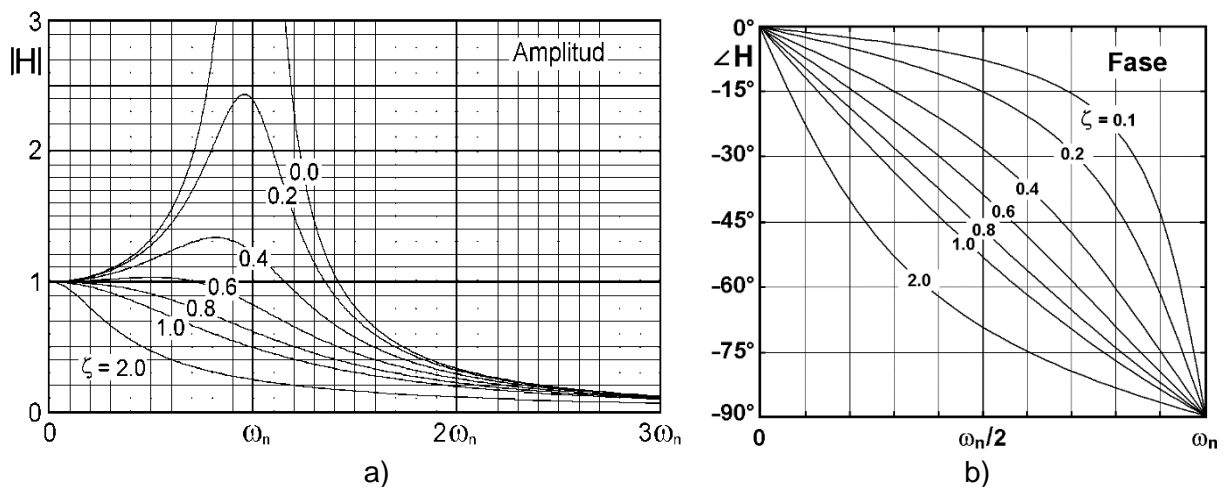


Figura 1.12 Respuesta a) en frecuencia de amplitud y b) de fase normalizadas del sistema de segundo orden.

f) Respuestas en frecuencia de amplitud y de fase.

A partir de los resultados anteriores se obtienen los siguientes casos.

Para $\zeta < 1$ y $\zeta > 1$. En ambos casos resulta

$$|H(\Omega)| = \frac{K}{\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + 4\zeta^2\Omega^2}}$$

Y la fase queda

$$\angle H(\Omega) = -\text{tg}^{-1} \frac{2\zeta\Omega}{|1 - \Omega^2|}$$

Para $\zeta = 1$. Los resultados se simplifican, ya que

$$|H(\Omega)| = \frac{K}{\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + 4\Omega^2}} = \frac{K}{(1 + \Omega^2)^2}$$

Y para la fase

$$\angle H(\Omega) = -\text{tg}^{-1} \frac{2\Omega}{|1 - \Omega^2|}$$

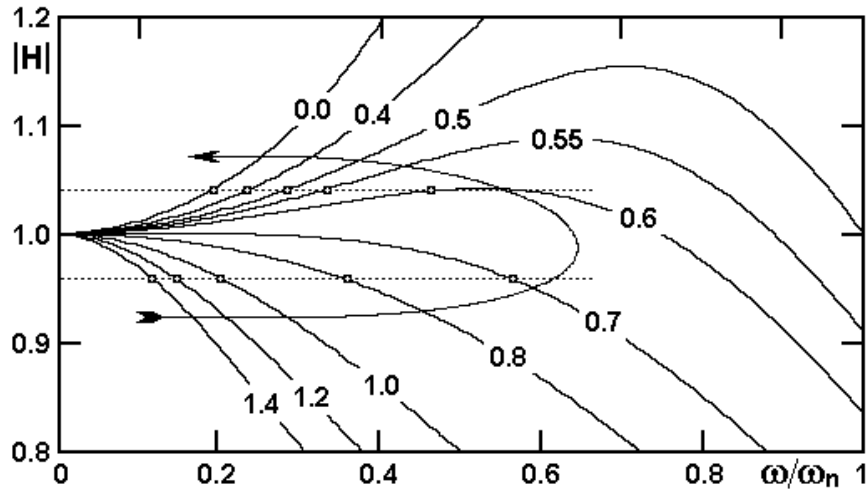


Figura 1.13 Variación del ancho de banda de instrumentación del sistema de segundo orden ω_{INS} con un error máximo aceptable del 4%, según el valor de ζ .

Las respuestas en frecuencia de amplitud y fase pueden graficarse sin pérdida de generalidad usando $K = 1$ y considerando a ζ como el parámetro que controla cada respuesta. En la figura 1.12 a) y b) se muestran estas gráficas, en las que se nota que dependiendo de ζ , el comportamiento de ellas es muy variable. De hecho, en la figura 1.13 se observa claramente que con la variación de ζ el ancho de banda útil de la respuesta de amplitud, o ancho de banda de instrumentación, depende estrechamente de este parámetro. Asimismo, en la figura 1.12 es evidente que la respuesta de fase presenta no linealidades en la forma de arcos de circunferencia con curvaturas hacia arriba y hacia abajo, aunque entre estos dos tipos de arcos hay curvas que tienden a la linealidad.

De estas gráficas se deduce que tiene que haber un valor óptimo de ζ para que exista un ancho de banda de instrumentación óptimo o máximo. Esta circunstancia se observa en la figura 1.13, en la cual para un valor aceptable de error (sin pérdida de generalidad, por ejemplo, del 4%), el ancho de banda ω_{INS} aumenta cuando ζ varía desde 1.4 a 0.7, pero disminuye cuando varía desde 0.7 a cero.

Lo anterior implica que debe haber un valor óptimo de ζ para tener un valor máximo de ω_{INS} el cual debe encontrarse aproximadamente entre 0.6 y 0.7, de acuerdo con la figura 1.13. A pesar de que esta figura muestra el caso de un error del 4%, es evidente que esta situación es válida para cualquier valor del error debido a la dispersión que presentan las curvas.

Siguiendo una idea similar, en la figura 1.12 a) puede verse que entre 0 y ω_n la respuesta es más lineal cuando ζ varía entre 0.6 y 0.8. Un análisis más detallado demuestra que para el

máximo ancho de banda de instrumentación la fase cumple con la condición ideal de fase lineal.

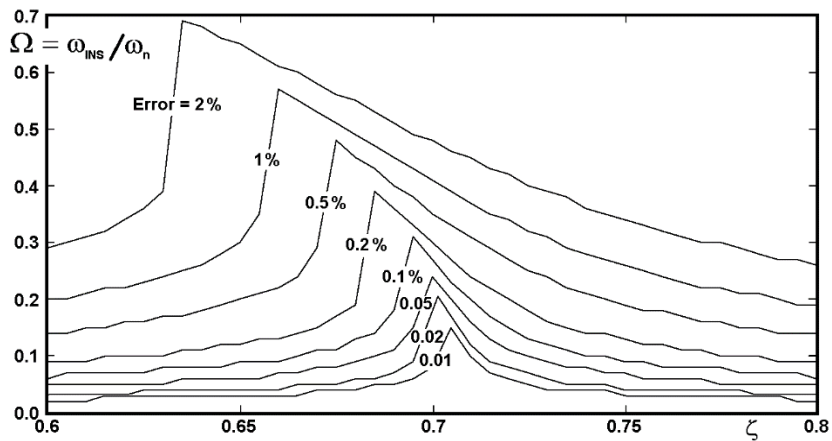


Figura 1.14 Valores del ancho de banda de instrumentación normalizado (Ω) para diferentes niveles del error y del factor de amortiguación ζ .

En la figura 1.14 se muestra con más detalle el efecto que las variaciones del error y del coeficiente de amortiguación tienen en el ancho de banda de instrumentación normalizado. Destaca el hecho que existe un cambio abrupto antes del valor máximo el cual se debe a que antes de dicho máximo la curva corta el nivel del máximo error en $|H| + \text{error}$ (es el caso $\zeta = 0.6$ de la figura 1.13), pero con un pequeño incremento de ζ la curva corta dicho nivel en $|H| - \text{error}$ (es el caso $\zeta = 0.7$ de la misma figura). Además los picos máximos corresponden al máximo ancho de banda posible para cada valor del error máximo aceptable, los cuales determinan el factor de amortiguación óptimo que oscila aproximadamente entre 0.66 y 0.71 para errores menores o iguales al 1%.

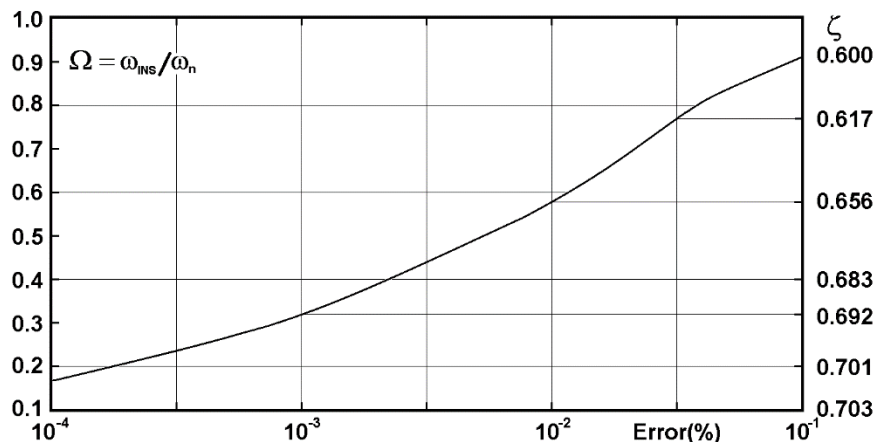


Figura 1.15 Relación entre la Máxima Frecuencia de Instrumentación normalizada (Ω), el Máximo Error Aceptable (en porcentaje) y el Factor de Amortiguación Óptimo (ζ).

En la figura 1.15 se comprueba que a medida que el error porcentual disminuye, también lo hace el máximo ancho de banda de instrumentación normalizado (Ω), resultando que para los errores más pequeños este ancho de banda disminuye drásticamente. Por el contrario, en la figura 1.16 se tiene que el factor de amortiguación ζ aumenta ligeramente con la disminución tanto del máximo ancho de banda de instrumentación como del máximo error aceptable, manteniéndose entre 0.6 y 0.71 aproximadamente, lo que también se aprecia en la figura 1.14. Además, en todas estas relaciones los parámetros analizados se comportan en forma no lineal.

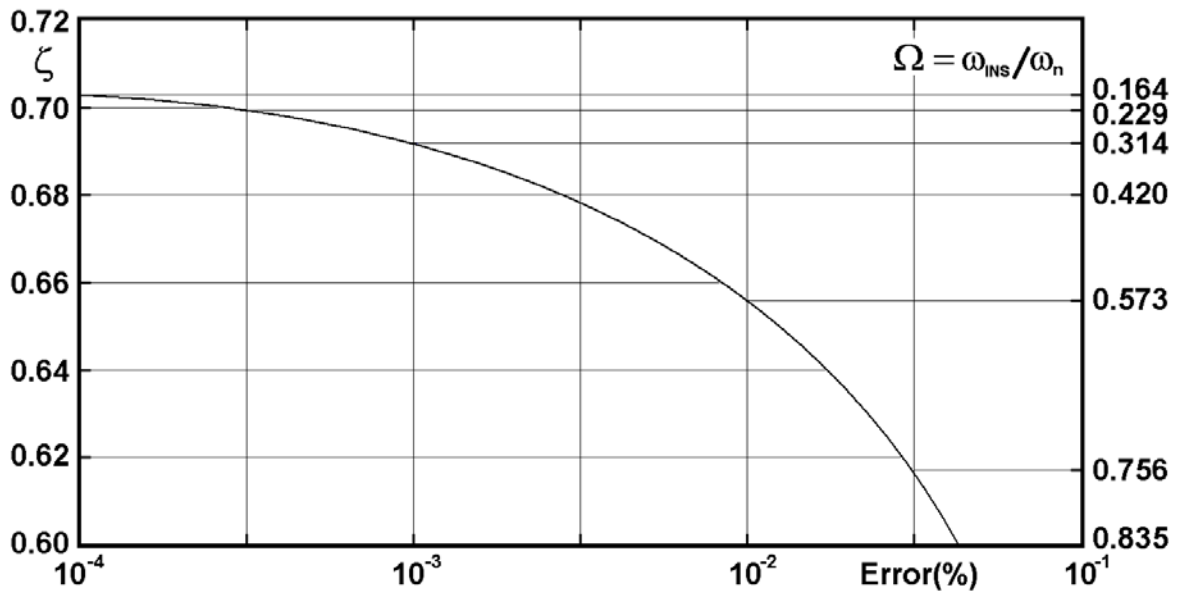


Figura 1.16 Relación entre el Factor de Amortiguación Óptimo (ζ), el Máximo Error Aceptable (en porcentaje) y la Máxima Frecuencia de Instrumentación normalizada (Ω).

g) Respuesta al impulso $h(t)$.

Debido a que la ecuación característica tiene tres soluciones posibles dependiendo de ζ , lo que se debe a que la ecuación característica es de segundo grado, la respuesta al impulso del sistema de segundo orden queda en función de ζ . Para simplificar las ecuaciones que siguen, no se considerará el retardo, todas son válidas para $t > 0$ y cuando corresponda se usarán las definiciones que se detallan a continuación.

Parte imaginaria de los polos complejos o frecuencia natural amortiguada

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$

Parte real de los polos complejos

$$\sigma = \zeta \omega_n$$

Para $\zeta < 1$. Sistema sub amortiguado

$$h(t) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\sigma t} \text{sen}(\omega_d t)$$

Para $\zeta = 1$. Sistema críticamente amortiguado

$$h(t) = \omega_n^2 t e^{-\omega_n t}$$

Para $\zeta > 1$. Sistema sobre amortiguado

$$h(t) = \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \left[e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} - e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} \right]$$

Como ya se ha visto, en este último caso se trata de dos raíces reales diferentes por lo que una de ellas necesariamente tiene el polo más próximo a cero. Por ejemplo, si se tiene $\omega_1 < \omega_2$ (por lo que $\tau_1 > \tau_2$) esto significa que ω_1 (o τ_1) determinarán la primera frecuencia de corte, o sea, se trata del polo dominante. Aunque debe recordarse que en este caso tanto τ_1 como τ_2 determinan el valor de ζ , ya que en este caso resulta que $\zeta = \frac{1}{2} (\sqrt{\tau_1/\tau_2} + \sqrt{\tau_2/\tau_1})$, lo que significa que cuando la frecuencia más baja permanece constante, mientras más alejados estén los polos entre sí, mayor será el valor de ζ , en tanto que la frecuencia ω_n será menor porque $\omega_n = 1/\sqrt{\tau_2/\tau_1}$. A su vez la frecuencia ω_{3dB} será también cada vez menor, conservándose siempre la desigualdad $\omega_{3dB} < \omega_n$.

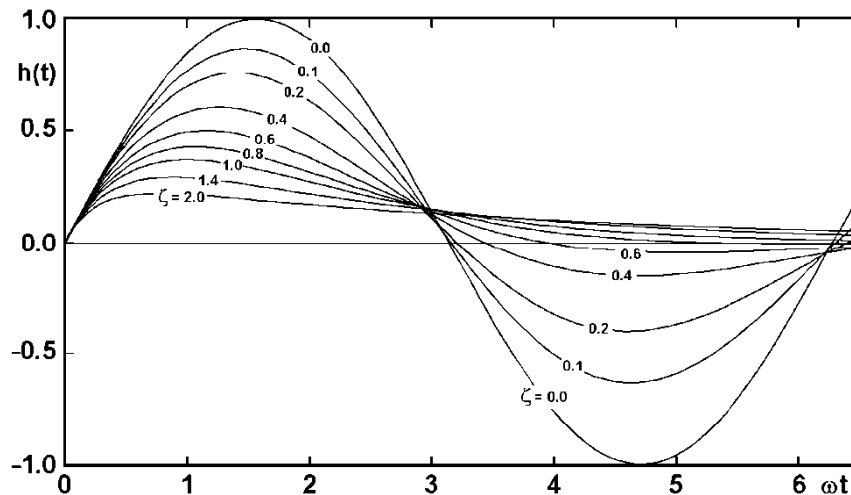


Figura 1.17 Respuesta al impulso del sistema de segundo orden. Sobre amortiguado para $\zeta > 1$, amortiguamiento crítico para $\zeta = 1$ y sub amortiguado para $\zeta < 1$.

En principio, mientras mayor es la diferencia entre ambos polos, aparentemente más se aproximará esta respuesta a la del sistema de primer orden, aunque la variación de ζ impide que se alcance la completa igualdad, ya que la diferencia entre ellos implica que el valor de ζ se modifica porque los polos están dados por

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$$

Y la diferencia es

$$p_1 - p_2 = 2\omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}.$$

Estos detalles pueden comprobarse observando con cuidado las ecuaciones y las figuras correspondientes. Por ejemplo, en la figura 1.17 se comprueba que, debido a las oscilaciones, la respuesta más rápida al impulso del sistema sub amortiguado no se presenta para $\zeta < 0.6$, pero que empieza a mejorar a medida que ζ crece, aunque luego se hace más lenta cuando ζ continua creciendo por encima de 0.8, lo que nuevamente denota la existencia de un valor óptimo. Un análisis más detallado indica claramente que la respuesta más rápida al escalón se encuentra para $0.6 < \zeta < 0.7$, en forma similar al ancho de banda óptimo, aunque esto también depende del máximo error aceptable del valor final de la respuesta, ya que en la figura se aprecia que esta respuesta tiende asintóticamente a cero.

h) Respuesta al escalón $e(t)$.

Para $\zeta < 1$. Sub amortiguado

$$e(t) = 1 - \frac{e^{-\sigma t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \operatorname{sen} \left(\omega_d t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}}{\zeta} \right)$$

Para $\zeta = 1$. Críticamente amortiguado

$$e(t) = 1 - e^{-\omega_n t}(1 + \omega_n t)$$

Para $\zeta > 1$. Sobre amortiguado

$$e(t) = 1 + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} - \frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t}$$

Aunque la respuesta al impulso $\delta(t)$ tiene gran importancia porque su transformada de Laplace es $H(s)$, en la práctica resulta más fácil generar en el laboratorio una señal escalón $\mu(t)$. Sin embargo, en la figura 1.18 para la respuesta a escalón también se aprecia que los valores óptimos de ζ para una respuesta rápida se encuentran para ζ mayor a 0.6. Debe notarse, además, que en ambos casos el valor óptimo depende de la máxima tolerancia del valor final, porque en este caso todas estas respuestas tienden asintóticamente a uno.

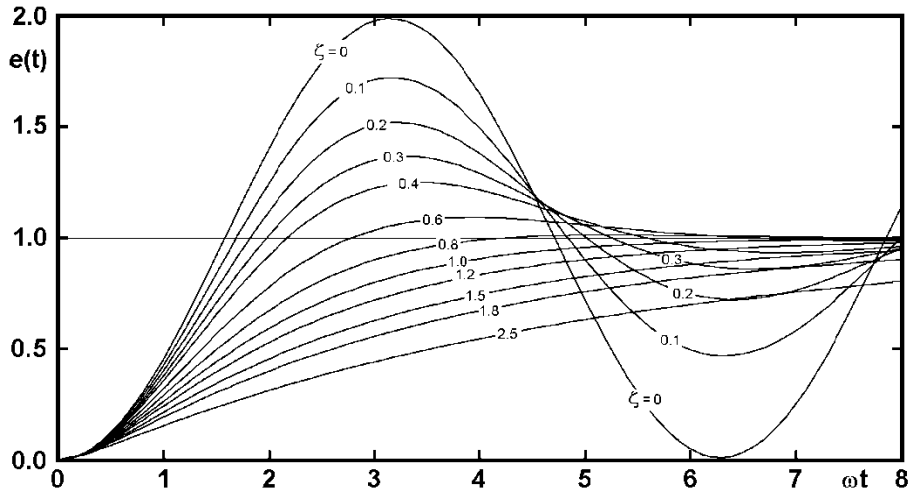
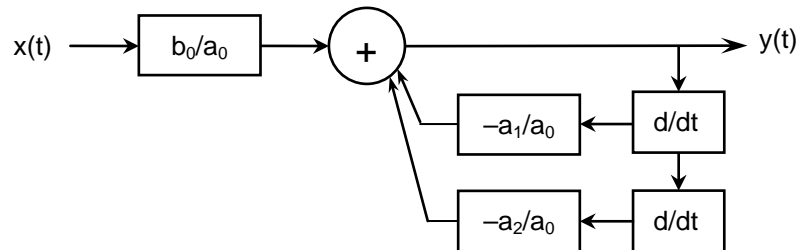


Figura 1.18 Respuesta al escalón del sistema de segundo orden. Sobre amortiguado para $\zeta > 1$, amortiguamiento crítico para $\zeta = 1$ y sub amortiguado para $\zeta < 1$.

i) Diagrama de bloques.

En la figura siguiente el diagrama del sistema de segundo orden consta de dos bloques de derivadas en serie por la segunda derivada de la ecuación diferencial del sistema.



LOS SISTEMAS DE ORDEN SUPERIOR A DOS O CON CEROS

En general, un sistema puede tener más de dos polos y algunos ceros, aunque de acuerdo con las características más adecuadas que debe tener dicho sistema, tanto los polos adicionales como la presencia de uno o más ceros deben considerarse de manera que no alteren dichas características óptimas. En la práctica para el diseño de filtros activos analógicos se emplean sistemas de segundo orden en cascada con características tales que sus frecuencias naturales (ω_n) y sus coeficientes de amortiguación (ζ) no son iguales ni tampoco son los óptimos que se han analizado en los párrafos anteriores. Esto es necesario para obtener altas pendientes de caída de la respuesta de amplitud en la zona de transición de las bandas de paso y de rechazo, pero también para compensar con valores de $\zeta < 1$ la caída prematura de la banda de paso de otras etapas, la cual se debe a la presencia de las frecuencias naturales ω_n que se diseñan muy próximas entre sí. Lo anterior produce una leve

oscilación de la respuesta de amplitud, la que se mantiene en niveles bajos y dentro de la tolerancia máxima definida por el diseño. Sin embargo, para mejorar la respuesta de los sistemas de orden superior sin que se produzcan oscilaciones de la respuesta de amplitud, hay dos estrategias que pueden utilizarse para lograr este objetivo, las que son el uso de un polo dominante y la cancelación de polos y ceros.

El polo dominante

Cuando hay más de dos polos, las características del sistema se ven alteradas. Por esta razón es posible modificar la posición de los polos para optimizar el ancho de banda útil del sistema permitiendo que un polo domine las características resultantes y el sistema se aproxime al comportamiento de un sistema de primero o segundo orden. En la figura 1.19 se muestra gráficamente este efecto para los casos de tres polos reales, y un polo real con dos complejos conjugados. En la figura se ilustra que el movimiento del tercer polo disminuye su influencia en la respuesta de amplitud.

Un caso notable de polo dominante se encuentra en el amplificador operacional (Amp Op), ya que en su diseño se incorpora un polo artificial de muy baja frecuencia, con lo que los demás polos quedan muy separados de éste y su influencia prácticamente desaparece porque quedan ubicados muy por encima de la frecuencia de corte del polo dominante, por lo que el Amp Op se comporta básicamente en forma similar al caso de un sistema de primer orden.

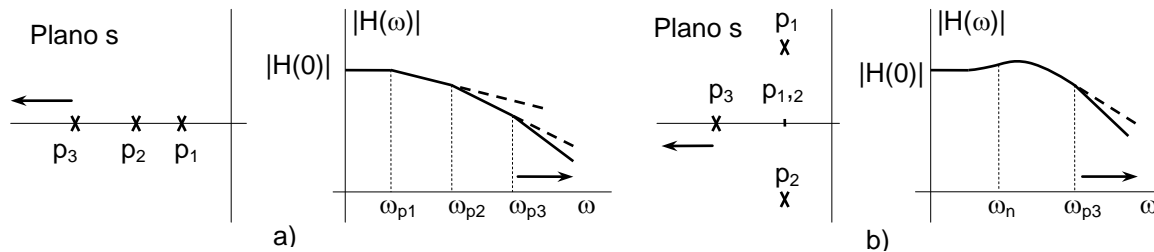


Figura 1.19 Estrategia del polo dominante. Ejemplo para un sistema a) de tres polos reales y b) con un polo real y dos complejos conjugados. Al mover el polo p_3 , su influencia en la respuesta en frecuencia de amplitud disminuye porque se ubica en la zona de máxima atenuación.

En el circuito interno de un Amp Op se introduce un capacitor de valor mayor que las capacitancias parásitas naturales. Estas capacitancias introducen usualmente polos en cada etapa, los que en el conjunto pueden ser causa de oscilaciones debido a que cada uno de ellos proporciona un desfaseamiento que a ciertas frecuencias constituye un desfaseamiento global de 180° , el que unido al desfaseamiento también de 180° grados del Amp Op resultará que la entrada y la salida estén en fase, por lo que el circuito integrado oscilará. Con tal estrategia el capacitor adicional genera un polo de baja frecuencia por lo que el Amp Op resulta muy estable, con un pequeño ancho de banda, pero cuando se le realimenta negativamente su ganancia disminuye y su ancho de banda aumenta proporcionalmente, ya que el producto ganancia por ancho de banda del Amp Op es constante. Además, como el

dispositivo dispone de una gran ganancia, el ancho de banda resultante puede ajustarse con una retroalimentación apropiada a las necesidades del diseño.

Cancelación de polos y ceros

La presencia de ceros puede ser utilizada en los sistemas de orden superior a dos al emplearlos para cancelar los polos adicionales. Suponiendo, sin pérdida de generalidad, que el sistema tiene tres polos (p_1 y p_2) y un cero (z_1), como en el siguiente caso

$$H(\omega) = K \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)(s - p_3)}$$

Casi siempre es posible intentar mover el tercer polo, el cero o ambos de manera que se aproximen lo suficiente como para que se logre que $z_1 \approx p_3$, con lo que el cociente entre ambos tiende a uno

$$\frac{s - z_1}{s - p_3} \approx 1$$

Entonces, se obtiene

$$H(\omega) \approx K \frac{1}{(s - p_1)(s - p_2)}$$

Normalmente estas estrategias pueden implicar que los demás polos modifiquen su posición, lo que depende de la estructura del sistema o del circuito involucrado, sin embargo, el resultado se aproxima razonablemente a un sistema de orden inferior, que es más adecuado para su uso en instrumentación para medir o procesar señales con mínimo error.

Este procedimiento es muy útil cuando en un sistema de medición se dispone de varios polos y ceros, los que pueden cancelarse muy eficientemente utilizando simulación. Aunque puede ser un poco más engorroso, tiene la ventaja que el ancho de banda puede mantenerse e, incluso, aumentarse. La estrategia se basa en que los polos se comportan como mecanismos de retroalimentación, en tanto que los ceros actúan como elementos de alimentación hacia adelante. Los casos más simples serían un circuito RC en serie, para un cero o en paralelo para un polo.

CONCLUSIÓN

A partir de los resultados presentados, queda claro que el sistema de segundo orden resulta ser el más adecuado para su utilización en instrumentación biomédica. Esto es porque siempre es posible aproximar sus respuestas a un sistema ideal, al menos dentro de un determinado ancho de banda definido por la frecuencia ω_{INS} y porque su tiempo de respuesta resulta siempre ser menor al de un sistema de primer orden que tenga características similares. Por ello, aunque disponga de un ancho de banda limitado y su respuesta no sea instantánea, si la señal que va a ser medida o procesada se encuentra dentro de dicho ancho de banda, el sistema se comportará como ideal. Para lograrlo debe ajustarse apropiadamente el valor del coeficiente de amortiguación ζ con lo que puede obtenerse el ancho de banda de instrumentación óptimo lo que, además, repercute en una fase lineal y en mejores respuestas al impulso y al escalón.

EJEMPLOS

1. Un sistema de primer orden tiene la siguiente función de transferencia

$$H(s) = \frac{100}{20 + s}$$

Determine la constante de tiempo τ , la frecuencia de corte ω_0 y la ganancia K.

R: Al dividir por 20 el numerador y denominador, resulta

$$H(s) = \frac{5}{1 + 0.05s}$$

Por lo tanto, $\tau = 1/20 = 0.05$ s, $\omega_0 = 20$ rad/s y la ganancia K = 5.

2. La ecuación de un sistema es $50 y(t) + 3 dy(t)/dt = 200 x(t - 2)$. Determine su función de transferencia, la respuesta al impulso y la respuesta al escalón.

R: La ecuación en el plano de Laplace es $Y(s) [50 + 3s] = 200 X(s) e^{-2s}$, por lo que

$$H(s) = \frac{200}{50 + 3s} e^{-2s} = \frac{4}{1 + 0.06s} e^{-2s}$$

y

$$h(t) = 4 e^{-(t-2)/0.06} \mu(t-2) \text{ y } e(t) = 4 (1 - e^{-(t-2)/0.06}) \mu(t-2)$$

3. Si el sistema anterior tiene la siguiente entrada: $10 \sin(2\pi f t)$, determine qué frecuencias están dentro de la banda de paso: $f = 1$ Hz, 10 Hz, 20 Hz y 30 Hz.

R: Como $\tau = 0.06$ s, la frecuencia de corte es $\omega_n \approx 16.67$ rads/s y $f_n \approx 2.65$ Hz, por lo que solo está dentro de la banda de paso la frecuencia de 1 Hz.

4. Considerando que la respuesta en frecuencia de amplitud de un sistema es la que se indica, determine la frecuencia de corte de 3 dB, y la frecuencia de instrumentación para un error del 5%:

$$|H(j\omega)| = \frac{100}{\sqrt{1 + 25 \times 10^{-6} \omega^2}}$$

R: Como $\tau = 0.005$ s, resulta que $\omega_{3dB} = 200$ rad/s y con la Tabla 1 del Capítulo 1 resulta que la frecuencia de corte de instrumentación es $0.329 \omega_{3dB} = 65.8$ rad/s.

5. Un sistema está descrito por la siguiente ecuación diferencial

$$32 y(t) + 12 \frac{dy(t)}{dt} + \frac{d^2 y(t)}{dt^2} = 224 x(t)$$

Determine la función de transferencia, la frecuencia natural ω_n , la ganancia K y el coeficiente de amortiguación ζ .

R: Aplicando la transformada de Laplace, resulta $Y(s) [32 + 12s + s^2] = 224 X(s)$, por lo que

$$H(s) = \frac{224}{32 + 12s + s^2} = \frac{7}{(s+4)(s+8)}$$

y

$$H(s) = \frac{7}{1 + 0.375s + s^2/32}$$

Por tanto, $K = 7$, $\omega_n \approx 5.657$ rad/s y $\zeta = 1.06$. Como las raíces son reales y diferentes. (-4 y -8) no se presentan oscilaciones y el sistema es sobre amortiguado.

6. Un sistema tiene la siguiente función de transferencia

$$H(s) = \frac{981}{s^2 + 6s + 109}$$

Determine la ecuación diferencial, los polos, los valores de la frecuencia natural ω_n , la ganancia K y el coeficiente de amortiguación ζ .

R: Escribiendo la ecuación en la forma estándar se tiene que

$$109 y(t) + 6 \frac{dy(t)}{dt} + \frac{d^2y(t)}{dt^2} = 981 x(t)$$

y

$$H(s) = \frac{9}{1 + \frac{6}{109}s + \frac{s^2}{109}}$$

Con la función de transferencia se obtiene $K = 981/109 = 9$, la frecuencia natural es $\omega_n = \sqrt{109} \approx 10.44$ rad/s y $\zeta \approx 0.29$, lo que significa que el sistema es subamortiguado presenta oscilaciones y sus polos complejos conjugados son $-3 \pm 10j$.

7. El sistema dado por la siguiente ecuación diferencial tiene dos polos reales iguales

$$25 y(t) + 10 \frac{dy(t)}{dt} + \frac{d^2y(t)}{dt^2} = 1000 x(t)$$

Determine cómo cambia esta ecuación si el polo p_1 se sitúa a una distancia de 10 p_2 .

R: Como la ecuación característica de este sistema es $s^2 + 10s + 25$, los polos iguales resultan ser -5. Por tanto, $K = 1000/25 = 40$, $\omega_n = \sqrt{25} = 5$ rad/s y $\zeta = 1.0$. Además,

$$H(s) = \frac{1000}{25 + 10s + s^2} = \frac{40}{1 + \frac{10}{25}s + \frac{s^2}{25}}$$

Al suponer que $p_1 = -5$ y $p_2 = -50$, resulta que la ecuación característica se convierte en $s^2 + 55s + 250$, por lo que $K = 1000/250 = 4$, $\omega_n = \sqrt{250} \approx 15.81$ rad/s y $\zeta \approx 1.74$, lo que significa que el sistema es sobre amortiguado y

$$H(s) = \frac{1000}{250 + 55s + s^2} = \frac{4}{1 + \frac{55}{250}s + \frac{s^2}{250}}$$

Además, la ecuación resultante es la siguiente

$$250 y(t) + 55 \frac{dy(t)}{dt} + \frac{d^2y(t)}{dt^2} = 1000 x(t)$$

8. En el problema anterior determine las dos funciones de transferencia y las características del sistema modificado.

R: En forma directa resultan

$$H_1(s) = \frac{1000}{s^2 + 10s + 25} = \frac{40}{1 + 2.5s + 0.04s^2}$$

y

$$H_2(s) = \frac{1000}{s^2 + 55s + 250} = \frac{4}{1 + 0.22s + 0.004s^2}$$

Y por tanto, el primer sistema $K = 4$, la frecuencia natural $\omega_n \approx 15.81$ rad/s y el factor de amortiguación $\zeta \approx 1.74$. Mientras que para el nuevo sistema se tiene que $K = 4$, la frecuencia natural $\omega_n = 5$ y el factor de amortiguación $\zeta = 6.25$, por lo que el sistema sigue siendo sobre amortiguado

9. El siguiente sistema, que está descrito por la siguiente ecuación diferencial, tiene tres polos y un cero.

$$6 y(t) + 11 \frac{dy(t)}{dt} + 6 \frac{d^2y(t)}{dt^2} + \frac{d^3y(t)}{dt^3} = 40 x(t) + 10 \frac{dx(t)}{dt}$$

Determinar el efecto de modificar la posición de polos y ceros para que el sistema sea de segundo orden.

R: La función de transferencia del sistema es

$$H(s) = \frac{40 + 10s}{s^3 + 6s^2 + 11s + 6} = \frac{10(s + 4)}{(s + 1)(s + 2)(s + 3)}$$

Por tanto, por su proximidad y porque están situados en frecuencias más altas, conviene considerar el cero en -4 y el polo en -3 para lograr su anulación. Por tanto, suponiendo que estos dos factores se mueven a la frecuencia 3.5, la ecuación diferencial quedaría

$$7 y(t) + 12.5 \frac{dy(t)}{dt} + 6.5 \frac{d^2y(t)}{dt^2} + \frac{d^3y(t)}{dt^3} = 35 x(t) + 10 \frac{dx(t)}{dt}$$

Y la función de transferencia resulta

$$H(s) = \frac{35 + 10s}{s^3 + 6s^2 + 11s + 6} = \frac{10(s + 3.5)}{(s + 1)(s + 2)(s + 3.5)} = \frac{10}{(s + 1)(s + 2)}$$

EJERCICIOS

- Un sistema de 1er. orden tiene una frecuencia de corte de 3 dB en 1.1 kHz, pero su frecuencia de instrumentación es de 156 Hz para un error total del 1%. Indique cuál de las siguientes señales sería medida sin distorsión.
 - $10 \cos(800t - 90^\circ)$;
 - $5 \sin(850t + 180^\circ)$;
 - $10 \sin(900t)$; y
 - $5 \cos(950t)$.
- Un sistema de 1er. orden tiene una constante de tiempo $\tau = 0.001$ s y una sensibilidad estática igual a 5. Además, este sistema presenta una respuesta a escalón $e(t)$ que tiene un retardo de 0.5 s. Escriba la ecuación diferencial respectiva.
- Un sistema de 1er. orden tiene un retardo $T = 1$ s y una frecuencia de corte de 3 dB de 1 kHz, con $K = 11.5$. Si la señal de entrada es $x(t) = 10 \cos(\omega_0 t)$ con $f_0 = 300$ Hz,
 - Indique si hay distorsión, justificando brevemente;
 - Escriba la señal de salida correspondiente del sistema, o sea, $y(t)$;
 - Dibuje esquemáticamente la respuesta en frecuencia de amplitud del sistema.
- Una señal cuya frecuencia fundamental es de 100 Hz y su frecuencia máxima es de 10 kHz, se amplifica con un sistema de 1er. orden cuya ganancia es 100 pero que, entre cero y la frecuencia de corte de tres decibelios, dicha ganancia decae linealmente a razón de una constante 'K' por cada 1 kHz.
 - Indique la frecuencia de instrumentación mínima que debe disponer el amplificador para que tenga un error máximo de 0.1% durante la amplificación y
 - Calcule el valor máximo de la constante 'K' que cumpla con esta condición.
- Hay dos instrumentos similares, uno responde al modelo de 1er. orden (con $\tau = 0.1$ ms), y el otro al modelo de 2º orden (con $\zeta = 0.7$ y $\omega_n = 60$ krad/s).
 - Justifique cuál de ellos tiene mayor ancho de banda de instrumentación.
 - Especule y justifique brevemente cuál de ellos podría tener menos error.

Explique qué características de una señal desconocida hay que considerar para decidir cuál de los dos amplificadores es más conveniente usar y cuál sería el elegido.

- Se tiene un sistema cualquiera dado exactamente por la siguiente ecuación:

$$y(t) + A \frac{dy(t)}{dt} = B x(t) + C \frac{dx(t)}{dt}.$$

- Calcule $H(s)$.
 - Determine los polos y ceros del sistema, y
 - Dibuje el diagrama de bloques correspondiente.
- En un sistema de cualquier orden (cero, primero, segundo o superior), ¿Puede

presentarse distorsión lineal de amplitud, pero no de fase?

8. Un instrumento de 2° orden tiene los siguientes parámetros: $K = -100$, $\zeta = 0.69$ & $\omega_n = 62.8$ krad/s. Detalle todas las características importantes del instrumento en relación con la medición de las señales que se anexan. Use $\omega_0 = 2\pi \times 1$ krad/s y suponga todos los posibles problemas de la medición y de sus resultados:
- $0.01 \text{ sen}(0.01 \omega_0 t)$;
 - $0.1 \text{ cos}(0.1 \omega_0 t)$;
 - $1 \text{ sen}(\omega_0 t)$;
 - $10 \text{ cos}(10 \omega_0 t)$, y
 - $100 \text{ cos}(100 \omega_0 t)$.
9. Un sistema de 2° orden, con frecuencia natural de oscilación $\omega_n = 2\pi \times 1$ krad/s y sensibilidad estática unitaria ($K = 1$), presenta un error del 0.1% porque $\zeta = 0.6911$. Tiene además una respuesta en frecuencia de fase lineal y su ancho de banda de instrumentación es de $0.3285 \omega_n$. Considere que trabaja midiendo una señal cuya frecuencia es $\omega_0 = 2\pi \times 1$ krad/s. Calcule el retardo de $y(t)$ en grados.
10. Para medir una señal que tiene una frecuencia máxima igual a ω_{MAX} se usa un instrumento de 2° orden, cuyos parámetros son $K = 1$, $\omega_n = 1000$ rad/s & $\zeta = 0.7$. Calcule cuál es el máximo valor aceptable de ω_{MAX} para efectuar correctamente la medición con un error máximo de 1 parte en 1000, si se sabe que en tal caso el ancho de banda de instrumentación es 0.33 veces ω_n .
11. Para cada uno de los sistemas de 2° orden que se relacionan, asigne una (o varias) de las características que se proponen a la derecha (p. ej.: $A \leftrightarrow 2, 4, 6$).

SISTEMA	CARACTERÍSTICAS
A. Sin retardo y sin distorsión	1. Respuesta en frecuencia no constante
B. Con retardo	2. Aparición de frecuencias nuevas en $y(t)$
C. Con distorsión lineal	3. Respuesta con un retraso
D. Con distorsión no lineal	4. Respuesta instantánea
E. Sistema de orden superior a dos.	5. Respuesta transitoria
	6. Alta sensibilidad
	7. Polo dominante
	8. Fase no lineal
	9. Fase lineal

12. Se desea medir una señal desconocida con dos amplificadores cuyas características son las siguientes
- Sistema de 1er. orden con $K = 200$ y $\tau = 0.01 \mu\text{s}$, y
 - Sistema de 2° orden con $K = 100$, $\zeta = 0.69$ y $\omega_n = 2\pi \times 1$ MHz.
13. Se tiene un instrumento recientemente diseñado que al probarlo se encuentra que tiene los siguientes polos: $p_1 = -1000$ Hz & $p_{2,3} = (-1000 \pm 10j)$ Hz. En su caso:
- ¿De qué forma lo modificaría para que su desempeño sea óptimo?
 - ¿Qué modificaciones realizaría para este propósito?
 - ¿Qué consecuencias tendrían estos posibles cambios?

14. En un sistema de 3er. orden se puede usar un polo dominante o la cancelación de polos y ceros para convertirlo en un sistema de orden menor. Indique cuál método:
- Presenta más ventajas cuando se aplica a los instrumentos de medición y
 - En su caso, cuáles son ellas.

BIBLIOGRAFÍA

1. Bavafa-Toosi, Y. (2017) Introduction to Linear Control Systems. Academic Press. London, UK.
2. David, A. G. and Michael, H. B. (2011) Introduction to Mechatronics and Measurement Systems. 4th. Edition. McGraw Hill, India.
3. D'Azzo, J. J., Houpis, C. H. and Sheldon, S. N. (2003) Linear Control System, Analysis and Design. 5th Edition, revised and expanded. McGraw-Hill. New York, NY.
4. Dorf, R. C. and Bishop, R. H. (2016). Modern Control Systems. 13th Edition. Pearson Education Ltd. England, UK.
5. Golnaraghi, F. and Kuo, B. C. (2017) Automatic Control Systems. 10th edition. McGraw-Hill Education. New York, NY.
6. Paolo Bolzern, R. S. (2009) Fundamentos de Control Automático. 3^a edición. McGraw-Hill/Interamericana. Madrid, España.
7. Salgado, M. E., Yuz, J. I. y Rojas, R. A. (2014) Análisis de Sistemas Lineales. Universidad Técnica Federico Santa María. Valparaíso, Chile.
8. Prutchi, D. and Norris, M (2005) Design and Development of Medical Electronic Instrumentation. A Practical Perspective of the Design, Construction and Test of Medical Devices. John Wiley and Sons. Hoboken, N.J.

CAPÍTULO 2

ADQUISICIÓN DE SEÑALES BIOMÉDICAS

Uno de los mesurandos que se encuentra con mucha frecuencia en ingeniería biomédica son las señales. Por su carácter analógico, su bajo nivel y su debilidad, la adquisición de ellas requiere de instrumentos adecuados, entre los que se encuentran los sensores y los transductores que constituyen el enlace entre el instrumento y el mesurando, que en este caso son las señales. Por esta razón en este capítulo se analizarán las señales biomédicas más importantes, considerando sus principales propiedades.

INTRODUCCIÓN

Por sus características, las señales biomédicas deben ser capturadas por medio de dos métodos diferentes. Cuando su forma original es de variaciones de voltaje, se utilizan electrodos, como en el caso de las señales bioeléctricas como las que se mencionan en la Tabla 2.2, mientras que cuando se trata de señales de presión, flujo, temperatura, audio, u otro mesurando diferente del voltaje, deben emplearse transductores. En todos estos casos, por lo regular se trata de señales de muy bajo nivel, por lo que es necesario amplificarlas y, usualmente, filtrar el ruido o las interferencias que pudieran contener. Una vez que se encuentran en niveles más altos, puede iniciarse su procesamiento o su conversión analógica a digital para disponer de las señales en un formato en el que puedan ser procesadas por los sistemas digitales.

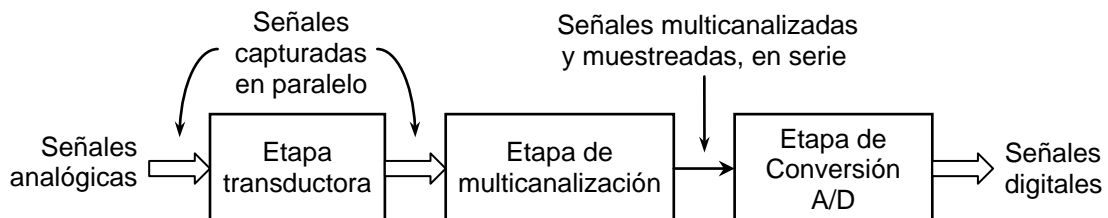


Figura 2.1 Diagrama esquemático de la captura de diversas señales biomédicas analógicas y su conversión a señales digitales.

PRIMERA PARTE DEL INSTRUMENTO

En la figura 2.1 se muestra un diagrama de bloques de la primera parte del instrumento biomédico, que incluye la etapa transductora, la etapa de multiplex o de multicanalización y la etapa de conversión analógica a digital. En consecuencia, esta primera parte del

instrumento se encarga de adecuar las señales de tipo analógico para convertirlas al formato digital. Lo anterior es porque la etapa transductora se encarga de capturar las señales en el formato original, ya sea eléctrico (con electrodos) o no (con transductores), para que todas queden convertidas al formato de señales de voltaje, y en esta forma amplificarlas y filtrarlas; la etapa de multicanalización las muestrea y las dispone en secuencia en una sola línea para alimentar en esta forma a un solo convertidor analógico a digital (CAD), el que concluye la tarea proporcionando las señales, también en secuencia y en paralelo o en serie.

La etapa transductora está diseñada para capturar una gran cantidad de señales, dependiendo de las necesidades que tenga cada sistema de disponer de diferentes variables. Para este propósito se compone de electrodos, para capturar señales de voltaje, y de transductores, para adquirir las señales en otros formatos y disponerlas en variaciones de voltaje. Finalmente, todas las señales amplificadas, acondicionadas y filtradas se encuentran en paralelo en un formato de voltaje similar.

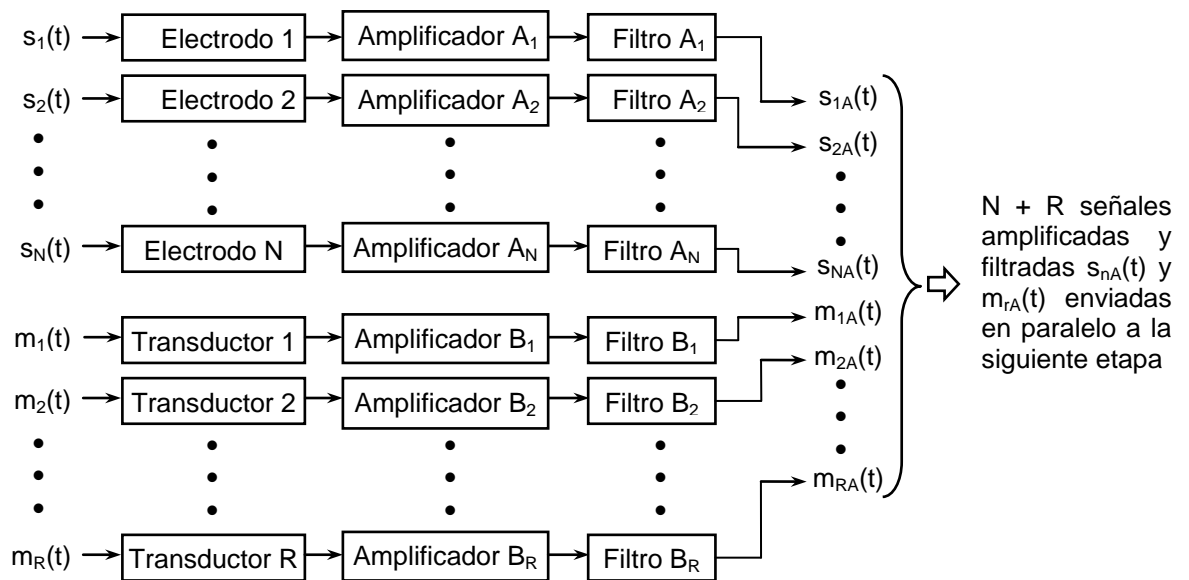


Figura 2.2 Etapa transductora generalizada.

Un diagrama de bloques general de la etapa transductora se muestra en la figura 2.2 en la que aparecen $N + R$ señales diferentes que son capturadas por electrodos o transductores. Son N señales de tipo bioeléctrico de voltaje $\{s_n(t)$, con $n = 1, 2, \dots, N\}$ que son capturadas por N electrodos, y R señales de otros mesurandos $\{m_r(t)$, con $r = 1, 2, \dots, M\}$, las que han sido convertidas a señales de voltaje por R transductores. La función de los electrodos es la de ser un contacto eléctrico de baja resistencia para entregar dichas señales de voltaje a los amplificadores respectivos. A su vez, los transductores deben ser sensibles a los mesurandos cuya naturaleza es diferente del voltaje y convertirlos en señales de voltaje que puedan ser aplicadas a los amplificadores correspondientes.

SENSORES Y TRANSDUCTORES

Resulta que en la literatura especializada no hay uniformidad en las definiciones para distinguir sensores de transductores, porque no existe un estándar universalmente aceptado.

Por tal razón, diferentes autores proporcionan diversas clasificaciones y nomenclaturas. Por tanto, para ello se usarán dos formas distintas para agruparlos, las que pueden servir de base para distinguirlos, aunque dicha diferenciación no es definitiva.

El sensor se considerará como un dispositivo que toma una manifestación energética y la entrega con muy poca o ninguna alteración al sistema para que sea procesada directamente o pueda ser presentada al usuario en una forma comprensible, por lo que suelen ser pasivos. En cambio, el transductor es un dispositivo que toma una variable de un tipo de energía y la convierte a otro tipo, el que muchas veces es energía eléctrica en forma de voltaje.

Este proceso es muy importante, puesto que el propósito fundamental de todo instrumento biomédico es obtener información fidedigna del fenómeno que se quiere adquirir o procesar, para que la información no sea errónea y no induzca a resultados incorrectos. De acuerdo con estas definiciones se tiene que el sensor no ejerce ninguna acción transformadora de la manifestación energética que se está intentando medir, sólo capta y entrega, mientras que el transductor realiza una transformación.

A modo de ejemplo puede decirse que las puntas de prueba de un osciloscopio son sensores dado que al ponerse en contacto físico con dos puntos en los cuales hay una diferencia de potencial, captan dicho voltaje y lo llevan a través de los cables correspondientes hacia el interior del aparato, el cual utiliza esa energía para alimentar un amplificador y activar un sistema de adecuación de la señal para ser desplegada en la pantalla del instrumento. En este caso, las puntas de prueba captan una diferencia de potencial y la entregan como tal sin provocarle modificaciones.

Otra distinción importante en lo relativo a la diferencia entre sensores y transductores en el campo de la práctica biomédica es el hecho de que existen numerosas aplicaciones terapéuticas en las cuales no sólo se capta información, sino que también se aplican señales externas al organismo como estímulos. Este proceso no ocurre comúnmente en otros campos de la ingeniería como en el caso de las aplicaciones industriales o de las telecomunicaciones. Muchos electrodos, sondas, arreglos de electrodos y similares se utilizan en biología y medicina no sólo para captar señales sino para inducir en el organismo vivo de animales y humanos, tanto estímulos para provocar respuestas, como impulsos destinados a curar, anestesiar o provocar movimiento. Tal es el caso de los Potenciales Evocados de tipo Somato Sensorial (PESS), donde se estimulan los sensores táctiles con breves impulsos eléctricos, así como en la Estimulación Eléctrica Funcional (FES) en la que se aplican corrientes eléctricas a los nervios para estimular los músculos, lo que se aplica en un proceso de recuperación.

Sensores

Captar información que se encuentra en forma de señales eléctricas directamente mediante puntas sensibles, que en la práctica son alambres que simplemente conducen la electricidad, no es la única aplicación donde se encuentran sensores. De hecho, para capturar otras señales, como presión, fuerza, sonido, vibraciones, etc. es necesario utilizar elementos sensibles que respondan adecuadamente al estímulo, pero que no le realicen ninguna acción modificadora y sólo entreguen en forma pasiva la salida al resto de los dispositivos que componen un instrumento. A continuación se describen los más comunes, algunos de los cuales se ilustran en la figura 2.3.

Electrodos. Son muy populares para la obtención de señales eléctricas en forma directa de la fuente biológica, por lo que son los sensores más utilizados para capturar este tipo de señales. La mayor parte de ellos son básicamente discos auto adheribles con un área metálica central que hace contacto eléctrico con la piel en puntos previamente definidos para capturar una determinada señal eléctrica en forma de voltaje, aunque no son la única forma de estos.

Membrana elástica. Estos sensores son áreas flexibles, ya que operan respondiendo con una variación de su forma a los estímulos de fuerza, presión, vibraciones e incluso sonido. En esta forma convierten estas entradas en una deformación que puede interpretarse como un pequeño desplazamiento. Es una función similar a la que el tímpano realiza con el sonido en el oído.

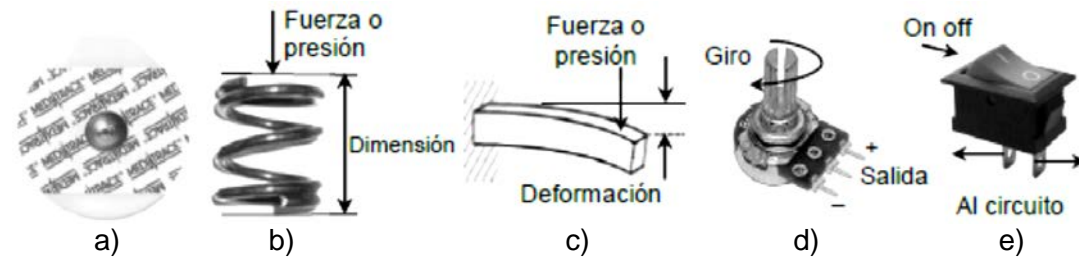


Figura 2.3 Algunos sensores típicos: a) electrodo, b) resorte, c) pilar elástico, d) potenciómetro y e) interruptor (On off = encendido apagado).

Potenciómetros. Su función es obtener un voltaje entre un valor mínimo y un máximo, pero para que esta función se realice se requiere que haya un movimiento. Por tanto, el potenciómetro transforma el movimiento angular o giro en un voltaje. Lo mismo ocurre con los potenciómetros lineales que realizan una función similar. Pueden diseñarse para variaciones lineales o no lineales como, por ejemplo, los potenciómetros de tipo logarítmico.

Pilar elástico. De manera análoga a una membrana, el pilar es flexible, por lo que puede deformarse dependiendo de la fuerza o la presión que se ejerza sobre uno de sus extremos cuando el otro está fijo. Por tanto, convierte el estímulo en deformación o desplazamiento.

Resortes. Existen de varios tipos, los clásicos con forma de bobinas con vueltas separadas, y los espirales. Tienen aplicación en muchos campos porque sirven para absorber fuerzas u oponerse a ellas. Los primeros son más robustos y responden modificando su longitud proporcionalmente a las fuerzas o presiones unidireccionales que se ejerzan en ambos extremos o en uno solo de ellos, cuando el otro está fijo. Por su parte, los espirales responden a una fuerza rotacional (torque) que ejerce un objeto que rota, generalmente oponiéndose a ella. Una aplicación muy antigua corresponde al multímetro analógico de aguja basado en el galvanómetro de D'Arsonval que consta de una bobina de cuadro que puede girar en un campo magnético fijo, como si fuera un pequeño motor. Un resorte en espiral se opone a su movimiento, por lo que cuando las fuerzas se equilibran la aguja se detiene en un ángulo preciso de la carátula del instrumento, indicando un valor concreto.

Interruptores. Tienen la capacidad de conectar o desconectar partes de un instrumento cuando detectan diferentes condiciones, como desplazamientos máximos y mínimos, niveles extremos, temperaturas peligrosas, entre otros efectos simples.

Electrodos

Estos dispositivos son un tipo especial de sensores que, estrictamente hablando, son elementos metálicos conductores que están diseñados para hacer un buen contacto eléctrico con el cuerpo humano en el punto en el que se desea obtener una señal. Su operación consiste en convertir la actividad iónica que producen los organismos la que se traduce en variaciones de voltaje. Pueden ser de distintos tipos, algunos de los cuales se ilustran en la figura 2.4.

Alambre fino. Son de alambre de menos de 150 μm , para su uso en electromiografía. Pueden ser simples, embobinados e incluso de lazo de alambre cuando se utilizan en odontología.

Cortical. Son electrodos que se emplean en la superficie del cerebro para la captura de señales en electrocorticografía (ECoG), por lo que son invasivos.

De electrocardiografía fetal o de Hon. Uso en electrocardiografía fetal. Se emplean en el monitoreo del cardiograma de la madre y del bebé durante el parto.

De superficie. Deben conectarse directamente sobre la piel. Los más utilizados son los de placa metálica circular de 0.3 a 0.5 mm, que se adhieren a la piel y se aplican con un gel conductor. También hay electrodos metálicos de superficie que se adhieren a la piel por succión.

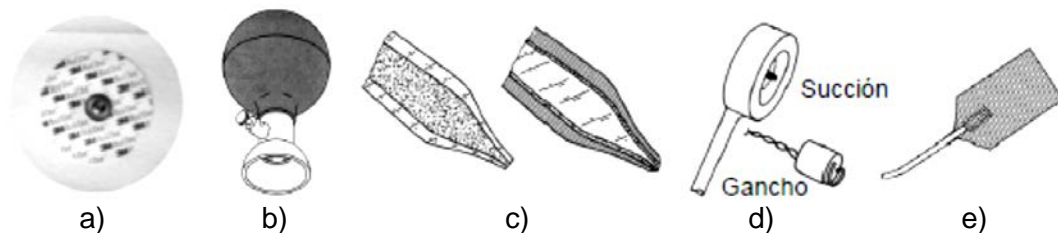


Figura 2.4 Electrodos a) adherible, b) de succión, c) microelectrodos, d) fetales y e) flexible.

Flexibles o de malla. Se adaptan a la superficie del cuerpo, por lo que se utilizan en niños prematuros, ya que son más apropiados para obtener un buen contacto, ya que su cuerpo presenta curvaturas pronunciadas.

Internos o implantables. Se utilizan insertándolos en el cuerpo, por lo que son invasivos. Suele ser un catéter largo y aislado.

Intrategumento. Consisten en un transmisor de radio implantado por largo tiempo que trabaja junto con un receptor, por lo que no requiere otros procedimientos invasivos adicionales.

Microelectrodos. Por su pequeño tamaño se utilizan para medir potenciales en las células. Los hay de punta metálica muy fina o de micropipeta, los cuales se fabrican dentro de un capilar de cristal con diámetros del orden de los micrómetros o sobre el capilar con una capa de aislante.

Percutáneos o de aguja. Son para uso clínico. Pueden ser de aguja, aislados o de tipo coaxial monopolar o bipolar. Son uno o dos conductores insertados en una aguja

hipodérmica metálica la que hace las veces de conductor exterior coaxial para conectarse a tierra. Sirven para detectar diferencias de potencial entre fibras musculares individuales.

Secos. Son los que no utilizan gel conductor.

Los electrodos más comúnmente utilizados son los adheribles de superficie, a los cuales se les suele poner un gel conductor para disminuir la resistencia eléctrica de contacto entre el electrodo y la piel. Entre sus aplicaciones se encuentran algunas técnicas de captura de señales como la electroencefalografía (EEG), la electrocardiografía (ECG), la electromiografía (EMG), la electrooculografía (EOG) e, inclusive, la estimulación eléctrica. Además, no todos son externos, también existen electrodos internos que se implantan en determinados órganos.

Cabe mencionar que los electrodos pueden producir daños como irritación o daño histológico, especialmente los que se implantan por tiempos prolongados, pero también pueden producir interferencia o sufrir polarización eléctrica. Por otra parte, muchas veces, al estar ubicados al extremo de largos conectores eléctricos pueden captar señales espurias, como si fueran antenas, en tanto que cuando se utilizan con voltajes o corrientes con un fuerte contenido de corriente directa pueden polarizarse cuando reaccionan con el gel conductor o con los fluidos corporales. Esto es porque puede ocurrir una reacción química entre el dispositivo, el gel conductor y la piel, causada por humedad o sudoración, ya que los fluidos corporales pueden ser algo corrosivos.

Como los amplificadores tienen una alta impedancia de entrada y las señales capturadas son de muy bajo nivel, los cables que se conectan al electrodo pueden generar interferencia entre ellos por su longitud. También pueden presentarse otras señales bioeléctricas producidas por los músculos cercanos a la posición del electrodo o debidos a movimientos voluntarios o involuntarios del paciente, por lo que se tienen las condiciones propicias para que se obtengan voltajes espurios que suelen ser conocidos como artefactos.

Tabla 2.1. Transductores con salida eléctrica, mecánica, electromagnética y radiación ionizante.

ENTRADA	SALIDA ELÉCTRICA
Mecánica	Resistivos, inductivos, capacitivos, ultrasónicos y piezoeléctricos
Térmica	Termistor, termo-elemento, termocupla, piroeléctrico, termodiodos
Magnética	Magnetorresistencia, transductor de efecto Hall
Óptica	Transistores, diodos y celdas fotoeléctrica, fotorresistiva y fotogalvánica
Molecular	Potenciométricos, conductivos y polarográficos
	SALIDA MECÁNICA
Térmica	Termómetros, cinta bimetálica, termopares
	SALIDA ELECTROMAGNÉTICA
Magnética	Resonancia magnética
	SALIDA DE RADIACIÓN
Radiación X, radiación gamma, positrones	Radiografía, Tomografía por Emisión de Fotón Único (SPECT), Tomografía por Emisión de Positrones (PET),

Transductores

La principal característica de estos dispositivos es que realizan la transformación activa de una variable no eléctrica a otra que usualmente sí lo es. Por lo regular son elementos que aprovechan una relación física entre un medido de cualquier tipo, como concentración, flujo, fuerza, presión o temperatura y una variable eléctrica, para generar un voltaje proporcional a la señal original.

Los transductores pueden caracterizarse como activos o pasivos. Los primeros no requieren que se les alimente con una fuente externa de corriente directa o alterna, ya sea porque producen su propia energía o la extraen del fenómeno en cuestión, por lo que siempre producen una respuesta cuando se les excita con un medido. Un ejemplo es el transductor piezoeléctrico ya que cuando se le deforma con una fuerza o una presión genera un voltaje entre sus caras que es proporcional a la fuerza o la presión aplicada, y cuya polaridad depende de la orientación de las moléculas del cristal. Por su parte, el transductor pasivo necesita ser alimentado con una fuente externa de corriente directa o alterna, ya que sin ella no puede producir una salida. Un transductor de este tipo es el termistor, ya que se le alimenta con un voltaje de corriente directa en un circuito divisor de voltaje, para que cuando la resistencia del termistor disminuya, el voltaje de salida aumente; en tanto que, si dicha resistencia aumenta, la salida disminuye.

El campo de los transductores es muy extenso, ya que se utilizan en todas las ramas de la ingeniería, por lo que la ingeniería biomédica no es la excepción. En la práctica, muchos transductores operan entregando una señal eléctrica a la salida, aunque también hay algunos que pueden proporcionar otra clase de salida. En la Tabla 2.1 se enlistan los tipos de transductores más comunes que tienen diferentes entradas, pero en los cuales la salida es eléctrica, mecánica o electromagnética.

En consecuencia, en los instrumentos y en la captura de señales existe una gran variedad, sin embargo, algunos de los más utilizados en equipos biomédicos son los que se mencionan a continuación.

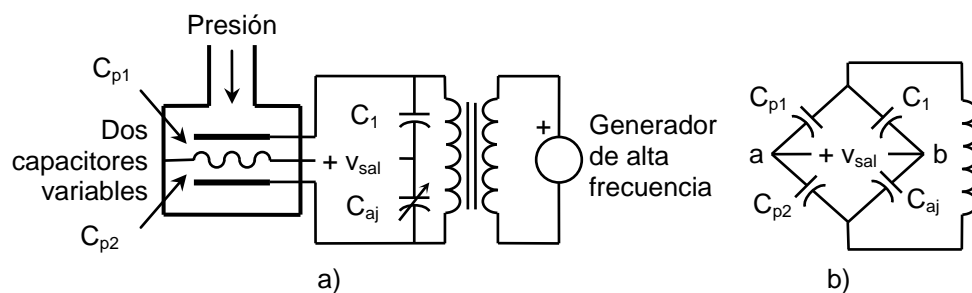


Figura 2.5 a) Diagrama esquemático de un transductor capacitivo. La presión modifica la placa central que separa a los capacitores C_{p1} y C_{p2} . b) Circuito puente equivalente.

Capacitivos. El valor de un capacitor depende del área de las placas, de la distancia que hay entre ellas y del electrolito, por lo que la variación de cualquiera de estos elementos producirá variaciones en la capacitancia. Este transductor usualmente se utiliza para detectar pequeños desplazamientos, presión positiva o negativa (vacío) o

volumen de fluidos, mediante membranas elásticas que modifican el valor de un capacitor, y para medir vibraciones o sonido como el micrófono capacitivo, que responde a las variaciones de la presión que producen las vibraciones y el sonido.

En la figura 2.5 a) se presenta un diagrama esquemático de uno de estos transductores, en la que se muestra que en el interior del receptáculo de la izquierda se disponen dos placas paralelas separadas por una tercera flexible que al separarlas genera dos capacitores: C_{p1} y C_{p2} . En esta forma se obtiene el puente de capacitores de la figura 2.5 b) que en una rama tiene a C_1 y C_{aj} , los que son iguales cuando se ajusta C_{aj} lo que implica que el voltaje en el punto 'b' es igual a la mitad del que proporciona el transformador; mientras que en la otra están los del interior del receptáculo C_{p1} y C_{p2} . El puente se alimenta con un generador de alta frecuencia por lo que, en ausencia de presión, el voltaje en el punto 'a' es igual al del punto 'b', por lo que se tiene que $V_{sal} = V_{ab} = 0$. En consecuencia, cuando la presión aumenta, el capacitor C_{p1} disminuye su valor y el valor de C_{p2} se incrementa, lo que desequilibra el puente produciendo un voltaje de salida V_{sal} diferente de cero, el que depende del divisor de voltaje que forman C_{p1} y C_{p2} .

Efecto Hall. Los materiales conductores presentan una relación entre la corriente que fluye por ellos y el campo magnético en el cual se encuentran situados. Como consecuencia de ello generan un voltaje entre dos de sus caras. Por ello cualquier variación de la corriente o del campo magnético es convertida en un voltaje proporcional a estas variaciones, por lo que se utilizan para medir campo magnético o corriente. En la figura 2.6 la corriente I_x genera una diferencia de potencial V_H entre dos de sus caras cuando está presente el campo magnético B_z . En la relación destaca la constante de proporcionalidad R_H , conocida como magneto resistencia.

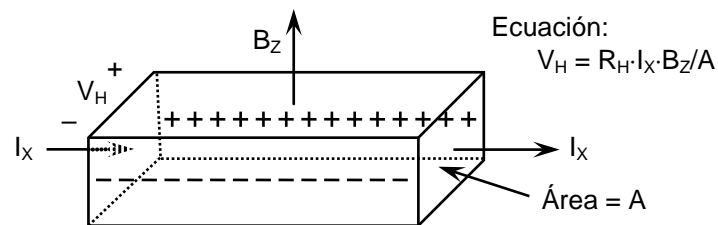


Figura 2.6 Mecanismo de operación del transductor de efecto Hall.

Electromagnéticos. Basados en diferentes leyes electromagnéticas que relacionan campos magnéticos, corrientes por conductores o movimiento de inductores en el campo, se producen transductores basados en estas leyes utilizando las variaciones de reluctancia, de inductancia, o de inductancia mutua para detectar dichos cambios. Un caso importante son los transformadores diferenciales que pueden medir vibraciones, desplazamientos o movimiento.

Transformador diferencial. El funcionamiento de este transformador se basa en que la corriente que circula por el primario induce un voltaje en el secundario el que es proporcional a la inductancia mutua entre ambos. En el caso de la figura 2.7, cuando el

núcleo se desplaza, la inductancia mutua es dependiente de dicha posición, porque su desplazamiento la modifica, lo que también modifica el voltaje del secundario V_{sal} .

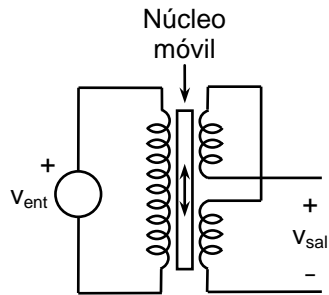


Figura 2.7 Operación de un transformador diferencial.

Inducción electromagnética. Basados en una bobina, presentan un voltaje entre sus extremos cuando giran en un campo magnético. El valor del voltaje depende del valor del campo, de la velocidad de giro y de las características eléctricas de la bobina como su tamaño y su número de vueltas. En la figura 2.8 se muestra el efecto electromagnético en el que se basan este tipo de transductores. El voltaje inducido es directamente proporcional al campo magnético, la velocidad del giro y la longitud de la bobina.

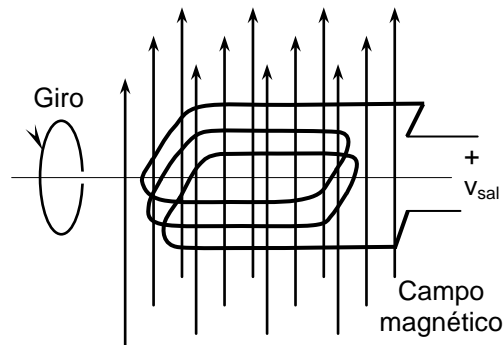


Figura 2.8 Efecto electromagnético. El giro de las espiras en el campo magnético genera un voltaje entre sus extremos.

Extensómetros. Más conocidos como *strain gauges* (transductores de tensión o deformación), estos dispositivos son ampliamente utilizados porque son económicos y suelen ser desechables. Se fabrican en diferentes formas y tamaños, pero son básicamente resistencias o estructuras semiconductoras cuyo valor resistivo depende de la deformación que experimenten, lo que puede medirse con variaciones de la corriente que los alimenta.

En la figura 2.9 se muestra el efecto de la deformación en un conductor cilíndrico y en otro de sección rectangular, ambos de resistencia R . En los dos casos R depende de la

resistividad ρ , de la longitud inicial del conductor L y del área A . Cuando estos conductores experimentan cambios debido a una deformación por presión, torsión, compresión o extensión sufren modificaciones en todos estos parámetros.

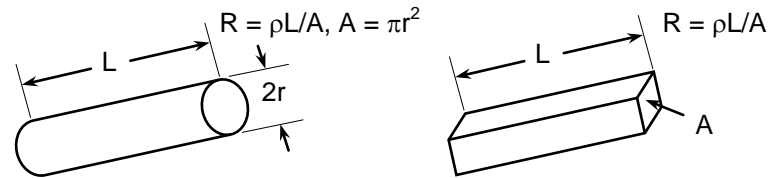


Figura 2.9 Conductor cilíndrico y prisma cuadrangular. Valor de la resistencia R .

Lo anterior es porque al aplicarles, por ejemplo, un estiramiento $\Delta L/L$, como resultado se tiene que el área A disminuye en forma similar porcentualmente $\Delta A/A$, en tanto que en los semiconductores la resistividad ρ también puede modificarse en forma parecida, por lo que para pequeños cambios estos porcentajes se suman lineal y algebraicamente de acuerdo con la siguiente ecuación.

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} - \frac{dA}{A}$$

Este efecto resulta ser prácticamente el mismo cuando se trata de resistencias o semiconductores de cualquier forma, ya que con las deformaciones todos los parámetros experimentan cambios.

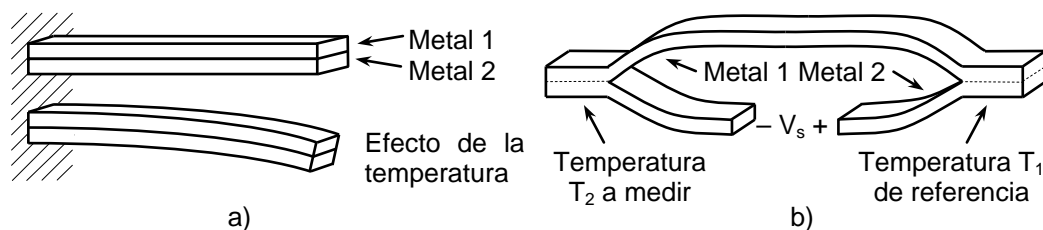


Figura 2.10 Diagrama esquemático de: a) Par bimetálico y b) Termocupla.

Ópticos. Hay varios tipos de estos transductores, como fotoceldas, fotodiodos, fotorresistencias y fototransistores. Las fotoceldas tienen la propiedad de que la luz incidente produce un voltaje debido al efecto fotoeléctrico, por lo que son utilizadas para generar electricidad a partir de la luz solar. Los fotodiodos reaccionan a la luz incidente porque ésta altera la densidad de portadores de carga en ambos lados de la unión PN, lo que modifica la barrera de potencial cambiando las características del diodo y modificando la corriente que puede circular por él. En las fotorresistencias, en forma similar a los casos anteriores, la luz incidente produce una variación de la resistencia interna, la que depende de la intensidad luminosa que recibe. En el caso de los fototransistores, la luz incidente altera sus características internas en la base, por lo que la luz hace el mismo efecto que la corriente de base, lo que obviamente modifica la corriente de colector.

Estos transductores permiten medir la dirección, la fase, el flujo, la frecuencia, la intensidad y la polarización de la radiación luminosa incidente.

Par bimetalico o termocupla. Este dispositivo está compuesto de dos metales diferentes o dos aleaciones distintas que tienen diferente coeficiente de dilatación pero que están muy fuertemente unidos. Por lo tanto, con los cambios de temperatura el par se deforma formando un arco en una o en otra dirección, dependiendo de cuál de los elementos componentes se dilata o encoge más, como se muestra en la figura 2.10 a), por lo que convierte variaciones de temperatura en deformación o desplazamiento.

Por otra parte, cuando dos elementos conductores se unen en los dos extremos de uno de ellos, como se muestra en la figura 2.10 b) y estas uniones son sometidas a un cambio de temperatura, en los extremos abiertos se presenta el efecto Seebeck que consiste en la aparición de un voltaje V_s entre ellos. Para pequeños cambios de temperatura ΔT , el voltaje V_s que aparece entre los extremos del metal 2 de la figura es directamente proporcional a dicho cambio, o sea $V_s = \alpha \Delta T$, ecuación en la que α es el coeficiente de Seebeck dado en $\mu V/^\circ C$.

Piezoeléctrico. Este transductor se basa en un cristal que convierte una deformación física en voltaje, ya que, si se le aplica una fuerza o presión, se genera entre dos de sus caras un voltaje proporcional al estímulo. En la figura 2.11 se muestra en forma esquemática la manera en la cual se presenta el fenómeno. Se usan para medir fuerzas, vibraciones, sonido y presiones, pero también reaccionan a la inversa, o sea, cuando se les aplica un voltaje en dos de sus caras, estos cristales se deforman.

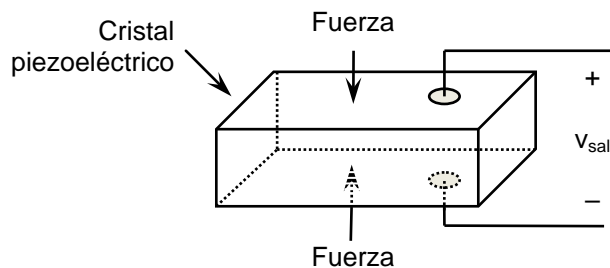


Figura 2.11 Funcionamiento de un transductor basado en un cristal piezoeléctrico, el que cuando se le aplica una fuerza o una presión responde generando un voltaje entre dos de sus caras.

Piroeléctrico. Ciertos materiales tienen la propiedad de producir un voltaje superficial entre sus caras cuando son sometidos al calor en forma de radiación infrarroja, el que se debe al desplazamiento de las cargas hacia los extremos opuestos del transductor. El voltaje generado depende de cantidad de radiación recibida. La relación entre el voltaje generado V_0 y la temperatura está dada por

$$V_0 = \rho b \Delta T / \epsilon$$

Con

- ρ = coeficiente piroeléctrico,
- ΔT = diferencia de temperatura,
- b = espesor del material piroeléctrico,

ϵ = permitividad del espacio libre.

Pirómetros termoeléctricos. Estos dispositivos se utilizan generalmente para medir la temperatura de metales incandescentes en crisoles de fundiciones, ya que su intervalo de temperatura puede superar los 1000°C. La medición se realiza comparando el color (frecuencia) de la radiación infrarroja que emite el objeto con el color de un filamento ajustable. Cuando los colores son iguales, el pirómetro proporciona la temperatura. En consecuencia, pueden realizar mediciones calóricas a distancia.

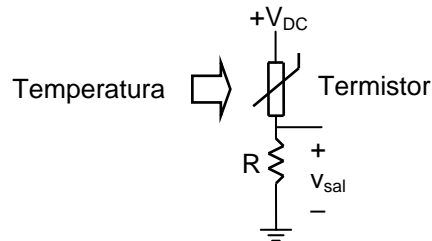


Figura 2.12 Operación típica de un termistor. La temperatura modifica su resistividad, lo que altera el circuito divisor de voltaje que está compuesto por la resistencia R y el voltaje V_{DC} .

Resistencia extensible. Este transductor es básicamente un dispositivo elástico que modifica el valor de su resistencia interna dependiendo de la variación de su longitud. Se utiliza para medir la respiración en la forma de una cinta que se coloca y se ajusta en el tórax y responde a las variaciones del tórax debidas a la respiración.

Termistores. Aunque hay de varios tipos, los termistores responden en forma similar al par bimetálico o termocupla convirtiendo las variaciones de temperatura en corriente o voltaje, aunque no suelen tener una respuesta muy lineal. En la figura 2.12 se muestra el circuito mediante el cual es posible determinar la temperatura.

Termiodios y termotransistores. Puesto que los semiconductores son muy sensibles a los cambios de temperatura, los termotransistores son diodos o transistores que se conectan como diodos uniendo base y colector de modo que, si se les alimenta con una corriente, puede detectarse un cambio de voltaje entre colector y emisor dependiendo de la temperatura. Los termiodios operan en forma similar. Ambos se emplean en los termómetros analógicos y digitales por su velocidad de respuesta.

Ultrasónicos. Estos transductores están usualmente basados en cristales piezoeléctricos, ya que pueden vibrar a diferentes frecuencias cuando se les excita con un voltaje de determinada frecuencia. Por tal razón son muy utilizados en equipos de ultrasonido para emitir un haz ultrasónico. Además, como también realizan el efecto contrario, o sea, producen un voltaje cuando se les somete a una vibración ultrasónica, son empleados como receptores de los ecos que el ultrasonido produce en el organismo.

Características de los sensores y transductores

Como todo elemento físico, estos dispositivos deben ser caracterizados mediante una serie de parámetros, tanto estáticos como dinámicos, los que son importantes para su utilización.

Un importante detalle de estos dispositivos es que son el primer contacto del instrumento con el mesurando, por lo que sus parámetros deben tener una calidad de al menos un orden de magnitud superior a los del resto del instrumento mismo para asegurar su calidad.

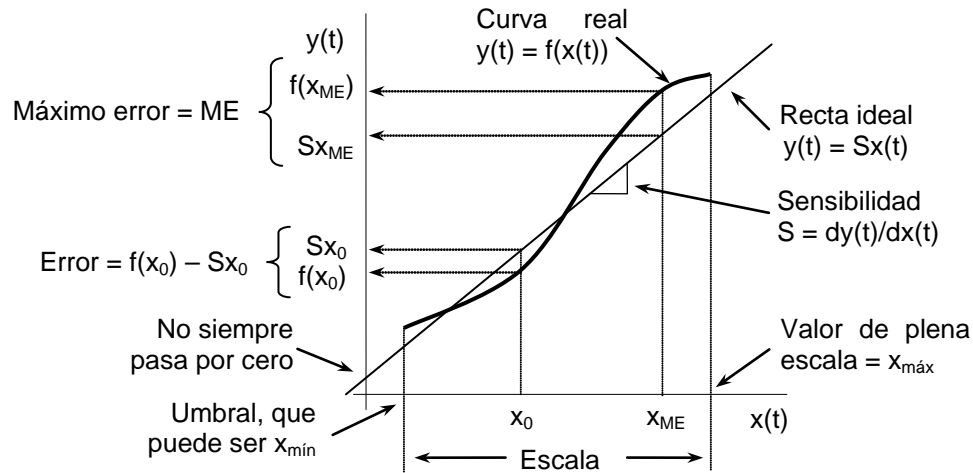


Figura 2.13 Principales características de los sensores y los transductores.

Características estáticas. En la figura 2.13 se muestran algunos de los parámetros estáticos en forma gráfica y se definen con más detalle a continuación.

Escala. Es la diferencia entre el máximo valor de $x(t)$ y el mínimo valor aceptable de esta misma variable. Es todo el intervalo en el cual el dispositivo es útil.

No linealidad (NL). Suele definirse de diferentes maneras, aunque en este caso una de las más simples se expresa en porcentaje. Está dada por el máximo error entre el valor de plena escala multiplicado por 100, esto es $NL = (ME / x_{máx}) \times 100$. También son válidas, entre otras, las siguientes definiciones que consideran toda la escala.

$$NL = \frac{1}{x_{máx} - x_{mín}} \int_{x_{mín}}^{x_{máx}} |f(x(t)) - Sx(t)| dt$$

O bien

$$NL = \frac{1}{x_{máx} - x_{mín}} \int_{x_{mín}}^{x_{máx}} [f(x(t)) - Sx(t)]^2 dt$$

Resolución. Es la mínima variación de la variable de entrada que produce una salida detectable. En los sistemas digitales corresponde al bit menos significativo de un número entero expresado en N bits.

Sensibilidad (S). Este parámetro se define como la pendiente de la curva salida-entrada o la derivada de $y(t)$ con respecto a $x(t)$, o sea, $S = dy(t)/dx(t)$, aunque también se utiliza la aproximación $S = \Delta y(t)/\Delta x(t)$. Este parámetro se encuentra estrechamente relacionado con la escala y el umbral.

Umbral. Es el mínimo valor de la variable de entrada que produce una respuesta detectable. Ocasionalmente puede ser igual a x_{\min} .

Variabilidad de la sensibilidad. La curva real del dispositivo puede no ser una recta, como la curva que se muestra en la figura 2.13 la cual presenta variaciones muy separadas de la recta ideal. Esto significa que la sensibilidad puede variar ligeramente en toda la escala, por lo que puede decirse que en la práctica resulta que es $S \pm \Delta S$. Esta variación suele conocerse como error de sensibilidad.

Características dinámicas. Las características dinámicas se refieren esencialmente al ancho de banda que sensores y transductores pueden procesar y, estrechamente vinculado a esto, a los tiempos de respuesta. Estos parámetros son consecuencia de la ecuación diferencial y la función de transferencia de cada dispositivo. Otros parámetros que también se suelen considerar son la estabilidad de los parámetros en el tiempo y la variabilidad de sus características debido al lote de producción.

Errores

Una de las características más importantes de los sensores y los transductores lo constituyen los errores que pueden presentar, los que se definen normalmente como la diferencia entre el valor de la salida $y(t) = f(x_0)$ y el valor ideal correspondiente a una entrada x_0 , o sea Sx_0 , como se muestra en la figura 2.13. El error es negativo cuando $f(x_0) < Sx_0$ y positivo en caso contrario.

Tipos de Error. Además del ya mencionado error de sensibilidad, que puede vincularse con la no linealidad, pueden definirse varios otros como los siguientes:

Artefactos. Debido a las condiciones de la captura, que debe tratar con señales de muy bajo nivel, diversas interferencias no deseadas pueden sumarse a la señal de interés, las que suelen llamarse artefactos. Asimismo, algunas formas incorrectas de obtener las señales pueden producir estos artefactos.

Error de corrimiento. Se trata de una variación generalizada o desplazamiento de la curva de transferencia del transductor hacia valores positivos o negativos, por lo general es producido por diversos factores de calibración o por otros mesurandos no deseados, como la temperatura.

Error de fidelidad. Este error se produce cuando el dispositivo responde no solo a la señal deseada, sino que también lo hace a otras variables, las que pueden producir salidas adicionales no deseadas, como algunas interferencias u otros mesurandos comunes como la presión, las vibraciones, la temperatura o el ruido ambiental. Algunos transductores, como las galgas tienen respuesta no solo a la estimulación longitudinal, sino que también responden a la transversal, aunque usualmente lo hacen en menor medida.

Error humano. Causado por la impericia del operador al realizar una captura, al leer una medición, al interpretar un resultado o al aplicar erróneamente el dispositivo.

Error de inserción. En ocasiones, cuando se tiene una mala colocación del dispositivo durante la captura de una señal, como puede ser el uso de un gel inadecuado en los electrodos o porque la simple colocación incorrecta del dispositivo altera la medición. Esto puede ocurrir cuando el transductor es acoplado a un circuito que tiene baja impedancia de entrada, lo que carga dicho circuito o modifica la señal misma.

Errores dinámicos. Estos están directamente relacionados con sus características en el dominio de la frecuencia, al igual que con el tiempo de respuesta. Como los dispositivos

tienen un ancho de banda determinado, esto implica limitaciones a las frecuencias a las cuales el dispositivo puede responder adecuadamente. Además, algunas características tienen importancia como, por ejemplo, si la respuesta de fase no es lineal o que su velocidad de respuesta no es adecuada o la respuesta produce sobretiro, entre otros efectos no deseados.

Histéresis. Este error se presenta cuando el dispositivo presenta inercia, lo que implica que el valor medido con anterioridad influye en el nuevo resultado. Por eso hay una diferencia cuando se mide un valor de entrada desde arriba (la medición anterior era mayor) que cuando se mide desde abajo (la medición anterior era menor). Este efecto también suele considerarse como una especie de ‘memoria’ del resultado anterior.

Polarización. Como los electrodos se colocan con un gel para minimizar la impedancia de la piel y además se sitúan en íntimo contacto con la piel, en la práctica se tiene un electrolito que genera un voltaje de polarización. La presencia de un conductor en tales condiciones produce un efecto similar al de una pila eléctrica. Este efecto es importante cuando se adquieren señales de baja frecuencia o por largos periodos de tiempo, ya que pueden producirse reacciones que alteren el contacto eléctrico del electrodo con la piel del paciente.

PRINCIPALES SEÑALES BIOLÓGICAS

El organismo humano genera naturalmente y debido a su actividad normal, una serie de señales que pueden adquirirse por diferentes medios, como los sensores y los transductores. Estas señales pueden ser eléctricas, de presión, acústicas, magnéticas, mecánicas, térmicas, ópticas, o de tipo químico, aunque también en el organismo pueden medirse otros parámetros, como la impedancia, el movimiento, el desplazamiento o el ángulo y la posición de sus extremidades.

Tabla 2.2 Principales señales biomédicas y sus características generales.

Señal	Escala	Frecuencias
Electrocardiograma ECG	0.1 a 10 mV	0.01 a 250 Hz
Electroencefalograma EEG	2 μ V a 100 μ V	0.5 a 100 Hz
Electrogastrograma EGG	10 μ V a 1 mV	0 a 1 Hz
Electromiograma EMG	1 μ V a 5 mV	2 Hz a 10 kHz
Electrooculograma EOG	10 μ V a 5 mV	0 a 100 Hz
Electrorretinograma ERG	0.5 μ V a 1 mV	0.2 a 200 Hz
Electronistagmograma ENG	5 a 200 μ V	0 a 20 Hz
Fonocardiograma FCG	100 μ Pa a 0.1 Pa	5 Hz a 2 kHz
Potenciales evocados	0.1 a 20 μ V	1 Hz a 5 kHz
Gasto cardiaco	4 a 25 l/min	0 a 2 Hz
Flujo sanguíneo	1 a 300 ml/s	0 a 20 Hz
Presión arterial	1 a 400 mmHg	0 a 50 Hz
Temperatura corporal	32 a 40°C	0 a 0.1 Hz

En todos los casos, sin embargo, algunas de las características de estas señales las hacen ser especiales porque suelen ser muy débiles, de muy bajo nivel, de frecuencias

relativamente bajas y, a veces, de difícil acceso. Pero como todas contienen información del organismo, la tecnología actual ha podido adquirirlas y analizarlas. En la Tabla 2.2 se relacionan las principales señales biológicas y dos de sus características más importantes, como son su magnitud y su intervalo de frecuencias típico.

Señales electrocardiográficas (ECG)

La actividad del corazón consiste en impulsar la sangre hacia los pulmones y hacia el resto del cuerpo en dos sistemas, el pulmonar y el sistémico. El músculo cardíaco está compuesto por dos aurículas y dos ventrículos. En el sistema pulmonar la aurícula derecha se encarga de recibir la sangre que llega desde el organismo por las venas cava superior e inferior, se comunica con el ventrículo derecho por la válvula tricúspide para que este ventrículo la bombee hacia los pulmones a través de la arteria pulmonar.

Al completarse la circulación del sistema pulmonar, la aurícula izquierda la recibe de las venas pulmonares, la que se comunica con el ventrículo izquierdo por la válvula mitral, para que éste la bombee al organismo por la arteria aorta hacia la circulación sistémica. Al completarse esta circulación, la sangre regresa a la aurícula derecha, cerrando el circuito.

Todo este proceso se realiza porque el corazón es un músculo complejo que dispone de un sistema de elementos nerviosos que aseguran su funcionamiento por medio de estímulos eléctricos que se propagan, estimulan y aseguran la contracción de sus diferentes partes. Para ello, el sistema de conducción está compuesto por el Nódulo Sinoauricular (NS), el Nódulo Aurículo-Ventricular (NAV), el Haz de His y las fibras de Purkinje. El NS se encuentra en la aurícula derecha a la entrada de la vena cava superior, el que está compuesto de células que se descargan rítmicamente, generando el impulso que inicia la actividad cardíaca. Este estímulo se propaga a través de las vías internodales despolarizando las células miocárdicas de las aurículas, con lo que se produce la contracción auricular. El estímulo eléctrico llega más adelante al NAV, donde se produce un pequeño retardo para propagarse por el Haz de His y distribuirse por las fibras de Purkinje provocando la contracción de los ventrículos.

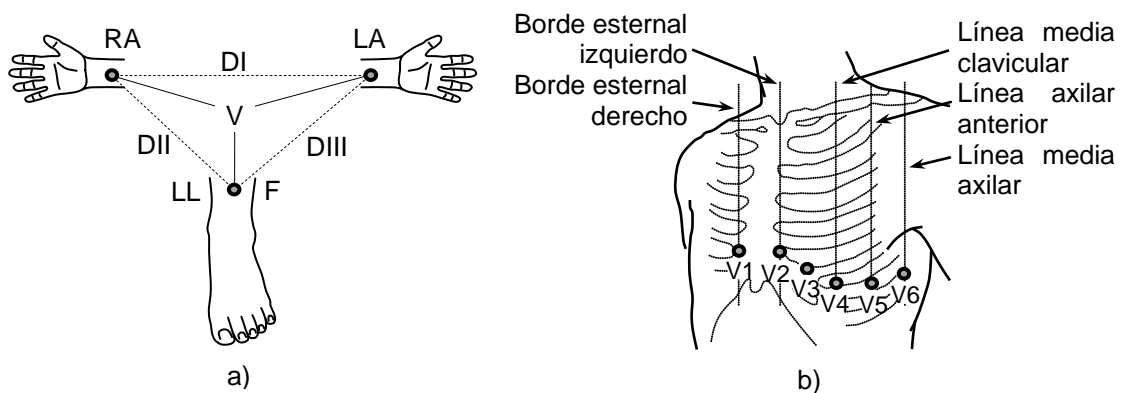


Figura 2.14 Posición de las 12 derivaciones del ECG; a) tres bipolares más las tres monopoles aumentadas y b) las seis monopoles precordiales.

La contracción auricular seguida de la ventricular y la eyección de la sangre por las arterias constituyen la sístole cardiaca; mientras que la relajación ventricular y el llenado auricular pasivo constituyen la diástole cardiaca, lo que completa un ciclo.

En este proceso se producen actividades de tipo eléctrico, acústico y mecánico, que pueden detectarse en diferentes partes del cuerpo, posiciones que han sido estandarizadas en 12 derivaciones, tres bipolares y nueve monopolares. Para este efecto las derivaciones bipolares están ubicadas como se muestra en la figura 2.14 a):

Derivación I (DI): entre los electrodos ubicados en los brazos cerca de las muñecas (Lado izquierdo, LA, por *Left Arm* y lado derecho, RA, por *Right Arm*),

Derivación II (DII): entre el electrodo del brazo derecho (RA) y el ubicado un poco arriba del tobillo izquierdo (Pierna izquierda, LL, por *Left Leg*, o pie, F, por *Foot*),

Derivación III (DIII): entre el electrodo del brazo izquierdo (LA) y el ubicado un poco arriba del tobillo izquierdo (LL, o F).

Estos tres electrodos (RA, LA y LL o F) conforman el llamado triángulo de Einthoven, cuyo baricentro define un punto imaginario denominado V, el que en la práctica se obtiene con la combinación de los otros electrodos. Las nueve derivaciones restantes se consideran como monopolares, aunque en realidad sean bipolares, porque tienen como referencia este punto.

Así, se obtienen las derivaciones aumentadas aVL, aVR y aVF, ubicadas entre cada uno de los tres electrodos situados en los tres miembros (Izquierdo L, derecho R y pie F) y el punto V, además de las seis derivaciones precordiales V1 a V6, que se ubican como se muestra en la figura 2.14 b).

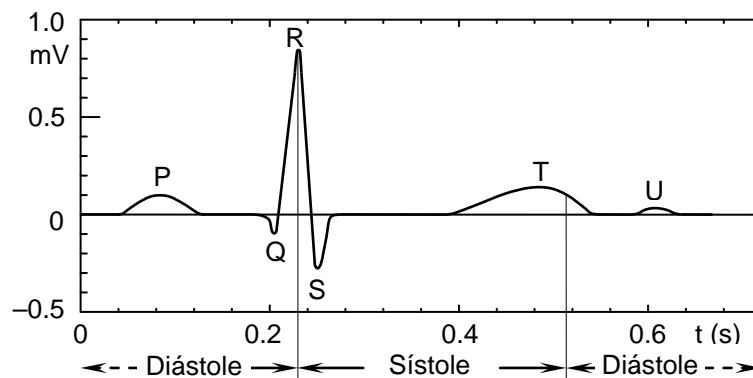


Figura 2.15 Forma clásica de la onda de ECG, donde se señalan los principales eventos.

La actividad eléctrica normal del ECG tiene la forma que se muestra en la figura 2.15. Sus variaciones están determinadas por los sucesos que ocurren en el músculo cardiaco. El ciclo comienza con el llenado de las aurículas lo que ocurre a través de las venas cava y pulmonar y con la siguiente sístole auricular en P, fase de contracción auricular con las válvulas tricúspide y mitral abiertas. Esto permite terminar con el llenado de los ventrículos lo que cierra las válvulas semilunares de la arteria pulmonar y la aorta. La sístole ventricular prosigue en QRS con las válvulas tricúspide y mitral cerradas y las semilunares abiertas, contracción isovolumétrica que provoca la eyección rápida de la sangre hacia las arterias.

Por último, los ventrículos se relajan en la diástole ventricular en T, durante la cual se inicia nuevamente el llenado del corazón, completándose el ciclo de un latido.

En cada una de las distintas derivaciones las señales tienen diferentes morfologías, aunque lógicamente provienen de la misma fuente; sin embargo, tanto la posición de los electrodos, como los tejidos que se encuentran en la trayectoria contribuyen preponderantemente para determinar la forma de las señales que se obtienen. En la figura 2.16 aparece una muestra típica de las morfologías de estas señales, las que han sido adquiridas en cada una de estas doce derivaciones bipolares y monopolares en un sujeto sano.

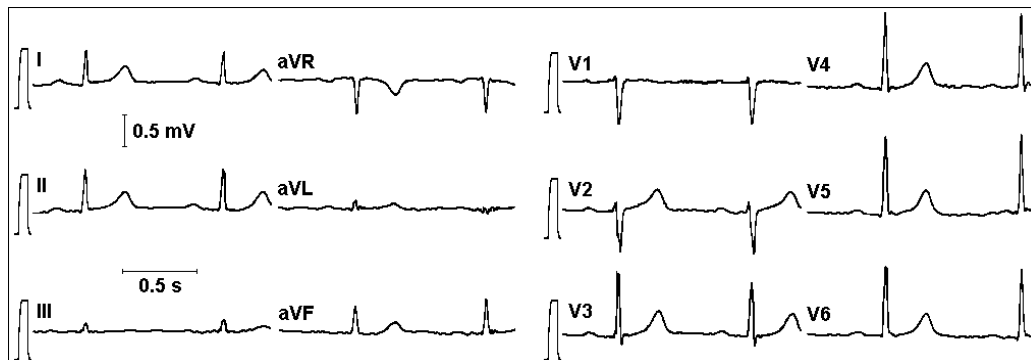
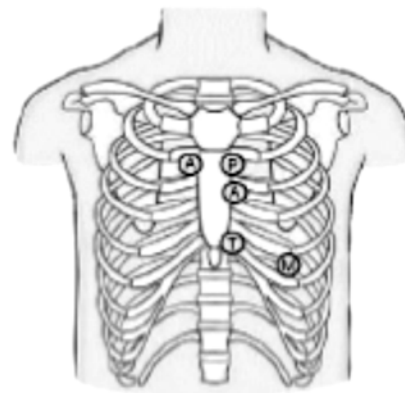
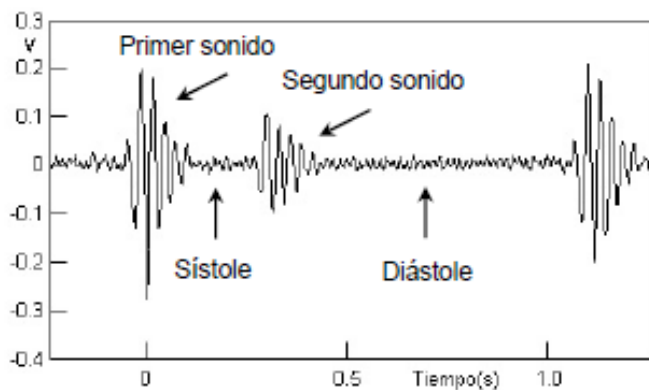


Figura 2.16 Muestra de los registros que se obtienen en cada una de las doce derivaciones.



a) Registro típico de un ciclo de FCG y b) puntos para la auscultación.

Señales fonocardiográficas

La fonocardiografía consiste en la captura y el registro de las señales acústicas que emite el corazón, emulando el uso tradicional del estetoscopio, aunque mejorando los resultados de éste. Con esta técnica es posible estudiar la variación temporal, la intensidad, la frecuencia, la calidad y la ubicación con precisión de los componentes del sonido cardíaco, todo lo cual en forma objetiva y cuantificable. Mediante la fonocardiografía (FCG) se detectan diversas

condiciones patológicas como las siguientes: cardiopatías congénitas, estenosis mitral, pulmonar o aórtica (estrechamientos), alteraciones de la distensibilidad ventricular (capacidad del ventrículo de recibir el retorno venoso sistémico o disfunción diastólica), soplos inofensivos y diversas disfunciones o insuficiencias, entre otras. En la figura 2.17 a) se muestra un registro típico de una persona normal y en la figura 2.17 b) los puntos para la auscultación.

Por tratarse de vibraciones acústicas, los sonidos cardíacos pueden tener un amplio espectro que puede superar los 1500 Hz ya que su origen se debe a la estructura misma del corazón ya que tiene una constitución particular donde cada componente tiene sus propias características biomecánicas, como la elasticidad, las frecuencias naturales, las impedancias mecánica y acústica por las que debe propagarse el sonido, así como la forma en que el organismo amortigua el sonido. En cuanto a los puntos para la auscultación acústica son los focos aórticos (A), pulmonar (P), tricuspídeo (T) y mitral (M), como se indica en la figura 2.17.

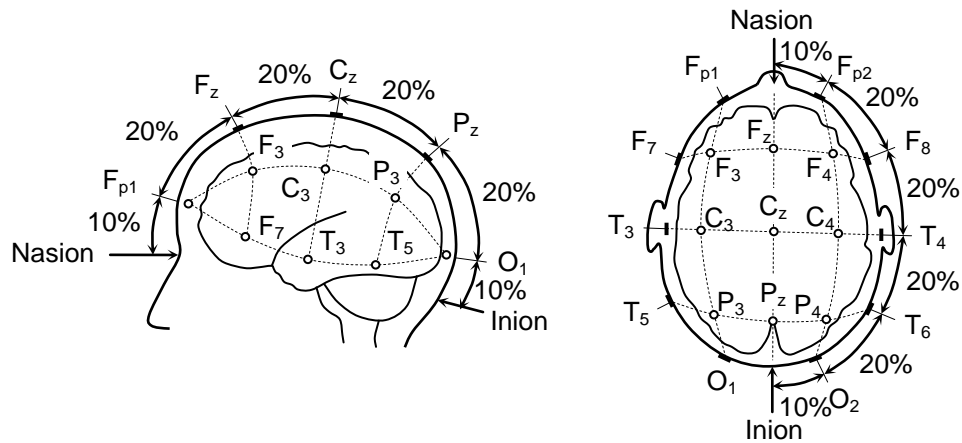


Figura 2.18 Sistema internacional 10-20 para la colocación de los electrodos en el registro del EEG.

Señales electroencefalográficas (EEG)

La actividad cerebral presenta gran cantidad de actividad eléctrica producto de la acción de las neuronas, señales que pueden propagarse por el cerebro y manifestarse hasta la superficie del cuero cabelludo. En esta zona estas señales se adquieren en diferentes puntos mediante electrodos, los que pueden llegar a ser de cien canales en el caso de registros de alta densidad, aunque los instrumentos clásicos consideran típicamente alrededor de unos treinta y dos de ellos. La norma internacional, conocida como sistema 10-20 se representa en la figura 2.18.

La actividad eléctrica cerebral puede distinguirse por su espectro de frecuencias. En la figura 2.19 a) se muestran registros de las cuatro bandas clásicas de frecuencia: Delta, Teta, Alfa y Beta. Las primeras son características de la fase de sueño profundo por lo que se asocian usualmente con éste, que es la fase en la que raramente se sueña; las ondas Teta, por su parte, están asociadas a los estados de calma profunda, de relajación e inmersión en fantasías, y también se suelen presentar en la etapa de sueño REM, en la que se producen los sueños.

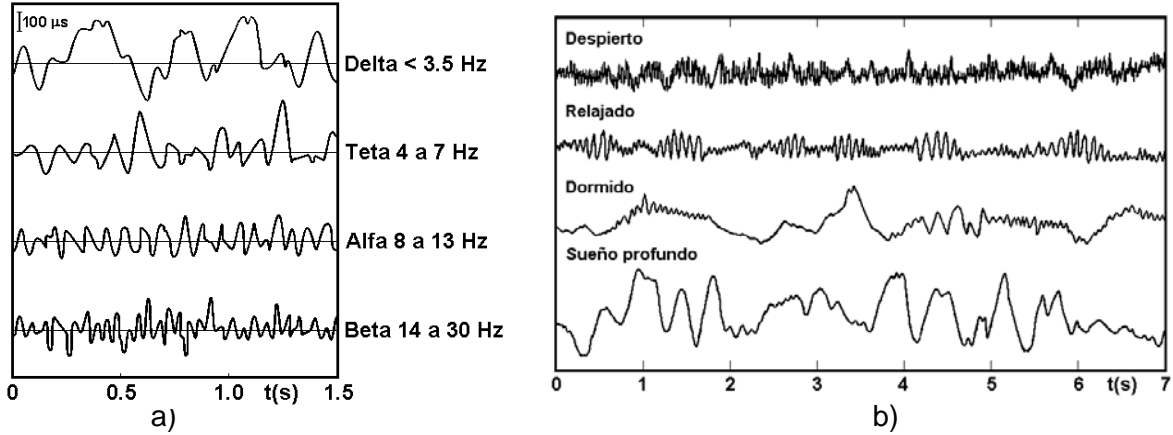


Figura 2.19 Ondas electroencefalográficas a) Clasificación por medio de sus bandas de frecuencia; b) Correlación con la actividad del sujeto.

En cuanto a las ondas Alfa se reconoce que se presentan durante etapas de relajación y calma profunda de una persona despierta por lo que no son propias del estado de sueño; las ondas Beta, por su parte, aparecen con la actividad neuronal intensa por lo que se relacionan con estados de alerta y de atención, en los que hay que reaccionar rápidamente ante posibles imprevistos. Además, en los últimos años se ha generado interés en el registro de ondas de mayor frecuencia, conocidas como Gama, las que se supone pueden estar relacionadas con actividades cognoscitivas, aunque no hay acuerdo al respecto.

En la figura 2.19 b) se muestra una correlación típica entre las ondas electroencefalográficas y el estado de alerta del sujeto. Aunque en esta figura aparecen solo cuatro señales, como ya se ha mencionado, los registros de EEG pueden ser desde unos cuantos canales hasta alrededor de cien, no obstante, los equipos típicos constan de 16 a 32 canales, como el que se muestra en la figura 2.20 para una persona normal.

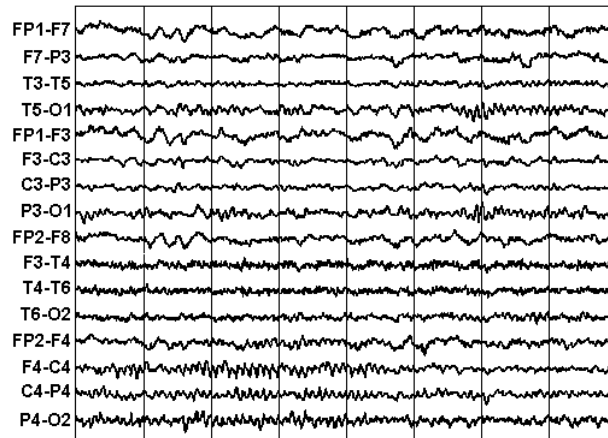


Figura 2.20 Registro no invasivo típico de electroencefalografía de 16 canales.

Señales electromiográficas (EMG)

Así como ocurre con diversos otros órganos, los músculos también trabajan con estímulos eléctricos, por lo que pueden ser objeto de registros mediante electrodos. Dichos registros difieren de los demás, porque tienen mayor frecuencia y un carácter claramente aleatorio, con una amplitud de alrededor de 6 mV y un ancho de banda que puede variar alrededor de unos 500 Hz, aunque hay casos en los que sus armónicas de frecuencia superior pueden superar 1 kHz.

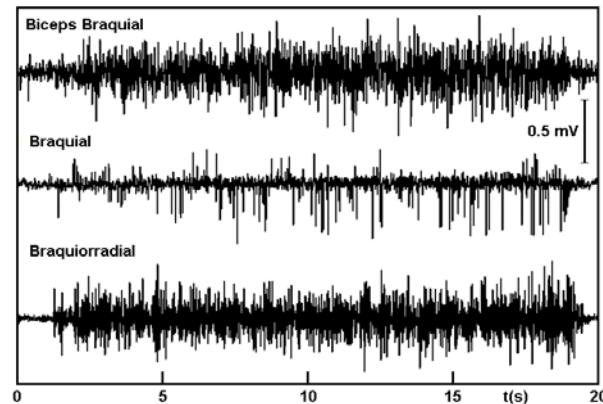


Figura 2.21 Registro electromiográfico de tres músculos del brazo.

Estas señales se generan en la unidad básica del proceso que son las neuronas motoras, las que emiten descargas eléctricas como potenciales de acción. Estos potenciales se propagan por las fibras inervadas y activan a las fibras musculares provocando la contracción de éstas. Cuando la contracción se mantiene, las neuronas motoras deben conservar la excitación activándose en forma repetida formando un tren de estas descargas eléctricas. Esta actividad se propaga por los tejidos por lo que puede ser adquirida mediante electrodos superficiales dispuestos en sitios específicos, o en forma directa sobre las fibras musculares con electrodos de aguja. En la figura 2.21 se muestra tres registros típicos de electromiografía de tres músculos del brazo durante un tiempo breve en que se produce la contracción de éstos y en la figura 2.22 se muestra un registro expandido de unos cuantos milisegundos de duración.

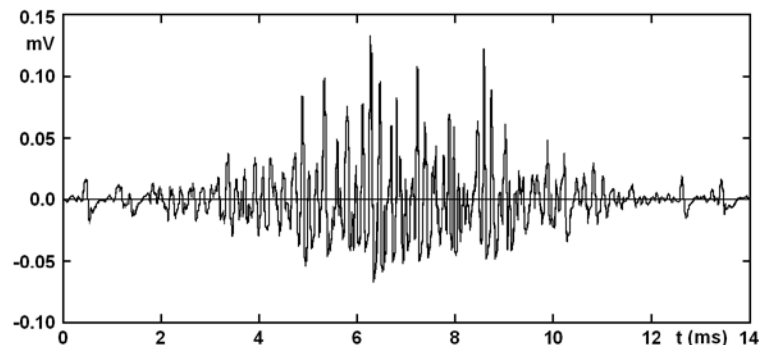


Figura 2.22 Detalle del registro de un músculo durante una breve contracción.

Velocidad nerviosa. Una aplicación alternativa de la EMG consiste en la medición de la velocidad de conducción nerviosa motora. En la figura 2.23 se muestra la ubicación de los electrodos sobre el nervio medio. En los puntos v_{e1} y v_{e2} se aplica un estímulo que se propaga por dicho nervio, por lo que este se registra en v_R sobre el músculo abductor del pulgar. La ecuación indica que la velocidad con que se propaga el estímulo V_n está dada por la distancia D dividida por la diferencia entre la latencia distal t_2 y la latencia proximal t_1 .

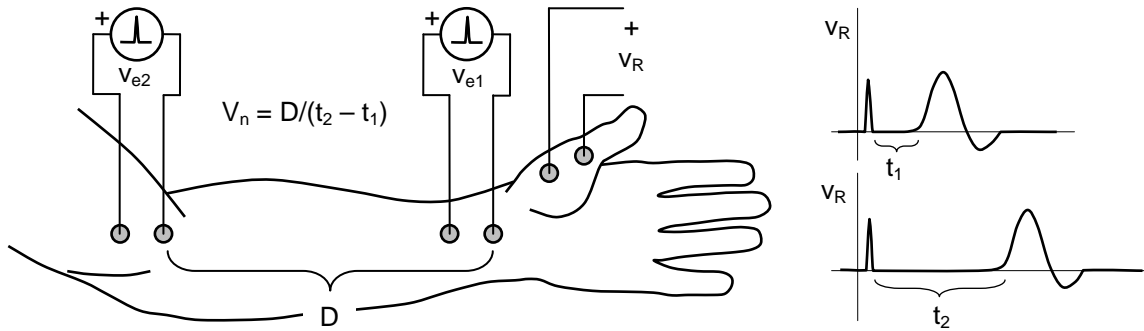


Figura 2.23 Medición de la velocidad de la conducción nerviosa motora.

Señales electrooculográficas (EOG)

El electrooculograma es la adquisición de las variaciones que experimenta la diferencia de potencial que existe entre la córnea del ojo, donde es positiva y la retina, donde es negativa. Esta diferencia de potencial de hasta 3.5 mV se genera porque en la retina hay una gran cantidad de nervios que son eléctricamente activos si se compara con la cantidad que hay en el frente del ojo. En consecuencia, se trata de una señal bioeléctrica que constituye un dipolo el que puede adquirirse mediante simples electrodos situados en las cercanías de los ojos. Las variaciones que experimenta el dipolo dependen del movimiento ocular y de los cambios de la incidencia de la luz sobre la retina.

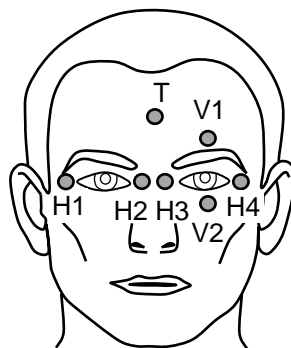


Figura 2.24 Posición de los electrodos para adquirir las señales de electrooculografía.

El fenómeno anterior se debe a que el dipolo eléctrico córnea–retina modifica su posición con los movimientos sacádicos de los ojos, lo que se manifiesta como variaciones de voltaje

entre los electrodos por el cambio de dirección del dipolo que se encuentra asociado al globo ocular.

La posición tradicional de los electrodos para este proceso se muestra en la figura 2.24, en la que se dispone de dos canales horizontales bipolares dado por los puntos H1 – H2 y H3 – H4, ubicados cerca de los cantos interior y exterior de cada ojo (aunque también puede usarse el canal bipolar H1 – H4); además de un canal vertical bipolar dado por V1 – V2, puntos que se localizan arriba y abajo del ojo; así como de un punto de referencia de tierra T que puede estar en el centro de la frente.

En tales condiciones las señales registran la posición del ojo, por lo que son señales que pueden detectarse fácilmente y debido a sus características son claramente distinguibles. Una de sus aplicaciones más importantes se encuentra en el desarrollo de interfaces cerebro computadora. Sin embargo, la señal de EOG también tiene aplicaciones clínicas, para detectar diversas enfermedades, especialmente las relacionadas con las alteraciones del sueño, aunque muchas veces se relaciona con la electroretinografía, ya que ambas señales manifiestan cambios similares cuando se presentan algunos padecimientos.

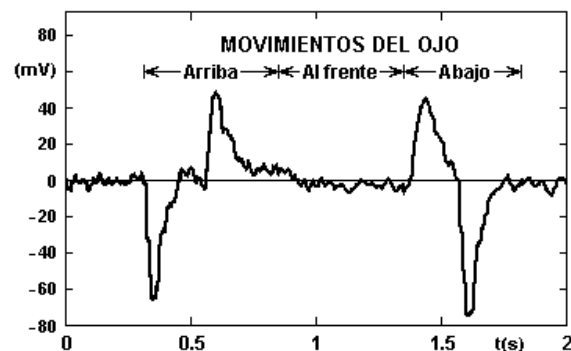


Figura 2.25 Formas de onda de la señal de EOG que muestra las variaciones que se producen por el movimiento del globo ocular en tres casos típicos.

En relación con el dipolo eléctrico cornea–retina, el movimiento natural del ojo modifica la posición de este dipolo por lo que genera voltajes de unos 16 μV por grado de variación del globo ocular, tanto en forma horizontal como vertical. Por otra parte, la amplitud de los pulsos aumenta con el ángulo del movimiento, mientras que su ancho es proporcional a la duración del giro. Además, la relación entre la señal de EOG y el movimiento angular del ojo es lineal. Las formas de onda típicas del EOG que se generan con estos movimientos se muestran en la figura 2.25. Como se observa en esta figura, los pulsos son generados en pares que tienen polaridad positiva y negativa; aunque con el movimiento hacia arriba el primer pulso es negativo y cuando el movimiento es hacia abajo, resulta positivo. Pero, en ausencia de movimiento o cuando la mirada se dirige al frente, la amplitud de la señal es prácticamente nula porque el dipolo está centrado.

Como la incidencia de la luz excita los conos y bastones de la retina, una variante de la EOG lo constituye la medición de la adaptación de la retina a los cambios oscuridad–luminosidad.

Esto se logra manteniendo la visión en total oscuridad durante 15 minutos, seguidos de otros 15 minutos de luminosidad con una intensidad de alrededor de 100 cd/m^2 . En tal condición, se produce un punto mínimo en la fase de oscuridad (Canal oscuro, DT, por *Dark Trough*) y un punto máximo en la fase de luminosidad (Pico de luz, LP, por *Light Peak*). La relación entre ambos se conoce como relación DT:LP, también conocida tradicionalmente como la relación de Arden, la que tiene importancia clínica.

Señales electroretinográficas (ERG)

La adquisición de las señales de electroretinografía se realiza en forma similar a la EOG, aunque en este caso se utiliza estimulación luminosa en patrones especialmente diseñados para medir selectivamente la respuesta eléctrica de las células receptoras de la retina (conos y bastones). Sin embargo, en este caso los electrodos se colocan directamente sobre la córnea y en la zona cercana del ojo, dependiendo del estudio que se realice.

Durante una adquisición, el paciente mira un estímulo previamente seleccionado y la señal resultante se interpreta considerando la amplitud del voltaje obtenido y de su duración. Los estímulos pueden incluir destellos, diseñados para activar la retina completa, e imágenes compuestas de patrones en blanco y negro o en diversos colores. Estos pueden activar selectivamente regiones específicas de la retina con estas imágenes compuestas de contrastes.

En consecuencia, la ERG puede aplicarse en oftalmología para el diagnóstico de diversas enfermedades de la retina. Las señales de ERG se dividen en dos componentes principales: la onda 'a' al inicio, usualmente negativa, y la onda 'b' posterior, normalmente positiva, pero también pueden registrarse otras ondas, como la denominada 'c' entre otras, aunque muchas veces éstas no se registran. Son causadas por la actividad de los foto-receptores durante la actividad de éstos, por lo que reflejan la función de las diversas capas de la retina. Por ello, según el tipo de ERG que se aplique, estas ondas pueden ser positivas, negativas o no presentarse.

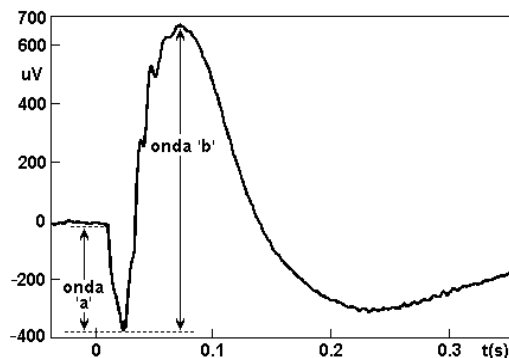


Figura 2.26 Forma clásica de la señal ERG en la que se señalan las ondas 'a' y 'b'.

En la figura 2.26 se muestra un registro típico de ERG donde aparecen las dos primeras ondas y donde destaca la ausencia de la onda 'c'. Por otra parte, la ERG puede utilizarse para estimular por separado los conos y bastones de regiones determinadas de la retina mediante el uso de distintos patrones, así como con la excitación con diferentes frecuencias, ya que los foto-receptores están especializados en la detección de intensidades y colores.

Por ello, también pueden obtenerse respuestas mixtas o aplicarse estímulos repetitivos, cuyos resultados se muestran en los registros de la figura 2.27.

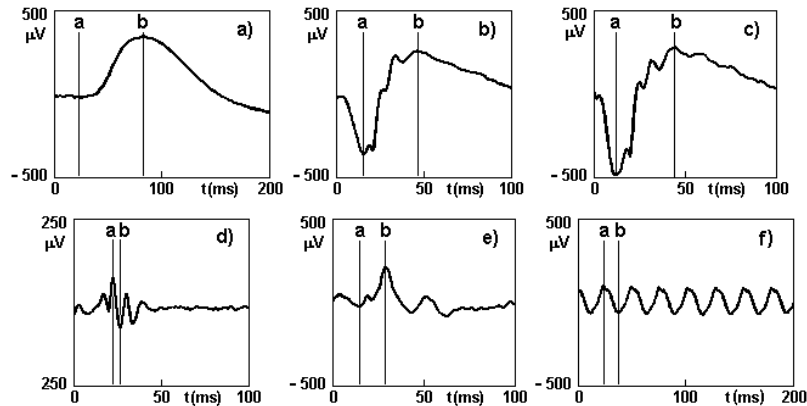


Figura 2.27 Señales de ERG. Respuestas: a) de bastones; b) mixta con oscilaciones; c) de mayor intensidad; d) con varias oscilaciones; e) de conos; y f) estímulos repetitivos.

Señales electrogastrográficas (EGG)

La actividad muscular del tracto digestivo, tanto del estómago como del intestino, es susceptible de registrar mediante electrodos externos situados en la pared abdominal, donde se manifiestan las señales eléctricas, como es el caso de las demás señales bioeléctricas, aunque también se les puede registrar directamente por medio de electrodos internos.

En la figura 2.28 se muestra la posición tradicional de los cinco electrodos empleados para adquirir estas señales externamente en la pared abdominal. Como esta actividad es producida tanto por el estómago como por el intestino delgado, las adquisiciones están compuestas de una combinación de señales que se representa mejor en el dominio de la frecuencia, como se muestra en la figura 2.29. Estas señales se caracterizan porque son de muy baja frecuencia, razón por la cual se suelen representar en el dominio de la frecuencia en ciclos por minuto, los que equivalen aproximadamente a 0.0167 Hz.

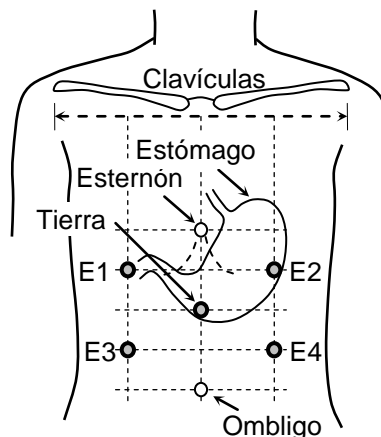


Figura 2.28 Posición de los cuatro electrodos y la referencia de tierra, para adquirir EGG.

Con este procedimiento los registros que se obtienen pueden contener una mezcla de señales producto de las distintas fuentes que existen en el tórax y en el abdomen. Por tanto, es necesario separar la información deseada de las señales espurias, por lo que estos resultados pueden separarse mediante el uso de la técnica denominada Separación a Ciegas de Señales o Separación a Ciegas de Fuentes (BSS, por *Blind Source Separation* o *Blind Signal Separation*)⁴, como se muestra en la misma figura. En este ejemplo en el registro se ha logrado aislar la componente del estómago, la cual corresponde a la componente A2 de la figura.

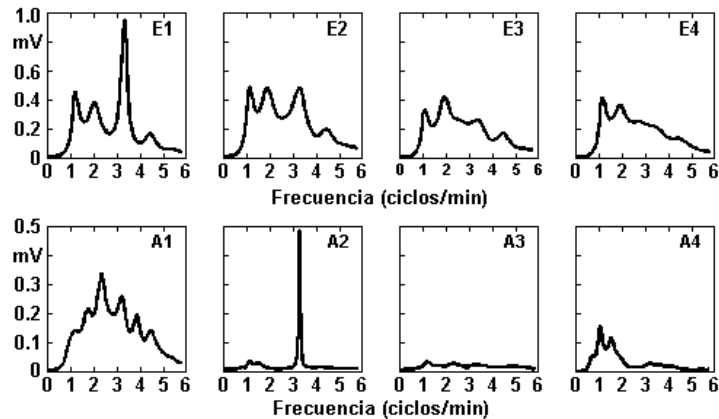


Figura 2.29 Registros de los cuatro electrodos representados en el dominio de la frecuencia en ciclos por minuto y resultados de la técnica BSS.

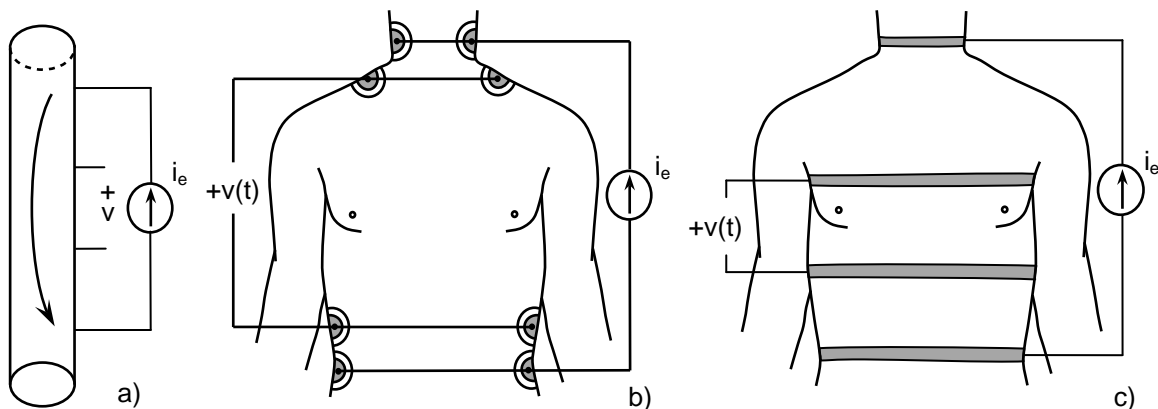


Figura 2.30 Medición de la resistencia o la impedancia; a) caso ideal; b) para la medición del flujo sanguíneo; c) otro método con electrodos de banda para mejorar el contacto.

⁴ Este método consiste en la separación de las fuentes componentes de ondas que conforman un conjunto de señales mezcladas, cuando se dispone de muy poca o ninguna información sobre las fuentes o el proceso de mezcla. Aun cuando este problema está muy poco determinado, es posible obtener soluciones útiles en diferentes condiciones, como en este caso.

Señales de bioimpedancia

Todos los tejidos presentan una impedancia al paso de la corriente eléctrica ya que son conductores de la electricidad por su actividad iónica. En la figura 2.30 aparece la forma tradicional en que este parámetro se mide idealmente en un objeto cilíndrico. El procedimiento consiste en disponer cuatro puntos equidistantes para aplicar en los contactos extremos una corriente alterna i_e de 20 μA a 20 mA y en un intervalo de frecuencias comprendido entre 50 kHz y 1 MHz. Al medir el voltaje que se presenta entre los dos puntos centrales, la resistencia, o impedancia Z del objeto a medir se obtiene simplemente con la ecuación $Z = v/i_e$. Como el cuerpo humano no tiene la forma ideal de la figura, en la práctica se busca disponer los cuatro electrodos en la forma más adecuada posible.

La impedancia eléctrica de los tejidos contiene información importante sobre su composición, el volumen y la distribución sanguínea, así como la actividad endocrina, además de información sobre el sistema nervioso, otros órganos y sistemas. Las mediciones de bioimpedancia se realizan generalmente con dos tipos de electrodos, unos invasivos que inyectan corrientes eléctricas en el tejido y otros externos que se ubican sobre la superficie del órgano o región del cuerpo que se quiere estudiar. En ambos casos se mide la caída de voltaje generada por la corriente y la impedancia del tejido.

OTRAS SEÑALES

Son muchas las señales biomédicas que pueden adquirirse del cuerpo humano por medio de diferentes mecanismos como los ya señalados. Las señales que se han relacionado previamente son las más representativas y utilizadas, sin embargo, existen otras que tienen objetivos clínicos específicos, como las que se mencionan a continuación.

Señales bioacústicas

Se trata de fenómenos acústicos que se producen en el organismo en condiciones normales y en ciertas condiciones patológicas. Algunos ejemplos relevantes son los sonidos cardiacos, asociados con la apertura y el cierre de las válvulas del corazón, así como con el flujo de la sangre. Un registro típico se muestra en la figura 2.31. El primer sonido, más intenso, se debe a la sístole ventricular (cierre de las válvulas mitral y tricúspide) y de la apertura de las válvulas sigmoideas (aórtica y pulmonar), por lo que marca el inicio de la contracción ventricular. El segundo sonido, menos intenso, lo provoca el cierre de las válvulas sigmoideas (aórtica y pulmonar) y la apertura de las válvulas aurículo ventriculares (tricúspide y mitral).



Figura 2.31 Sonidos cardiacos más comunes asociados con el funcionamiento del corazón.

Como se indica en la figura, también se suele registrar un tercer sonido, menos frecuente, aunque aparece especialmente en niños y adolescentes, el que se produce por el llenado rápido del ventrículo. También puede aparecer un cuarto ruido mucho menos frecuente, el

que suele tener un carácter patológico, además de los llamados soplos cardiacos asociados con anomalías físicas o mecánicas del corazón.

Estos sonidos se registran con transductores acústicos en la superficie torácica, aunque también se registran sonidos al medir la presión arterial por el método indirecto que emplea un esfigmomanómetro. En este caso, el método consiste en el uso de un brazalete que se infla en el brazo para colapsar la arteria antecubital y detener el flujo sanguíneo. Al disminuir paulatinamente la presión, el flujo se reanuda en forma turbulenta, produciendo los sonidos de Korotkoff que se escuchan con un estetoscopio ubicado en la posición de la arteria.

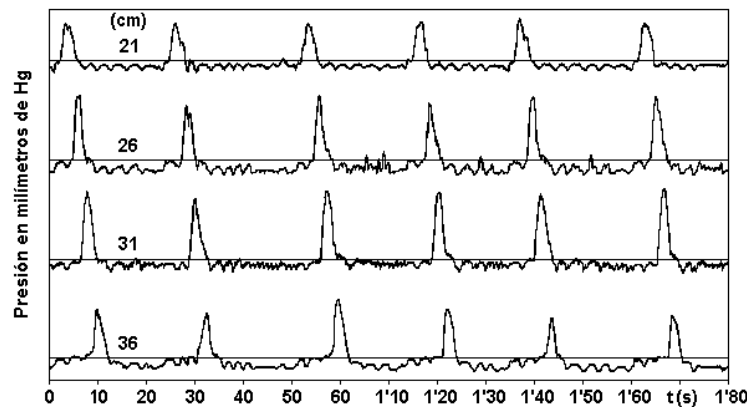


Figura 2.32 Cuatro registros de la actividad esofágica de presión en mmHg, a diferentes alturas.

Otros sonidos corresponden a la actividad pulmonar, los que se producen en la zona torácica, por lo que se perciben mejor mediante la auscultación con un estetoscopio. Este procedimiento permite reconocer sonidos normales y anormales, por lo que es un método importante para el diagnóstico.

Señales de presión

Además de los registros eléctricos de la electrogastrografía, otra técnica de adquisición de señales consiste en adquirir las señales de variación de presión del sistema gástrico. Por ejemplo, en la figura 2.32 se muestran varios registros de presión obtenidos a diferentes alturas del esófago en condiciones de deglución. Se observa que los registros manifiestan variaciones que tienen una tendencia rítmica y que presentan gran similitud entre las cuatro imágenes, además de que a medida que se aumenta la altura se presenta un pequeño desfase. La presión se mide en milímetros de mercurio (mmHg) y como estas señales también son lentas, el tiempo se grafica en segundos.

Otra señal de presión que tiene relevancia es la correspondiente a la onda de presión arterial, la que está determinada por el patrón de eyección ventricular y la naturaleza elástica del árbol arterial, la que se mide en los puntos T y M de la figura 2.17 b). En la señal de la figura 2.33 destacan los puntos P_D , P_S , I_D y P_P . El primero de ellos (P_D) corresponde a la apertura de la válvula aórtica y al inicio de la sístole; el punto P_S , marca el momento de la

máxima presión arterial; el punto I_D se conoce como incisura dicrota⁵, la que se manifiesta como una disminución de la curva debido a que la presión de la aorta supera a la del ventrículo. Esta circunstancia provoca el cierre abrupto de la válvula aórtica y produce un leve aumento de la presión, que puede interpretarse como un pequeño segundo latido. Posteriormente la curva disminuye paulatinamente, ya que en este punto se inicia la diástole. Además, el punto P_P marca la presión arterial pulsátil.

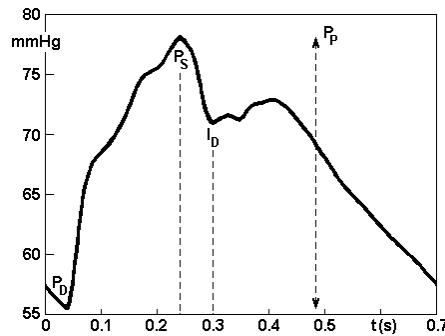


Figura 2.33 Señal de presión arterial donde se indican los diversos incidentes vinculados con la actividad cardíaca.

Señales biomagnéticas

Como la actividad de las células del corazón, del sistema nervioso, del hígado o de otros órganos, se basa en diferentes efectos eléctricos, las corrientes iónicas que se producen en estos órganos en forma natural producen pequeñas señales magnéticas que contienen información de la actividad que las genera. Estas señales son en extremo débiles, ya que no superan los nanoteslas (nT), lo que las hace extraordinariamente difíciles de adquirir, ya que existen campos magnéticos naturales más intensos que hacen las veces de ruido, como la red eléctrica o el campo magnético terrestre, el que es unas cincuenta mil veces superior, por lo que ambos pueden interferir con la captura. Sin embargo, estas señales pueden brindar información clínica que no se obtiene con otras señales, aunque hay que utilizar diversos transductores especialmente diseñados para adquirirlas.

Una aplicación importante es la magnetoencefalografía (MEG), prueba médica no invasiva que utiliza dispositivos superconductores de interferencia cuántica (superconducting quantum interference devices, SQUID) y un equipo computacional con el que se mide la actividad neuromagnética en el cerebro, en forma similar a como lo hace la EEG. Los sistemas modernos incluyen arreglos de más de 300 sensores de tipo SQUID en un casco con los que se capturan con gran exactitud temporal las señales magnéticas en la superficie del cuero cabelludo. El estudio captura la actividad magnética neuronal mientras el paciente se encuentra inmóvil o realiza algunas actividades específicas, tales como escuchar una serie de palabras, realizar alguna actividad mental o mirar unas imágenes

Señales biomecánicas

Otro tipo de señales que también tienen importancia clínica son las que se originan en las funciones mecánicas de los sistemas biológicos. Corresponden a los procesos mecánicos

⁵ Del griego *dis*, dos veces; *crotos*, latido.

del cuerpo, como el desplazamiento, la presión, el flujo y la temperatura. Para adquirirlas se requiere de transductores especiales, como piezoeléctricos, de membrana deformable, de punta de catéter, termorresistivos o termiodiodos. Como las señales relacionadas con los procesos mecánicos no se propagan como las otras señales, muchas veces la medición debe hacerse en forma directa en el punto exacto donde se producen, por lo que pueden ser invasivas. Sin embargo, siempre existe la alternativa de realizar mediciones indirectas, especialmente con un esfigmomanómetro, con técnicas de ultrasonido, transductores de tipo capacitivo y pletismografía, entre otros métodos.

En consecuencia, la actividad vinculada con la biomecánica se orienta principalmente a elaborar modelos de la sangre, los huesos, los músculos y los tejidos blandos, aunque también se dedica a la práctica deportiva, al tratamiento médico de las estructuras corporales, al tratamiento físico y terapéutico, la biomecánica de traumatismos, el análisis forense y ocupacional. En estos sentidos se ocupa de la ergonomía, la kinesiología, la rehabilitación, las presiones y deformaciones de los órganos por lo que tiene incidencia en los órganos artificiales y en las prótesis, especialmente en la forma en que se desplaza el cuerpo humano y cómo se mueven las extremidades.

Señales bioópticas

Diversos fenómenos fisiológicos responden a la excitación luminosa como es el caso de la medición del oxígeno presente en la sangre (oximetría). Este procedimiento se basa en el principio según el cual la sangre oxigenada tiene un color más rojo mientras que la sangre desoxigenada tiende a ser más azulada, por lo que utilizando un emisor de luz roja ($\lambda = 660$ nm) y otro de luz infrarroja ($\lambda = 940$ nm), las que son recibidas por fotodetectores, es posible medir en una arteria tanto el pulso como la saturación de oxígeno.

Como la sangre arterial es la única que presenta variaciones pulsátiles, cuando absorbe estas longitudes de onda produce variaciones que se registran con detectores, ya que los tejidos, e incluso la sangre venosa, no tienen un comportamiento pulsátil y en consecuencia no generan variaciones en la absorción de estas radiaciones. Por tanto, en ausencia de sangre arterial o de pulsaciones, los detectores no registran ningún cambio, porque estos se producen transitoriamente con las pulsaciones arteriales. Como resultado se tiene que al medir la absorción que producen la hemoglobina oxigenada y la desoxigenada puede calcularse la saturación de oxígeno. Por otra parte, la fotopletismografía consiste en obtener las variaciones del volumen sanguíneo y la frecuencia cardíaca, para lo cual en la figura 2.34 se muestran tres métodos básicos para la obtención de la señal.

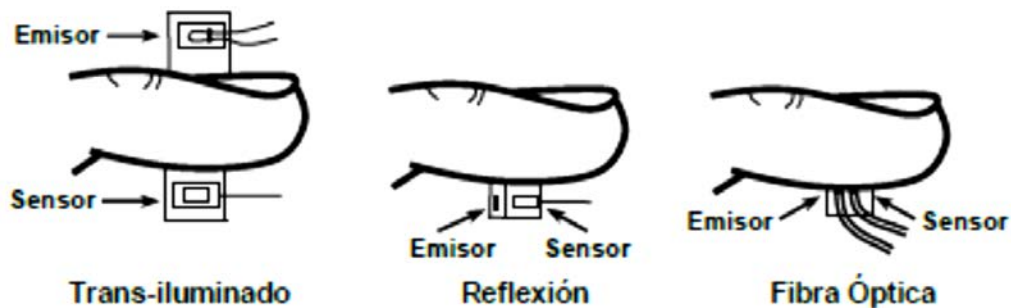


Figura 2.34 Tres formas de obtención de la señal de fotopletismografía.

POTENCIALES EVOCADOS

Los sentidos humanos reciben los estímulos externos los cuales son transmitidos por las vías sensoriales para llegar hasta los centros receptores del cerebro, donde se procesa la información respectiva. Estas vías sensoriales son la visual, la auditiva, la somato sensorial, la vestibular y las correspondientes a los sentidos del gusto y del olfato⁶. Como los estímulos se convierten en potenciales, éstos pueden ser provocados artificialmente, con lo que se obtienen los llamados Potenciales Evocados (o provocados), que son respuestas a estímulos sensoriales específicos. En la actualidad, debido a que los potenciales evocados son respuestas que se producen prácticamente con cualquier estímulo sensorial, incluyendo eventos específicos no solo de tipo sensorial, sino también cognitivo o motriz, se suele considerarlos como potenciales relacionados a eventos (ERP, por *Event-Related Potential*).

Debido a que los receptores sensoriales se encuentran en zonas específicas del cerebro, se registran con electrodos en la cabeza, con la sola excepción de los potenciales somato-sensoriales que pueden registrarse en su trayectoria por los miembros involucrados. La forma en que usualmente se adquieren es mediante estímulos breves e intensos que hacen las veces de impulsos como los utilizados para obtener la respuesta al impulso de los sistemas lineales e invariantes. Los estímulos más simples, aunque no son los únicos, son un destello (flash), para la vía visual; un breve sonido intenso (clic), para la vía auditiva; y una ligera descarga eléctrica, una breve presión o un pequeño golpe con un objeto puntiagudo en el punto de interés, para la vía somato-sensorial. Para la vía vestibular se emplean giros rápidos de la cabeza con los cuales se estimula uno de los tres canales semicirculares y con movimientos lineales para estimular las máculas del utrículo y del sáculo.

Sin embargo, resulta que en el cuero cabelludo no solo se registran estos potenciales, sino también la actividad natural del cerebro, la que debe considerarse como un ruido de fondo que contamina el potencial. En consecuencia, para su registro es necesario el uso de técnicas de procesamiento de señales que puedan separar la actividad normal del cerebro de la respuesta evocada. En este sentido, la técnica más sencilla consiste en estimular repetidas veces la vía sensorial, sincronizando las respuestas y promediándolas posteriormente, método que se conoce como promediación. Como la actividad normal del cerebro tiene un carácter claramente aleatorio en el promedio, resulta que el promedio tiende a cero, mientras que la respuesta evocada es más bien de tipo determinista, por lo que con este procedimiento con el promedio se obtiene el potencial evocado promedio de la serie de estimulaciones.

Potencial evocado visual (PEV)

Para la estimulación visual es útil no solo un destello, sino que la estimulación que proporciona mayor consistencia en los resultados consiste en una cuadrícula estilo tablero de ajedrez cuyos casillas negras y blancas se alternan repentinamente, aunque también se utilizan figuras específicas que se muestran en una pantalla, así como objetos, palabras o frases escritas, dependiendo del estudio.

⁶ Aunque existen algunos trabajos interesantes que se han hecho con estos dos últimos sentidos, los resultados obtenidos en la investigación realizada no han proporcionado conclusiones que tengan gran utilidad clínica, excepto que se ha logrado identificar preliminarmente los orígenes de las ondas típicas de estos potenciales, vinculándolas con diversas causas.

La forma de estimulación con patrones alternantes activa más a los conos que a los bastones y se requiere la cooperación del paciente, ya que los resultados pueden depender de su estado de alerta y de la atención que preste a los estímulos. Por el contrario, la estimulación con destellos activa tanto a los conos como a los bastones y puede aplicarse a pacientes que no cooperan, ya sea que se encuentren despiertos, dormidos o sedados.

En la figura 2.35 se muestra un ejemplo típico de un PEV en el que se destacan los puntos máximos y mínimos, así como las latencias (tiempos de retardo) en un diagrama con dos escalas de tiempo. La morfología del PEV depende tanto de factores externos como personales del paciente; entre los primeros se encuentran las características del estímulo, como la intensidad, el color, la luminosidad, así como la frecuencia, el tipo y la regularidad de la estimulación. Pero también influye el tamaño personal del campo visual estimulado o la zona de la retina que se está estimulando. Entre los factores internos influyen la atención que el paciente preste al estímulo, su edad, la calidad de su agudeza visual, así como su condición de salud y su estado psicológico.

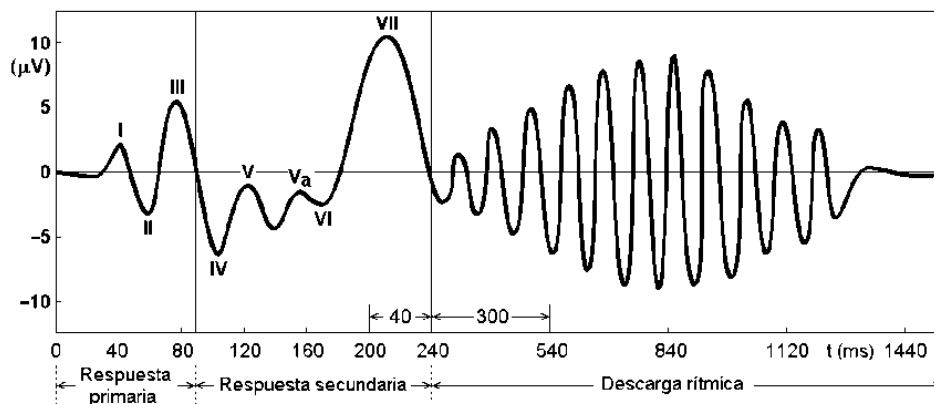


Figura 2.35 Potencial evocado visual típico.

Potencial evocado auditivo (PEA)

La vía sensorial de la audición se estimula, además del breve estímulo sonoro conocido como clic, con frecuencias puras, lo que se conoce como estímulo tonal, o mediante fonemas específicos. Al igual que los PEV, la morfología del resultado obtenido depende de la actividad que el estímulo provoca a lo largo de la trayectoria sensorial desde el oído, el nervio auditivo y las zonas de la corteza cerebral vinculadas con la audición.

Las características principales del PEA también dependen de factores asociados al estímulo, a la adquisición y al paciente. Entre los primeros están la intensidad, la frecuencia, la duración, el tipo del estímulo utilizado; a su vez, los factores de la adquisición se refieren a si el estímulo es estéreo o monofónico, la posición y tipo de los electrodos, además de los procesos utilizados como la amplificación, el filtrado, la forma de separación del PEA de la actividad normal del cerebro y el procesamiento digital.

En cuanto a los factores relacionados con el paciente, además de sus características individuales como su género, edad, estado de alerta, el uso de fármacos o si está inquieto o relajado, la forma final del PEA puede tener información de interés clínico de naturaleza patológica.

En la figura 2.36 se muestra un PEA típico en escala logarítmica dividido en tres etapas. El primer grupo de oscilaciones señalan la respuesta de latencia corta o potencial auditivo de tallo cerebral (BAEP, por *Brain Auditory Evoked Potential*), le sigue la respuesta de latencia media (MAEP, por *Middle Auditory Evoked Potential*), para concluir con la respuesta de latencia tardía (LAEP, por *Late Auditory Evoked Potential*). Sin embargo, además de las respuestas mencionadas pueden observarse, entre otras, varias respuestas de latencia muy tardía como las vinculadas con los procesos cognitivos.

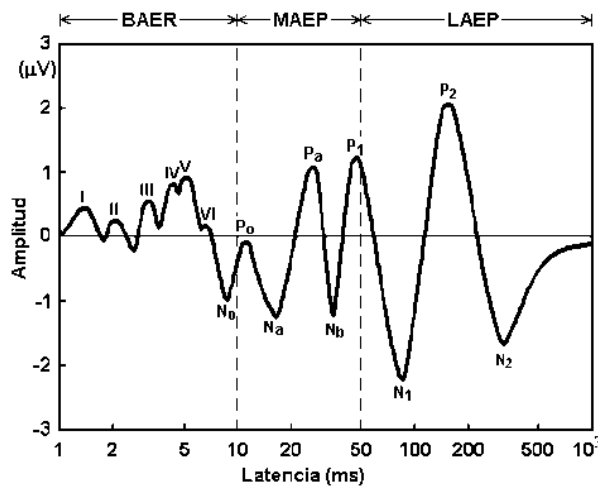


Figura 2.36 Potencial evocado auditivo típico.

Potencial evocado somatosensorial (PESS)

Por tratarse de un estudio dedicado a los órganos del tacto, este tipo de potencial evocado se produce aplicando un estímulo físico que puede ser un pequeño pulso eléctrico sobre un punto de la extremidad de interés. Esto se realiza en combinación con electrodos ubicados en las áreas de la corteza cerebral vinculadas con el registro de las respuestas de la zona estimulada. Comúnmente se utiliza el nervio mediano en la muñeca, o el nervio tibial posterior en el tobillo, aunque no son los únicos puntos de estimulación. En consecuencia, este procedimiento pone a prueba tanto la vía sensorial periférica como las áreas sensoriales del cerebro, aunque los estímulos no sean fisiológicos. Por tanto, con los PESS se estudia la vía sensorial completa desde el punto de estimulación hasta el cerebro, lo que permite determinar si existe en algún lugar específico algún daño y, en su caso, la gravedad del mismo.

Potencial evocado vestibular (PEVest)

En el oído interno, en el vestíbulo que se muestra en la figura 2.37, se encuentran cinco pequeños órganos responsables de informar al cerebro de los cambios que experimenta la cabeza, como desplazamientos lineales y giros. Ambos movimientos son en realidad no solo los que experimenta la cabeza, sino también los que se realizan con todo el cuerpo. Los

primeros son los tres canales semicirculares ubicados aproximadamente en las tres dimensiones del espacio para detectar los movimientos angulares, mientras que los dos restantes son las máculas que son sensores del desplazamiento lineal en las direcciones vertical y horizontal. Como estos pequeños órganos se encuentran en la cabeza, dan cuenta no solo de los giros y desplazamientos de ésta, sino que también lo que sucede con el cuerpo entero.

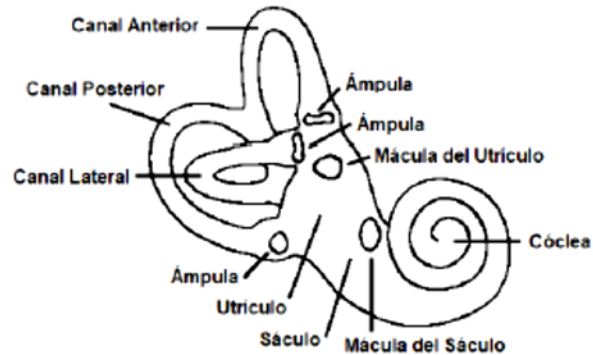


Figura 2.37 Estructura del vestíbulo en el oído interno. Las tres ámpulas de los canales semicirculares y las dos máculas son los órganos que detectan los movimientos y las aceleraciones.

La forma en la que este proceso ocurre es el siguiente: en cada uno de los canales semicirculares hay un ámpula que detecta el movimiento angular en cada una de las tres dimensiones del espacio, ya que los canales están llenos de un líquido llamado endolinfa el que al producirse un movimiento estimula a las células ciliadas que se encuentran en las ámpulas, las que a su vez envían impulsos nerviosos al cerebro vía el nervio acústico. Por su parte las máculas están constituidas por células ciliadas que son estimuladas por otolitos, ya que de acuerdo con su posición pueden detectar la aceleración horizontal (la mácula del utrículo) y vertical (la mácula del sáculo) enviando los impulsos nerviosos el cerebro en forma similar a como lo hacen los canales semicirculares.

La adquisición de los potenciales debidos a los canales semicirculares no está exenta de dificultades, lo que se debe a que el estímulo debe ser una rotación o movimiento brusco. Como estos estímulos deben tener la forma de una aceleración, resulta que se registran adicionalmente potenciales visuales, auditivos y somato sensoriales, ya que el giro o movimiento estimula también estas vías sensoriales, aunque en forma menos directa. Esto es porque se produce un cambio brusco del campo visual, se genera un ligero ruido producto del impulso y la cabeza experimenta una obvia sacudida somato sensorial por la forma en que se debe aplicar la estimulación.

Además de lo anterior, también es posible estimular el sáculo vestibular por medio de los Potenciales Evocados Vestibulares Miogénicos (VEMP, por *Vestibular Evoked Myogenic Potential*), aunque no con aceleraciones, ya que este órgano puede responder a sonidos de cierta intensidad. Los potenciales VEMP constituyen una técnica que se basa en el reflejo vestibulo cervical que es el que responde a la estimulación acústica. Estas respuestas dependen de la tonicidad del músculo esternocleidomastoideo ipsilateral y se relacionan con

la función de la mácula del sáculo. En forma similar, también es posible registrar el potencial evocado miogénico vestibulo-ocular (OVEMP, por *Ocular Vestibular Evoked Myogenic Potential*). Esta respuesta depende del movimiento de los músculos externo oculares contralaterales y se relaciona con la función de la mácula del utrículo.

CONCLUSIÓN

Las señales que el organismo genera en forma natural son susceptibles de ser adquiridas por medio de electrodos o transductores especializados, aunque también pueden analizarse con procesamiento digital, como es el caso de los potenciales evocados. Aunque las señales son de diversos tipos y de diferentes orígenes, todas ellas contienen información importante del órgano o de la función del cuerpo que las produce. A pesar de que las señales bioeléctricas parecen ser las más numerosas, también hay otras que consisten en variaciones de campos magnéticos, de flujo, de impedancia, de movimiento angular o lineal, de presión, de sonido o de temperatura. Pero no son las únicas que pueden registrarse en el organismo, ya que en determinados casos también son útiles las señales bioquímicas, el pulso de la carótida, la voz humana, las obtenidas en forma invasiva con sensores en un catéter, entre otras.

Finalmente, algunas señales adquiridas, como las de EEG, pueden procesarse para la obtención de imágenes que representan gráficamente la actividad cerebral, como ocurre con el caso del mapeo cerebral, lo que en este caso facilita la interpretación de los resultados. También algunas imágenes, como las de tomografía o resonancia magnética no se adquieren en forma directa, sino que se obtienen mediante técnicas de procesamiento digital, herramienta con la cual dichas imágenes son construidas a partir de una serie de señales que se obtienen especialmente con este propósito.

EJEMPLOS

1. El transductor capacitivo de la figura 2.5 dispone de dos capacitores fijos y de dos capacitores variables que dependen de la presión y tienen un valor de 1 nF cada uno. Suponiendo que a la presión inicial o cero (P_0) los capacitores tienen el mismo valor y que la presión que se mide puede variar desde P_0 entre 10 y 15 kPa (aproximadamente 75 y 120 mmHg), y produce una variación de 10 pF por cada 1 kPa, determine la máxima variación de v_{sal} y la relación entre la presión P y el voltaje v_{sal} .

R: De acuerdo con los datos, los capacitores variables oscilan entre

$$C_{mín} = 1 \text{ nF} + 100 \text{ pF} = 1.10 \text{ nF} \text{ y } C_{máx} = 1 \text{ nF} + 150 \text{ pF} = 1.15 \text{ nF}.$$

Entonces, como la reactancia del capacitor está dada por $1/(\omega C)$, los valores extremos y los voltajes de salida v_{sal} están dados por

Presión (kPa)	C_{p1} (nF)	C_{p2} (nF)	v_b	v_a	v_{sal}
10	1.1	0.9	$0.5 v_p$	$0.55 v_p$	$0.05 v_p$
15	1.15	0.85	$0.5 v_p$	$0.575 v_p$	$0.075 v_p$

Por tanto, como en el punto 'b' el voltaje $v_b = 0.5 v_p$ y el voltaje en el punto 'a' es $v_a = v_p C_1 / (C_1 + C_2)$, la relación entre el voltaje v_{sal} y la presión P es $P = 200 \times v_{sal}$.

2. En un transductor lineal de efecto Hall alimentado con una fuente de 5 V y situado en el centro de un par de bobinas Helmholtz se cumple que: cuando la corriente I_B circula por las bobinas genera un campo magnético B_x y se obtiene que si $I_B = 0$, el $V_H(0) = 2.5$ V y si $I_B = 1$ A, $V_H = 2.541$ V.

Si la relación entre la corriente I_B y el campo B_Z es lineal e igual a $I_B = 321.771 \times B_Z$, calcule la relación entre el campo magnético B_Z y el voltaje cuando $V_H = 2.55$ V.

R: De acuerdo con los datos, la relación entre la corriente I_B y el voltaje es

$$V_H = (2.541 - 2.5) I_B + 2.5 = 0.041 \times I_B + 2.5,$$

de lo que se deduce que

$$V_H - 2.5 = 0.041 \times 321.771 \times B_Z, \text{ por lo que } B_Z = 0.0758 (V_H - 2.5).$$

Por tanto, el campo magnético es $B_Z = 0.05 \times 0.0758 = 0.00379 = 3.79$ mT.

3. Un semiconductor cilíndrico de 1 cm de longitud y 2 mm^2 de sección tiene una resistividad de $0.5 \Omega \cdot \text{m}$. Determine la resistencia R_0 del semiconductor cuando $P = 0$, la variación dR y R_1 cuando el semiconductor sufre una compresión del 0.1% en sus dimensiones debido a una presión P .

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} - \frac{dA}{A}$$

R: Como la resistencia sin deformación está dada por $\rho L/A$, resulta directamente que

$$R_0 = 0.5 \times 0.01 / 2 \times 10^{-3} = 2.5 \Omega.$$

Suponiendo que ρ no varía, se tiene que $dL = -0.09 L$ disminuye, mientras que $dA = 0.09 A$ aumenta. Por tanto, $dR/R = -0.09 \times L/L - 0.09 A/A = -0.18$,

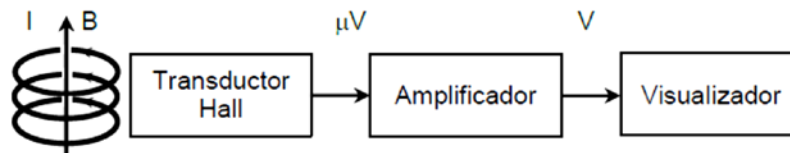
$$dR = -0.18 R_0 \text{ y } R_1 = R_0 - dR = 2.5 - 0.45 = 2.05 \Omega.$$

4. Una termocupla de cobre-constantán tiene un coeficiente de Seebeck de $41 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ a temperatura ambiente y hay una diferencia de temperatura de 10°C entre sus extremos. Determine el valor del voltaje que se genera.

R: Como $V_S = \alpha \Delta T$, resulta $V_S = 41 \times 10 = 410 \mu\text{V}$.

5. Un instrumento mide altas corrientes por medios magnéticos, sin abrir el circuito, para lo cual utiliza un transductor de efecto Hall. Haga un diagrama de bloques detallado del instrumento indicando la función de cada bloque.

R: El transductor proporciona una salida de voltaje (μV) de acuerdo con el campo magnético (B) que genera la corriente (I), el cual se amplifica (V) y se despliega en el visualizador, como se indica en el diagrama siguiente simplificado.



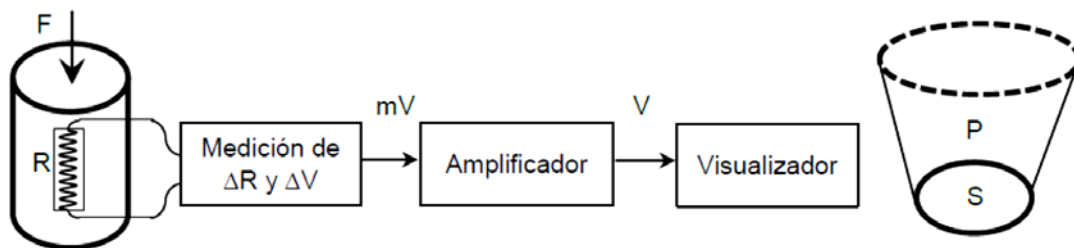
6. Al medir la velocidad de conducción nerviosa del nervio medio en un grupo de participantes se encuentra que los valores promedio son los siguientes: distancia punto 1 a P = 32 cm, distancia punto 2 a P = 9.05 cm, latencia distal = 4.51 ms y latencia proximal = 0.26 ms. Calcule la velocidad de conducción nerviosa.

R: Como la velocidad nerviosa está dada por la relación $V_n = D/(t_2 - t_1)$, resulta que $V_n = 0.2295 / (4.51 - 0.26) = 54 \text{ m/s}$.

7. Un extensómetro se emplea para medir fuerza y también presión al estar firmemente pegado a un cilindro flexible. Haga un diagrama físico del instrumento y un diagrama de bloques desde la entrada hasta el visualizador, indicando cómo podría medir presión.

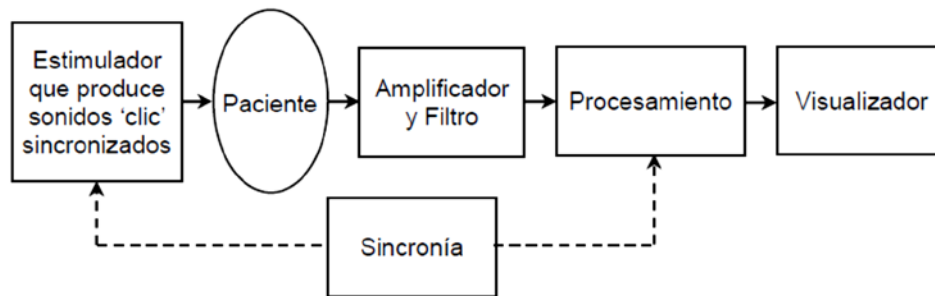
R: En la figura aparece la imagen del cilindro con el extensómetro adherido. La variación de R se mide en el primer bloque, se amplifica y se visualiza el resultado con la relación entre la fuerza F y el voltaje de salida V , dependiendo de las características del extensómetro.

Para la medición de la presión se requiere que ésta se aplique sobre una superficie S . En la última figura se representa la parte del contenedor del fluido a presión P en contacto con la superficie S que puede ser la misma del cilindro. Como $P = F/A$, al medir la fuerza, la presión se mide indirectamente.



8. Un instrumento está diseñado para obtener potenciales evocados auditivos. Haga un diagrama de bloques general del instrumento completo y explique brevemente su operación.

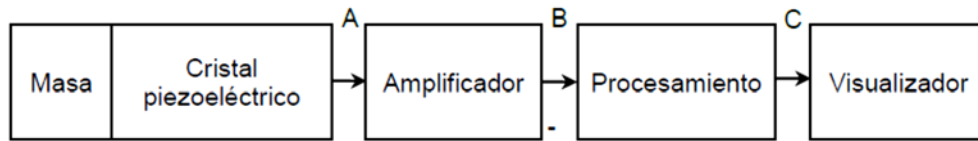
R: Considerando la captura de un solo canal de EEG el diagrama queda como se indica.



Las señales EEG están sincronizadas en A debido a la sincronía del Estimulador que produce el bloque de Sincronía, se amplifican en B, se filtran en C, para ser almacenadas sincrónicamente y posteriormente procesadas, por ejemplo, con promediación en D, para obtener el potencial evocado auditivo promedio y presentarlo en el visualizador. Este proceso se realiza generalmente en forma digital a partir del punto B, lo que no se destaca en el diagrama de bloques.

9. Un dispositivo diseñado para medir vibraciones está basado en un transductor piezoeléctrico unido a una pequeña masa que lo deforma. Haga un diagrama de bloques desde la entrada hasta el visualizador.

R: La aceleración 'a' está relacionada con la fuerza 'F' que se ejerce sobre una masa 'M' libre de acuerdo con $a = F/M$. Por tanto, el diagrama general del instrumento es el siguiente.



La masa M presiona al cristal piezoeléctrico, el que genera un voltaje proporcional a la fuerza F en A, el que es amplificado en B, para ser procesado posteriormente para obtener el valor numérico de la aceleración y presentarlo en el visualizador. Este proceso también se realiza generalmente en forma digital a partir del punto B, lo que no se destaca en el diagrama de bloques.

EJERCICIOS

- Se tiene un transductor de efecto Hall, en el cual se cumple que el voltaje en el eje z (V_z) es directamente proporcional tanto a la corriente que circula por el eje x (I_x) como al flujo magnético presente en el eje y (B_y), con una constante de proporcionalidad K. Explique brevemente usando una gráfica y también con un diagrama de bloques cómo el transductor puede usarse para medir una corriente X (que es mucho mayor que I_x) pero sin abrir el circuito.
- Un instrumento que mide pequeños desplazamientos utiliza un sensor capacitivo, para lo que se tiene acceso directo a una de sus placas, ya que la otra es fija. Suponga que se quiere modificar para medir pequeñas presiones. Haga un diagrama de bloques específico de esta parte del instrumento modificado, señalando la función de cada bloque y las variables de entrada y de salida de cada uno de ellos.
- Un determinado dispositivo mide fuerza por medio de un pilar elástico, el que deforma a un puente de galgas resistivas dispuestas estratégicamente en el pilar. Por efecto de la presión las galgas modifican sus resistividades (R) según si su tamaño se modifica alargándose (R aumenta) o acortándose (R disminuye). Además, por ellas se hace circular una corriente mediante una fuente de alimentación y una resistencia fija.
 - Haga un esquema físico del transductor y
 - Un diagrama estructural detallado.
- Para el problema anterior describa la medición (desde la fuerza hasta la salida) mediante una ecuación concreta (pero no evalúe las constantes de proporcionalidad que se necesiten). Suponga lo necesario.
- Un instrumento mide aceleración mediante una masa libre que se apoya en un dispositivo piezoeléctrico. Haga un diagrama estructural detallado del dispositivo indicando en cada paso el mesurando correspondiente, desde la entrada (aceleración) hasta la salida (voltaje).
- Considere un instrumento que mide presión por medio del siguiente procedimiento: la presión deforma una membrana, la que se encuentra adherida a un cristal piezoeléctrico

el que se encuentra conectado con el resto del instrumento. Dibuje un diagrama de bloques detallado, pero solamente desde el mesurando hasta la salida del cristal, indicando en cada salida el tipo de señal que se obtiene.

7. Un instrumento captura una señal de saturación de O_2 , una señal de temperatura y una señal de ECG, para entregarlas en paralelo a un sistema de procesamiento. Haga un diagrama de bloques detallado de esta parte del instrumento.
 - a) Indique la función de cada bloque.
 - b) Indique las características de cada señal en cada uno de los pasos.
 - c) Indique los valores de ganancia, frecuencia, etc.
8. Un sistema de almacenamiento de datos clínicos debe trabajar con lo siguiente
 - a) Datos generales del paciente (nombre, edad, peso, estatura, etc.),
 - b) 10 señales ECG obtenidas en cada uno de 10 momentos diferentes, y
 - c) 10 imágenes de tomografía computarizada.Haga un diagrama estructural detallado de la primera parte del sistema.
9. Suponga que dispone de un lote de transductores de presión que se desea caracterizar perfectamente, porque con ellos se va a producir en serie un instrumento de medición.
 - a) Mencione una característica estática o parámetro (P_1) de los transductores que es necesario conocer con mucha precisión,
 - b) Indique una característica estática o parámetro (P_2) del resto del instrumento que hay que conocer para hacerlo compatible con el parámetro P_1 de los transductores.
 - c) Indique las características mínimas que necesariamente tendría que cumplir este parámetro (P_2) del instrumento.
10. Considere los siguientes mesurandos: presión, esfuerzo y flujo de gas.
 - a) Busque en la literatura un transductor para c/u de ellos que convierta la energía en energía eléctrica,
 - b) Describa el principio de transducción de cada uno de ellos,
 - c) Incluya la ecuación que relaciona entrada - salida o ley del transductor (si la hay).

BIBLIOGRAFÍA

1. Avendaño, G. y Muñoz Gamboa, C. (2009) Sensores y Transductores Biomédicos. Universidad Autónoma Metropolitana – Unidad Iztapalapa. CDMX, México.
2. Bronzino, J. D. (Editor) (2006) The Biomedical Engineering Handbook. 3th Edition. CRC Press, Taylor & Francis Group. Boca Raton, FL.
3. Heckenlively, J. R. and Arden, G. B. (Editors) (2006) Principles and Practice of Clinical Electrophysiology of Vision. 2nd edition. MIT Press. Cambridge, MA.
4. Mark, J. B. (1998) Atlas of Cardiovascular Monitoring. Churchill Livingstone. New York, NY.
5. Muñoz Gamboa, C. y Jiménez Cruz, J. (2008) Potenciales evocados y cognición. Revista Mexicana de Ingeniería Biomédica. Vol XXIX No. 1. Págs. 57-63.
6. Preston, D. C. and Shapiro, B. E. (2013) Electromyography and Neuromuscular Disorders. Elsevier Health Sciences. New York, NY.
7. Prutchi, D. and Norris, M. (2005) Design and Development of Medical Electronic Instrumentation. John Wiley and Sons, Inc. New Jersey, NJ.

8. Roy, S. H., Wolf, S. L. and Scalzitti, D. A. (2012) The Rehabilitation Specialist's Handbook. 4th edition. F. A. Davis Company. Philadelphia, PA.
9. Stern, J. M. (2013) Atlas of EEG Patterns. Wolters Kluwer / Lippincott Williams & Wilkins. Philadelphia, PA.
10. Tucci Reali, A. (2007) Instrumentación Biomédica. Lulu Press Inc. Morrisville, NC.
11. Webster, J. G. (Editor) (2010) Medical Instrumentation. Application and Design. John Wiley and Sons, Inc. 4th edition. New York, NY.

CAPÍTULO 3

ADQUISICIÓN DE IMÁGENES BIOMÉDICAS

La adquisición de imágenes biomédicas es muy diferente de la adquisición de señales, ya que algunas de ellas se obtienen directamente y otras son construidas digitalmente a partir de un grupo de señales, de una serie de proyecciones o de información capturada por sensores especiales. En este capítulo se analizarán las señales biomédicas más representativas, tanto las que se obtienen en forma directa, ya sea de tipo analógico o digital, así como otras que hay que reconstruirlas a partir de la información recopilada por sistemas especialmente dedicados a esta tarea y con el trabajo de algoritmos y programas de cómputo diseñados en forma específica para realizar esta clase de operaciones.

INTRODUCCIÓN

En la realidad, las señales son eminentemente analógicas, aunque su procesamiento puede ser también de tipo digital. Esto significa que ambos procesos son muy distintos y requieren circuitos y procedimientos específicos para cada caso. Por tal razón, a continuación, se analizará primeramente el proceso tradicional de utilización de las imágenes desde el punto de vista preferentemente analógico, el que es más complejo, para posteriormente analizar el caso de las imágenes digitales. Esto es porque las imágenes analógicas se generan, se transmiten, se procesan y se despliegan en monitores en forma de una sola señal compleja, conocida tradicionalmente como señal de video compuesta, al contrario de las señales digitales que se adquieren directamente en dos dimensiones, se despliegan en dicha forma o se reconstruyen a partir de una serie de señales que, aunque son originalmente analógicas se convierten previamente a digitales.

En cuanto a su aplicación, las imágenes biomédicas pueden ser de dos tipos: anatómico y funcional. Las imágenes de tipo analógico tienen como propósito principal la visualización de la forma física del cuerpo humano. Para este efecto se utilizan los rayos X que pueden atravesar los tejidos, como ocurre con la radiografía y demás sistemas basados en rayos X; pero también con otras técnicas se emplean los ecos de señales ultrasónicas, con los que las imágenes se generan en diferentes formas, conocidas como 'modos'; o bien, se reconstruyen a partir de los resultados de sensores dispuestos alrededor del miembro o persona a analizar, lo que se realiza en forma de 'cortes' que revelan en forma de rebanadas la configuración anatómica del cuerpo, como lo realizan la tomografía y la resonancia magnética.

El segundo tipo se denomina funcional porque está orientada a obtener una imagen del comportamiento activo de una región específica del cuerpo para analizar su función o con el propósito de caracterizarla. Lo anterior es posible con técnicas como la Tomografía por

Emisión de Positrones (PET), la Tomografía Computarizada por Emisión de Fotón Único (SPECT), la Gammagrafía, entre otras, herramientas con las cuales se obtiene una especie de película en tiempo real. Aunque también se ha empleado al Mapeo Cerebral (qEEG), y la Magneto Encefalografía (MEG) y recientemente se ha incluido a la Resonancia Magnética (fMRI) con este mismo propósito.

LAS IMÁGENES TRADICIONALES

Una de las primeras y más antiguas formas de soporte de las imágenes tiene que ver con la televisión analógica, para la cual los procedimientos utilizados deben realizar una descomposición de ellas en señales. Esto es porque debido a que las imágenes son en realidad de dos dimensiones, para su tratamiento en forma analógica deben separarse en una larga señal compuesta de segmentos de imagen que requieren sincronía para que en el monitor se integren desplegando cada uno de ellos mediante un barrido de izquierda a derecha, como el tramo 'a-b' de la figura 3.1 a); y de arriba abajo (como los segmentos comprendidos en 'b-z'), con barridos de retorno de línea, como el tramo 'b-c' de la misma figura; así como con retornos de cuadro, como el tramo 'z-a', de la figura, aunque en ella solo se muestra el primer cuadro.

Los puntos 'a' y 'b' señalan el inicio y el término del barrido de la primera línea, además existen pulsos de borrado para los barridos de retorno y sincronía que señalan el inicio y término de cada imagen, como los puntos indicados con 'a' y 'z' en la figura 3.1 a). Por tanto, de acuerdo con lo anterior el resultado que se genera es la llamada señal de video compuesto, como la que se representa esquemáticamente, para el caso de la señal analógica, en la figura 3.1 b). En esta figura aparecen los diferentes niveles para los pulsos de sincronía, los pulsos de borrado, la ráfaga que contiene la información de color, así como los niveles del blanco y del negro. Destaca que en el tramo de retorno 'b-c' se encuentran los pulsos de sincronía y la señal de color.

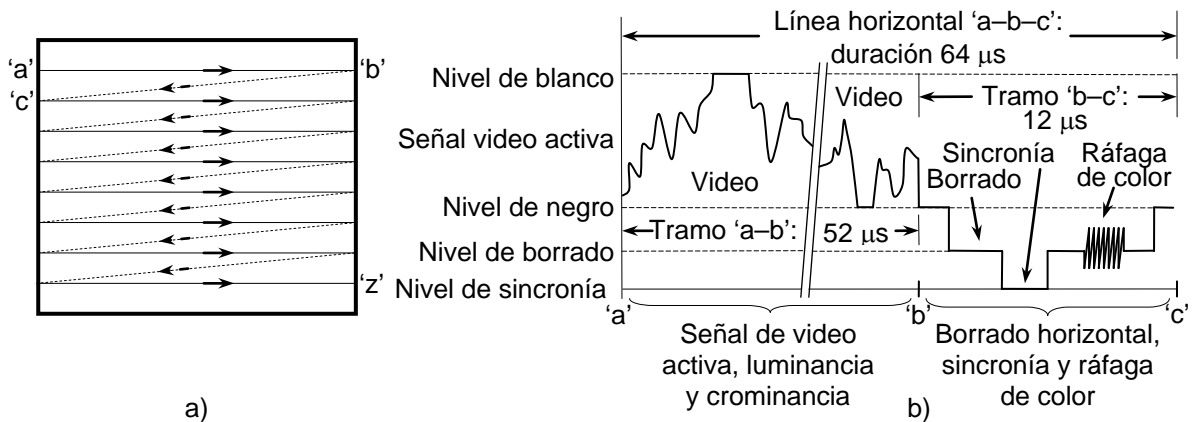


Figura 3.1 Estructura de la señal de video compuesto: a) barrido de izquierda a derecha y de arriba abajo; b) esquema de la señal de video de la primera línea 'a-b' y del retorno 'b-c'.

Aunque en la figura 3.1 b) se muestra el contenido de solo la primera línea y el correspondiente retorno que forman parte de la señal de video compuesto (esto es el tramo

'a-b-c'), para poder generar la imagen completa se requiere también disponer de pulsos especiales para la sincronía vertical, los que son diferentes de los pulsos dedicados a la sincronía horizontal. Esto significa que es necesario señalar el inicio y el término de cada imagen (tramo 'a-z'), lo que se representa en la figura 3.1 a), ya que el punto 'a' proviene de la imagen anterior y el punto 'z' precede al punto 'a' de la siguiente imagen. Esta información va contenida en forma de pulsos en el nivel de sincronía durante el retorno y el borrado de fin de cada imagen e inicio de la siguiente.

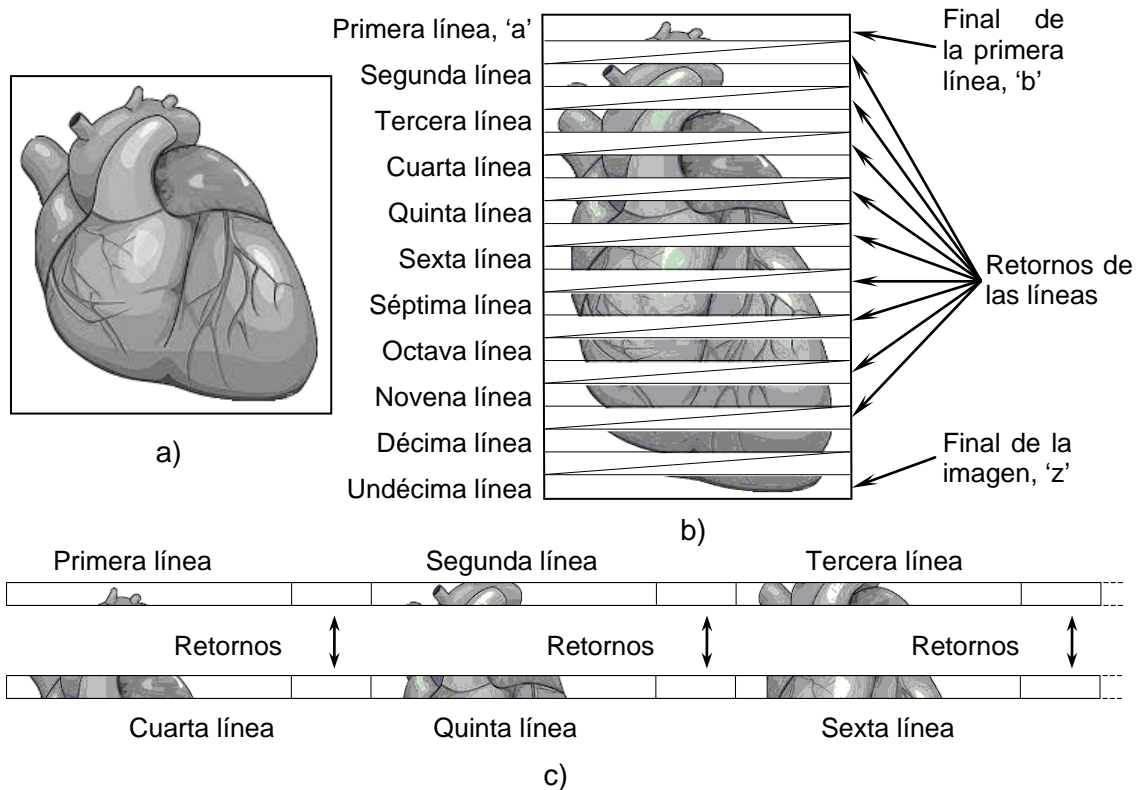


Figura 3.2 Descomposición de la imagen a) en las once líneas de b) y secuencia de las primeras seis líneas en c), donde se incluyen los retornos que son más breves.

En la figura 3.2 a) se representa esquemáticamente la descomposición de la imagen en líneas, en la que ésta se muestra dividida en las once líneas (o trazos) de la figura 3.2 b), donde éstas se muestran entrelazadas con las líneas de retorno. Por tanto, al unir los trazos se forma la secuencia que se detalla en la figura 3.2 c) en la que se muestran las primeras seis líneas y los respectivos segmentos de retorno.

Debe destacarse, sin embargo, que en este ejemplo la figura no se ha descompuesto en líneas finas, sino que se ha hecho en delgados tramos para aclarar mejor el procedimiento, aunque es fácil imaginar que si estos tramos son muy angostos resultarán proporcionalmente muchos más.

La representación anterior se refiere al formato de la imagen televisiva analógica con el formato NTSC⁷ y con una razón de aspecto de 4:3, a pesar de que en la actualidad el estándar para la televisión digital es de 16:9. De hecho, algunos estándares utilizan el proceso de entrelazado, el cual consiste en dividir cada imagen en dos cuadros los que consideran respectivamente las líneas pares y las impares por separado, como se muestra en la figura 3.3, para unirlos en la pantalla. En esta forma se evita el parpadeo de la imagen porque ésta se está ‘refrescando’ al doble de la frecuencia de barrido, por lo que la persistencia de la información en la retina no permite que el espectador note el cambio de cuadro a cuadro de la imagen.

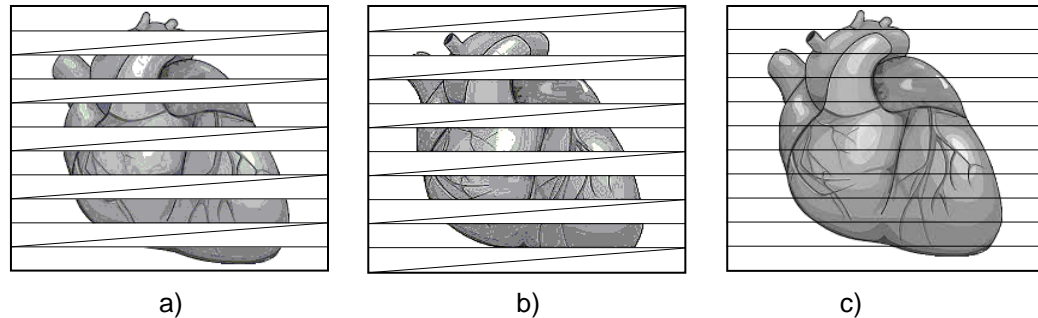


Figura 3.3 Detalle del proceso de entrelazado que divide la imagen en dos cuadros: a) el de las líneas impares y b) el de las líneas impares. En c) se muestra la imagen reconstruida.

Por otra parte, en la práctica usual de las imágenes de televisión existen y han existido diversos otros formatos analógicos de uso específico para determinados dispositivos, como por ejemplo los dedicados a la grabación y reproducción de videos, además de los estándares comerciales de televisión PAL⁸ y SECAM⁹. En cambio, para las imágenes digitales existen distintos estándares de almacenamiento y transporte como el JPG (por *Joint Photographic Experts Group*, Grupo de Expertos Fotográficos Unidos), que es el más popular. A su vez, los medios usados para almacenamiento y transporte en video son el CD (por *Compact Disc*, disco compacto) y el DVD (por *Digital Versatile Disc*, disco versátil digital), en los que se usan códigos como MPEG (por *Motion Pictures Experts Group*, Grupo de Expertos en Imágenes en Movimiento) y otros como HDV (por *High Definition Video*, video de alta definición) y MP4 que es un nombre comercial que emplean algunos fabricantes de equipos reproductores para codificar y reproducir audio y video. De hecho, hay otros estándares para la grabación de audio y video, así como para la televisión comercial digital abierta, para los sistemas de televisión por cable y para los sistemas de tipo satelital, los cuales utilizan codificaciones diferentes entre ellos las que son exclusivas de cada proceso, pero que no suelen ser del dominio público.

⁷ Estándar diseñado por el *National Television Systems Committee* (NTSC), usado en Japón, América del Norte, Central y la mayor parte de América del Sur, entre otros países. Este estándar utiliza 525 líneas en la pantalla.

⁸ Estándar denominado así por *Phase Alternating Line* (PAL), usado en Europa, Australia, China y algunos países de Sudamérica. Emplea 625 líneas.

⁹ Sistema diseñado en Francia que responde a la sigla *Séquentiel Couleur à Mémoire* (SECAM). También utiliza 625 líneas.

En varios de estos estándares, analógicos o digitales, la señal de color se codifica en diferentes formas, como en RGB (sigla por *Red, Green, Blue*) o como en YUV que es la sigla compuesta por luminancia (Y), crominancia 1 (U), y crominancia 2 (V). En RGB el color se separa en tres componentes rojo, verde, azul, lo que implica mayor definición para los colores, pero al mismo tiempo se requiere una frecuencia de muestreo mayor a 11 MHz para cada color y un ancho de banda más grande, por lo que es un formato que solamente se emplea para obtener mayor calidad y preferentemente para los procesos de edición y postproducción de los videos comerciales. Pero, como el ojo humano es más sensible a la luminancia que a la información de color o crominancia, en YUV se le da mayor importancia a la luminancia ya que U es la diferencia entre la señal de azul y la luminancia ($U = \text{Blue} - Y$), mientras que V es la diferencia entre la señal de rojo y la luminancia ($V = \text{Red} - Y$). En consecuencia, en este caso la luminancia se muestrea a 13.5 MHz en tanto que para U y V se hace solo a la mitad, o sea a 6.75 MHz, lo que se conoce como codificación 4:2:2, porque para cada cuatro muestras de luminancia se muestrea dos veces a cada una de las dos señales de crominancia.

Esta estrategia tiene la característica que reduce significativamente el ancho de banda necesario para la señal de video, ya que cada línea se muestrea para la luminancia a razón de 720 palabras por línea, más 360 palabras para cada una de las crominancias U y V, totalizando 1440, además de otras 288 palabras que van incluidas en la parte de sincronía y borrado no visible de la señal de video compuesto. Por tanto, con 1440 palabras por línea, en el sistema NTSC se tiene que para completar una sola imagen se requieren $1440 \times 480 = 691\ 200$ palabras por cada una de ellas sin considerar los espacios necesarios para la sincronía y el borrado. Esto significa que el sistema debe manejar 1440 palabras por 480 líneas por 30 cuadros por segundo y por 8 bites lo que totaliza aproximadamente 165.9 Mbits/s.

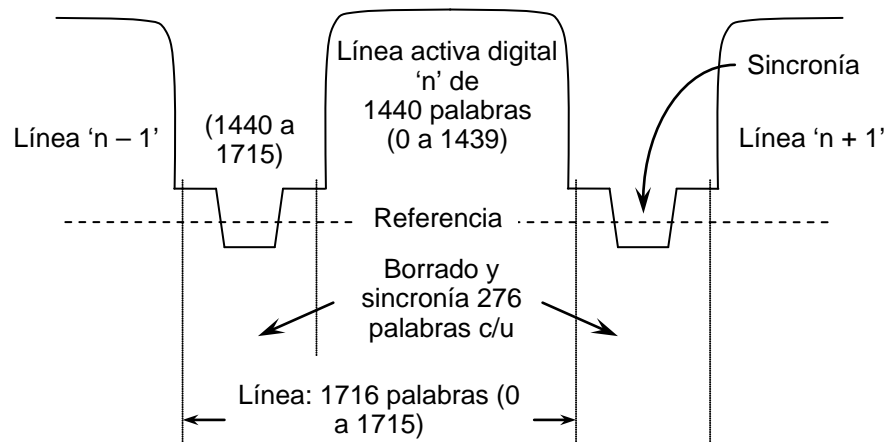


Figura 3.4 Diagrama esquemático de la distribución de una línea de video digital que muestra la cantidad de palabras que se usan en las zonas de borrado-sincronía y la línea activa.

Una variación de la codificación anterior es 4:1:1 en la que la luminancia se muestrea a la misma cantidad de pixeles por línea, pero para las señales U y V solo se hace a la cuarta parte, lo que reduce el ancho de banda necesario y también la información de color a la que

el ojo humano es menos sensible. Asimismo, la codificación 4:2:0 muestrea en forma similar a 4:2:2, aunque para las señales de crominancia lo hace solo para las líneas alternas, lo que reduce a la mitad dichas muestras y también el ancho de banda.

Cabe hacer notar que los códigos anteriores no son los únicos que se emplean en el video digital, considerando además que en muchos casos también se aplican diferentes códigos de compresión de la información para disminuir el ancho de banda de la señal de video compuesto, así como códigos redundantes que sirven para detectar y corregir errores y con ello proteger la información en el proceso de transmisión. En todo caso, para el caso analógico, sin importar la forma en que se codifica el color, la luminancia, el matiz o la crominancia, los sistemas deben tener un mecanismo de sincronía para definir el inicio y el final de las líneas, así como para cada uno de los cuadros. En esta forma pueden definirse los trazos de retorno, tanto horizontales como verticales. Para el caso de la señal digital este proceso resulta más simple, como se muestra en la figura 3.4 para una línea.

LAS IMÁGENES DIGITALES

En la actualidad, la adquisición de las imágenes en forma digital implica la aplicación de circuitos integrados que pueden realizar el procedimiento directamente en dos dimensiones. Por ejemplo, para la captura puede emplearse un circuito integrado del tipo CCD (por *Charge-Coupled Device*) el que fuera desarrollado en la segunda mitad del siglo XX como un dispositivo de memoria. Este circuito integrado consiste en un arreglo de una gran cantidad de capacitores enlazados que pueden transferir su carga a los vecinos por medio de un circuito de control interno. Su operación es simple ya que se basa en el efecto fotoeléctrico porque la luz incidente genera una respuesta eléctrica que almacena cargas en cada uno de los capacitores del arreglo. En esta forma, la imagen luminosa incidente se almacena en forma de una distribución de cargas en el área sensible del dispositivo.

La resolución de la fotografía analógica depende del tamaño del grano de la película, el cual necesita de una determinada cantidad de fotones para que reaccione. Por eso a mayor sensibilidad más grande el grano, por lo que se requiere menos iluminación para formar la imagen, aunque es menor la resolución. En caso contrario, con granos pequeños aumenta la cantidad de luz necesaria, la película es menos sensible, pero puede obtenerse mejor definición. Para medir este efecto se ha definido el parámetro ISO el cual indica que pueden tomarse fotografías en condiciones de iluminación baja cuando el ISO es alto; mientras que cuando este parámetro tiene un valor bajo permite hacerlo en condiciones de alta luminosidad. Este parámetro también se emplea en la fotografía digital, aunque no tiene el mismo significado, porque los sensores CCD tienen un tamaño fijo en cantidad de píxeles, pero su sensibilidad puede ajustarse directamente, aunque en el caso analógico el grano tiene un tamaño promedio que depende de la película misma.

Para más detalles, la fotografía (tanto analógica como digital) también precisa de la velocidad de obturación y de la apertura del diafragma, por lo que para un determinado valor de ISO la mayor velocidad de obturación implica la captura de menos luz, pero la cámara tiene la capacidad de obtener imágenes en movimiento, en tanto que a menor apertura también se registra menos luz, pero se incrementa la profundidad de campo.

LA IMAGEN RADIOGRÁFICA

Desde un punto de vista clásico, históricamente la primera forma histórica de adquisición de imágenes es la fotografía analógica, procedimiento que es muy similar a la radiografía tradicional. Esto es porque la fotografía captura la luz visible reflejada en los objetos (aunque en algunas aplicaciones también se emplean las radiaciones infrarroja y ultravioleta), al contrario de la radiografía analógica que captura la radiación que atraviesa los tejidos del cuerpo humano. Pero en ambos casos (cuando el proceso es analógico) se impresiona una película sensible que tiene una capa de emulsión fotográfica que (según sea el caso y dependiendo de su aplicación) reacciona químicamente con la luz visible, infrarroja, ultravioleta, o bien con los rayos X, lo que constituye el soporte o placa radiográfica.

El procedimiento clínico para la obtención de la radiografía consiste en que, una vez que todo está dispuesto, el operador procede a activar el equipo para que dispare un haz de rayos, los que en parte serán absorbidos por los huesos o los tejidos más densos del paciente, en tanto que otros podrán atravesar parcialmente los órganos por lo que debido a las diferentes atenuaciones la superficie sensible se impresionará como si fuera una película fotográfica que representa las diferentes intensidades con niveles de gris, dependiendo de las densidades del organismo bajo prueba.

En todos los casos esta película sensible debe ser revelada, pero en el caso de las imágenes analógicas de la fotografía tradicional el procedimiento implica considerar factores como la intensidad luminosa a la que está expuesto el objeto, la velocidad de obturación, el enfoque, la profundidad de campo o la sensibilidad de la película, pero en el caso concreto de la radiografía, estos factores no siempre están perfectamente controlados porque se desconocen las condiciones óptimas para realizar el proceso, aunque la experiencia del radiólogo es de gran importancia.

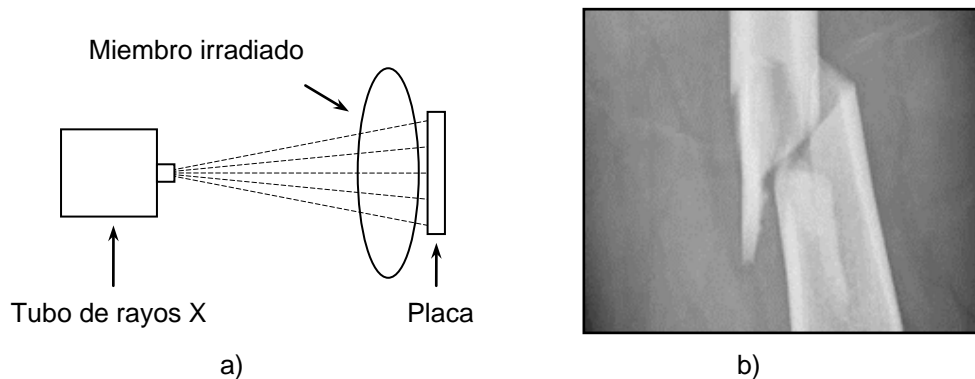


Figura 3.5 a) Esquema general de un equipo de radiografía de un miembro. b) Placa convencional de una fractura de fémur.

En resumen, los rayos X tienen la capacidad de atravesar el cuerpo humano y también de ser absorbidos por los tejidos, absorción que depende de la densidad y del espesor de estos, por lo que al atravesar el cuerpo proyectan una imagen de intensidad variable sobre una película sensible. Como son de una frecuencia comprendida aproximadamente entre 3.0×10^{16} y 3×10^{19} Hz, además que el paciente se sitúa muy cerca de la película sensible del

soporte radiográfico, ésta se fabrica para que reaccione óptimamente a estas frecuencias, así como a la intensidad y la latencia programada por el instrumento.

El equipo radiológico tradicional es de tipo analógico y en su forma típica consta básicamente de un tubo especial que emite los rayos X, así como de un chasis que contiene el soporte o la placa sensible, entre los cuales se ubica al paciente, como se indica en la figura 3.5 a). La imagen de la figura 3.5 b) corresponde a una placa tradicional de fémur, la que presenta una fractura claramente visible.

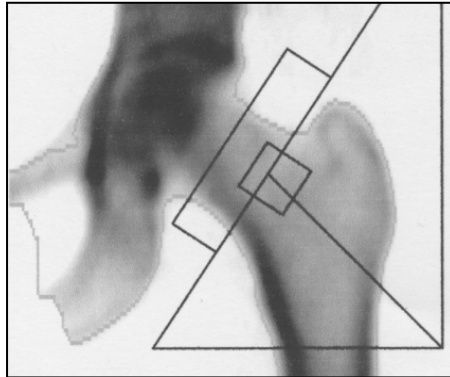


Figura 3.6 Radiografía para la determinación del grado de osteoporosis.

Además de establecer con claridad las lesiones y fracturas óseas, la radiografía se emplea también para determinar el grado de descalcificación de los huesos, pudiéndose determinar la seriedad del padecimiento, ya sea osteopenia u osteoporosis. En la figura 3.6 se muestra una imagen del cuello del fémur izquierdo, la que es utilizada para determinar el nivel del daño en la estructura ósea.

En términos generales puede decirse que la radiografía analógica convencional ha ido perdiendo terreno básicamente porque la radiación que maneja es ionizante, debido a lo cual este procedimiento ha ido mejorando notablemente con digitales de menor radiación y emulsiones más sensibles. El equipo digital también maneja radiación ionizante, pero la dosis de radiación es menor, gracias a los sistemas que se ejemplifican adelante. Por ejemplo, como los equipos de radiografía dental no son de fácil sustitución por otros procedimientos, los actuales usan emisiones de muy baja intensidad y sensores digitales que aceleran el proceso ya que no se requiere revelado y la imagen resultante puede verse directamente en un monitor. Como una ventaja adicional, el operador no necesita aislarse ni usar demasiada protección como era el caso de los equipos analógicos tradicionales.

El soporte o placa radiográfica tradicional

Este procedimiento se encuentra muy claramente definido, ya que como la radiación es ionizante, esto implica tomar precauciones para no dañar al paciente ni al operador, pero también porque el objetivo de la radiografía es el cuerpo humano o un miembro de este, los que se conocen perfectamente. Para la operación, el equipo consta de un tubo de rayos X que emite la radiación controlada de acuerdo con cada caso la que finalmente impresiona la emulsión de una película para generar lo que se conoce como soporte o placa radiográfica. En consecuencia, tanto para la película analógica como para las aplicaciones de imágenes

digitales, ambos mecanismos disponen de sensibilidades previamente determinadas por las condiciones del mismo procedimiento.

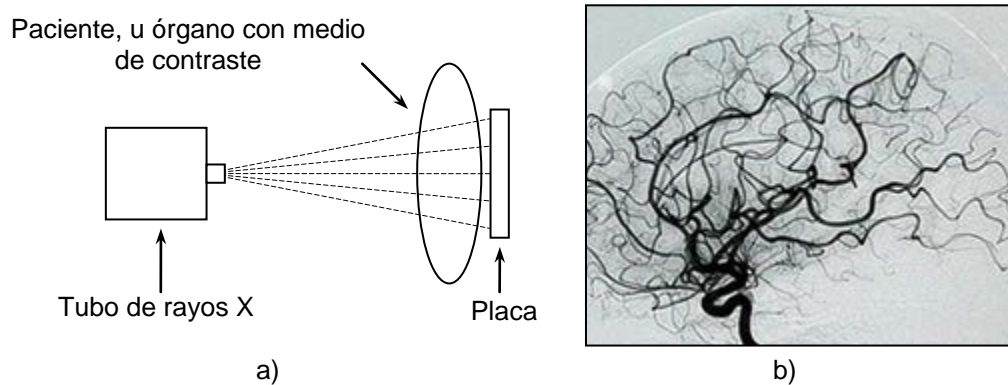


Figura 3.7 a) Esquema general de un sistema de angiografía. b) Placa que revela los vasos sanguíneos del cerebro, se obtiene en forma similar a la radiografía, pero administrando al paciente un medio de contraste.

Angiografía

Además de la radiografía convencional, los rayos X se emplean también para obtener imágenes de órganos y sistemas que son relativamente transparentes a dichos rayos. Este procedimiento se logra con la angiografía en la que, por ejemplo, pueden observarse los vasos sanguíneos, como se muestra en la placa de la figura 3.7 b). Esta imagen se obtiene en forma similar a la radiografía convencional, que se muestra en la figura 3.7 a), pero utilizando un medio de contraste que se inyecta al paciente por vía intravenosa. En esta forma se logra destacar los vasos sanguíneos, ya que son menos visibles en una placa radiográfica que otros tejidos del cuerpo.

Cuando esta técnica se aplica a las arterias, se denomina arteriografía, cuando se refiere a las venas, flebografía; en tanto que, si se trata de los vasos linfáticos, se llama linfografía. Adicionalmente, las imágenes pueden procesarse para incrementar el resultado usando una imagen previa, la que no presenta contraste, y otra posterior ya contrastada, de tal manera que al restar una de la otra se incrementa el efecto de visualizar el aislamiento de las venas, arterias o vasos linfáticos según el estudio. Con lo que se gana por un lado contraste y por otro se reconoce (aisla) la región de interés. Por cierto, esto resulta más práctico con las técnicas digitales, donde es más sencillo utilizar algoritmos que realicen este procedimiento en forma computacional.

Fluoroscopia

Como la placa radiográfica es fija, al igual que una fotografía, en ocasiones es necesario disponer de una imagen radiográfica en tiempo real, lo que implica registrar las variaciones en el tiempo del órgano o del miembro, como lo hace una película. La fluoroscopia es el procedimiento que logra este resultado, ya que consiste en visualizar las imágenes en tiempo real en una pantalla fluoroscópica en lugar de utilizar una placa radiográfica común. En esta forma, los rayos X impresionan la pantalla haciendo que ésta se encienda proporcionalmente a la intensidad de la radiación que le llegue en un determinado momento.

Como el registro es en tiempo real se obtiene una herramienta útil para diversos propósitos médicos, por ejemplo, para monitorear la posición de un catéter en una intervención quirúrgica, al mismo tiempo que es posible filmar todo el procedimiento con una cámara normal y obtener con ello un video de este.



Figura 3.8 Secuencia de tres imágenes de fluoroscopia del movimiento de un tobillo.

En resumen, el procedimiento básicamente consiste en sustituir la placa radiográfica por la pantalla fluoroscópica. A esta se le agrega un intensificador de imagen y una cámara de video CCD (Dispositivo de carga acoplada, CCD, por *Charge-coupled device*) para irradiar con menores intensidades al paciente, porque este procedimiento requiere más tiempo de radiación. En resumen, se obtienen imágenes en tiempo real, como los tres momentos de un tobillo en movimiento que se muestran en la figura 3.8, los que han sido tomados de una grabación.

En los casos en los cuales se obtiene un video, es importante recalcar que las técnicas radiológicas como las mencionadas suponen una exposición más prolongada del paciente a los rayos X, por lo que, en estos casos, para evitar consecuencias negativas de la exposición, las opciones también son disminuir la intensidad de la radiación, aumentar la sensibilidad de la placa, de los sensores o de la pantalla. Aunque también el uso de un intensificador de imágenes es una forma de mejorar las imágenes, de reducir los riesgos de los rayos X y evitar que la repetición de los procesos derive en consecuencias negativas para el paciente por la exposición prolongada a fuertes intensidades de la radiación. Algunos de los equipos actuales incluyen el intensificador de imagen en la misma pantalla fluoroscópica.

Mamografía

La tecnología radiográfica también se utiliza para obtener imágenes digitales de proyección de las mamas, aunque usando mucha menos energía de rayos X que la radiografía de uso general, por lo que para este efecto se debe acentuar el contraste. Esto significa que tanto la fuente emisora de los rayos, así como los detectores están diseñados específicamente para este propósito. Una imagen que es resultado de este estudio se presenta en la figura 3.9.

La mamografía se usa para detectar tempranamente el cáncer de mama en mujeres asintomáticas, ya que es el momento en el cual este padecimiento es más tratable, y también para apoyar el diagnóstico de mujeres con algunos síntomas específicos, como dolor, determinados cambios en la piel o la presencia de un bulto. Este método puede realizar tomosíntesis cuando el tubo de rayos X y el detector se mueven en un arco de 7 a 40 grados

alrededor del seno para realizar una tomografía de ángulo limitado de alta resolución. En consecuencia, se reconstruyen imágenes que son paralelas al plano del detector, método que logra reducir la superposición de la anatomía con el plano enfocado.

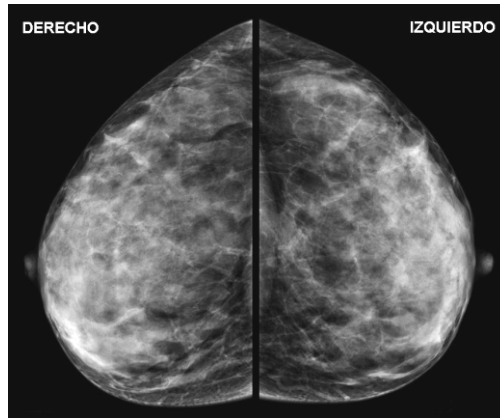


Figura 3.9 Imagen mamográfica bilateral.

Como este método tiene la ventaja que la fuente de radiación rota alrededor de la mama, los sensores obtienen imágenes que tienen diferente perspectiva, como se aprecia en la figura 3.10. En ella que se observa que cuando la radiación se emite desde el punto A la proyección separa perfectamente los dos pequeños fragmentos internos, los que son claramente detectables; mientras que cuando se emite en el punto B, se produce una completa superposición y en tanto que, si la emisión es desde el punto C, resulta una superposición parcial. Con estos datos y en forma similar a como se obtienen las imágenes de tomografía, se reconstruyen imágenes de las mamas en dos e, incluso, en tres dimensiones.

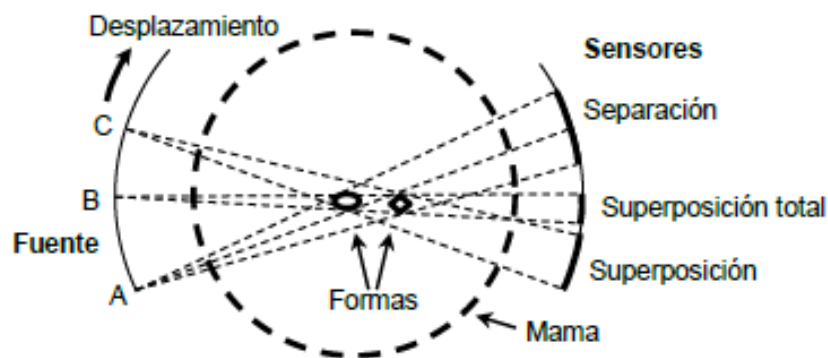


Figura 3.10 Adquisición de los datos y resultados de la tomosíntesis.

Obtención de la imagen digital

En la actualidad los sistemas de rayos X han evolucionado desarrollando películas y sensores con mayor sensibilidad, lo que implica que se requieren menores intensidades en

la emisión de los rayos, lo que causa menos daño al paciente. Sin embargo, la tecnología actual también proporciona formas que en forma directa o indirecta pueden obtener o digitalizar imágenes digitales con las evidentes ventajas que tiene el ambiente computacional. Para este efecto una primera forma obvia de obtener dicha imagen es escaneando la placa analógica, lo que es muy útil para recuperar y almacenar placas antiguas, aunque también puede filmarse la imagen fluoroscópica para obtener un video digital, como ya se ha mencionado para este procedimiento.

Las técnicas de radiología digital pueden clasificarse como indirecta (IR, por *Indirect Radiography*) o computarizada (CR, por *Computed Radiography*), y radiología digital directa (DR, por *Direct Radiography*). La primera de ellas consiste en usar el chasis que se emplea normalmente para poner, en lugar de la placa analógica, una placa soporte de imagen (conocida como *Imaging Plate – IP*) compuesta de una lámina de fósforo foto-estimulable. Con este dispositivo puede capturarse en forma automática y más simple la impresión que dejan los rayos X, como si se tratara de una placa sensible tradicional que requiere revelado, aunque en este caso la forma de obtención de la imagen es diferente.

Soporte de imagen (IP)

Con este procedimiento se obtienen diversas ventajas con respecto a la placa tradicional, ya que es más sensible a los rayos X y su respuesta es más lineal que la película o la pantalla. Además, tiene una respuesta espectral más amplia, no requiere revelado, no puede velarse si se expone a la luz y tiene la posibilidad de que sea borrada, por lo que puede ser reutilizada al contrario de otras técnicas. Para extraer la imagen una vez que se ha obtenido la impresión en la placa IP, ésta se captura por medio de la excitación con un haz láser y se lee con un tubo fotomultiplicador colector de luz, como se muestra en la figura 3.11, por lo que no es un método directo.

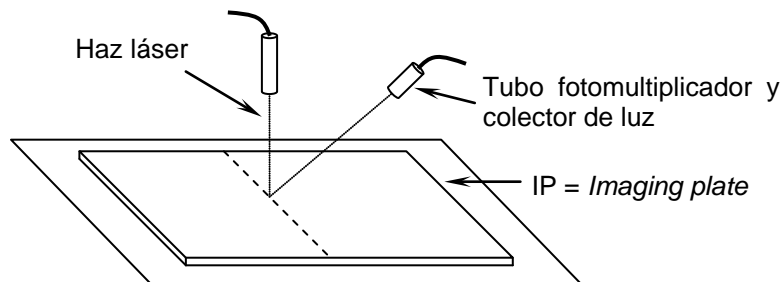


Figura 3.11 Mecanismo de captura de la imagen en el soporte de imagen (IP).

Detector digital directo (DR)

Otra forma para la obtención más rápida de la imagen digital es por medio de detectores digitales directos o indirectos, los que son sensibles a los fotones de la radiación y los convierten en cargas eléctricas. Para ello se usan Transistores de Película Delgada (TFT, por *Thin Film Transistor*), Dispositivos de Carga Acoplada (CCD) o Detectores de Panel Plano (FPD, por *Flat Panel Detector*). La ventaja que existe es que la imagen se obtiene más rápidamente, no se requiere un chasis para capturarla y no se necesita un equipo adicional para la conversión, como en el caso de la placa soporte de imagen (IP), aunque en algunos de estos sistemas se requiere detectar las cargas almacenadas en la plataforma correspondiente para transferirlas al sistema de cómputo.

Por último, cuando el equipo solo proporciona una salida analógica, la imagen digital puede obtenerse por medio de un convertidor analógico a digital (CAD), para transformarla posteriormente, por medio de un programa, en una imagen estándar de tipo DICOM¹⁰ (Imagen Digital y Comunicación en Medicina, DICOM, por *Digital Imaging and Communication in Medicine*).

LA IMAGEN TOMOGRÁFICA (TC)

Otra de las aplicaciones interesantes de la radiología es la tomografía computarizada, con la cual pueden obtenerse imágenes del cuerpo humano que lo representan en forma de rebanadas muy finas del orden de los milímetros, lo que permite visualizar los órganos en forma muy detallada y definida. En este caso las imágenes no se obtienen en forma directa, sino que tienen que ser reconstruidas a partir de múltiples proyecciones y con la ayuda de algoritmos computacionales especializados.

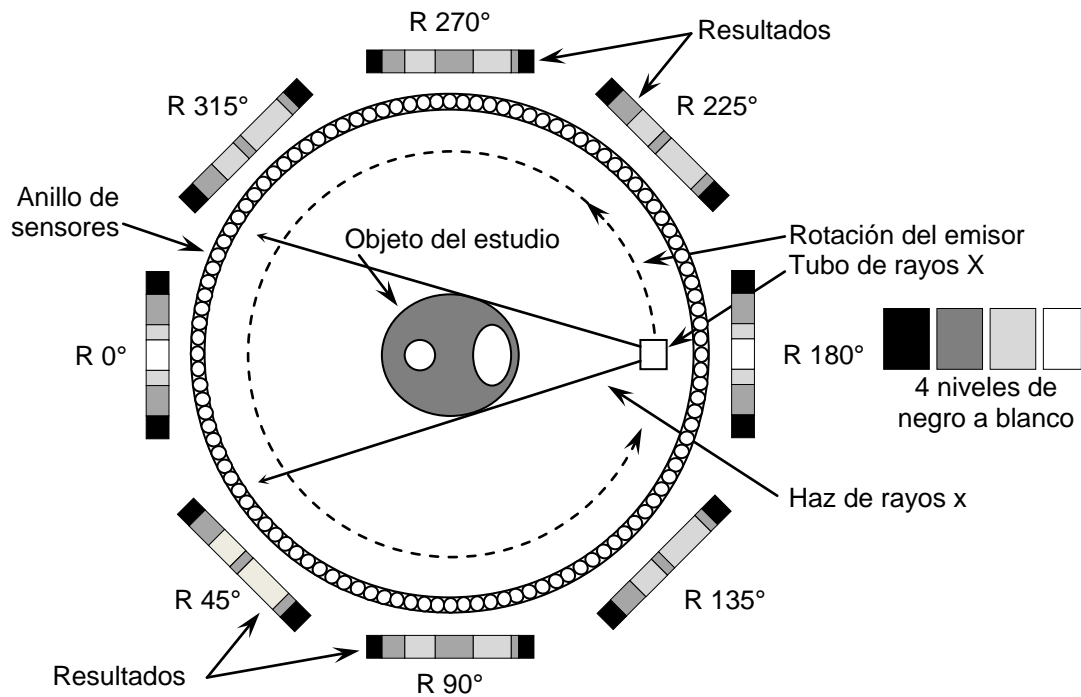


Figura 3.12 Esquema de la operación del tomógrafo.

El tomógrafo utiliza un tubo emisor de rayos X que rota alrededor del paciente y que se desliza girando en forma helicoidal a lo largo de la zona que se quiere analizar, al mismo

¹⁰ DICOM es el estándar internacional para transmitir, almacenar, recuperar, imprimir, procesar y mostrar la información de las imágenes médicas. Puede contener no solo una o varias imágenes sino también información sobre el paciente (identificación personal y demográfica), el estudio al que se refiere, la serie a la que pertenece y más información sobre la propia imagen.

tiempo que un anillo de sensores captura en el lado opuesto la radiación que atraviesa dicha zona. El rayo emitido está muy definido por medio de colimadores, es de un grosor determinado por los mismos para que en cada giro proporcione la proyección de una serie de imágenes estrechas a partir de las cuales pueden reconstruirse las imágenes en forma de rebanadas bidimensionales.

En la figura 3.12 se muestra esquemáticamente la forma en que se adquiere la información necesaria para este procedimiento. En esta estructura existe un anillo de sensores fijos, pero el tubo que produce los rayos X rota alrededor del paciente por lo que una vez que se le ha aplicado el haz, los sensores reciben los rayos a través de un colimador, que no se muestra en la figura, lo que sirve para evitar que también capturen los rayos X dispersos en el proceso.

Los resultados son las proyecciones que se muestran en la figura con las etiquetas R 0° a R 315°, ya que en este ejemplo el movimiento que se realiza en cada paso es de solo 45°, aunque en los sistemas comerciales se obtienen lecturas en rotaciones con una frecuencia de paso inferior a un grado, obteniéndose alrededor de 1000 proyecciones. El tubo puede rotar externamente al anillo de detectores o hacerlo internamente, como en la figura 3.12, aunque en primer caso el anillo de sensores debe efectuar un pequeño movimiento de nutación para que permita el paso de los rayos. En la figura, por simplicidad, se supone que el objetivo de la TC es idealmente un miembro que solo está compuesto de músculo y dos huesos, uno de mayor área de corte que el otro. A pesar de eso, en las proyecciones se obtienen tres niveles de gris y el nivel negro para las proyecciones que caen fuera del objeto.

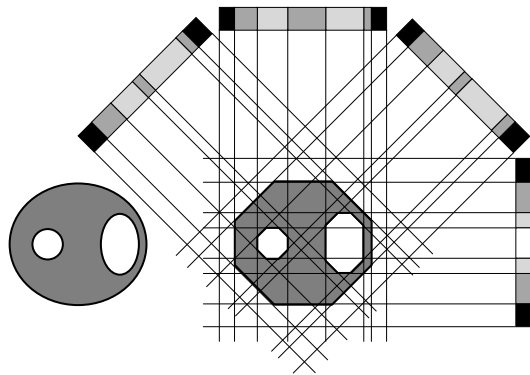


Figura 3.13 Reconstrucción muy aproximada del objeto de estudio con solo cuatro proyecciones.

Los resultados no parecen entregar mucha información, pero es evidente que cada imagen representa la proyección de una parte de la visión transversal del paciente o de uno de sus miembros. En la figura 3.13 se muestra una reconstrucción muy aproximada del objeto sometido al estudio. La reconstrucción es muy burda porque solo se tienen 4 proyecciones, ya que de tener muchas más, es obvio que la definición del objeto reconstruido obtendría mayor definición. Para lograr este objetivo y en consecuencia obtener una imagen final de

mejor calidad es necesario aplicar la transformada de Radon¹¹ que se basa en el principio que un objeto (bidimensional o tridimensional) puede ser reconstruido a partir de infinitas proyecciones. Por tanto, el procedimiento no obtiene la imagen directamente, sino que la reconstruye. En el caso de la tomografía, como la definición de la reconstrucción del objeto de estudio depende del número de proyecciones, éste se fija en una cantidad que permite una adecuada resolución.

LA IMAGEN DE MEDICINA NUCLEAR

Para obtener una imagen basada en las emisiones de isótopos radioactivos se introducen al paciente por diferentes vías, sustancias que realzan o contrastan los tejidos que son más transparentes a la radiación. La vía más común es la intravenosa, aunque también se usan medios ingeridos o inhalados. Con este propósito se utilizan radiofármacos que están compuestos por un transportador y un isótopo radioactivo. El primero de ellos es un fármaco fijador que puede actuar en el cuerpo distribuyéndose y fijándose en el o los órganos a estudiar en conjunto con el isótopo. Como la interacción del radiofármaco con el organismo depende del comportamiento metabólico del o los tejidos en estudio, al fijarse se convierte en un descriptor de la función metabólica de éstos.

En consecuencia, mediante un detector conocido como gamma cámara se localiza la distribución espacial de este radiofármaco en el organismo del paciente, información con la cual se generan las imágenes de medicina nuclear por medio de procesamiento. Por tanto, las imágenes resultantes describen la función y el comportamiento molecular de los órganos y tejidos explorados, por lo que son muy diferentes a otras imágenes biomédicas.

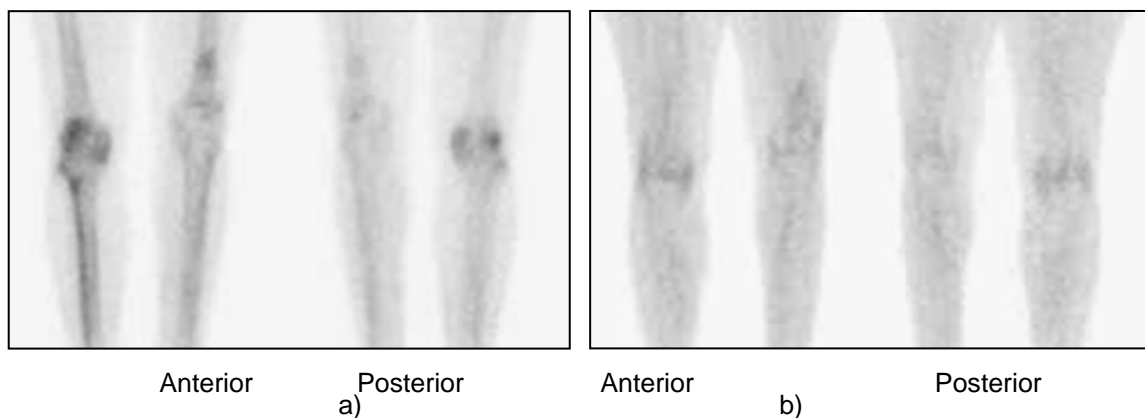


Figura 3.14 imágenes de medicina nuclear de las rodillas de un paciente mediante dos procedimientos diferentes, a) gammagrafía ósea trifásica y b) SPECT.

La gamma cámara permite obtener imágenes morfológicas y funcionales a partir de la detección de la radiación gamma procedente del organismo del paciente. Se basa en un

¹¹ Johann Karl August Radon (1887 – 1956) matemático austriaco que desarrolló la transformada que lleva su nombre, la que demuestra la reconstrucción de objetos a partir de proyecciones.

detector de centelleo sólido y proporciona imágenes bidimensionales. La gama cámara en modo SPECT (Tomografía Computarizada por Emisión de Fotón Único, SPECT, por *Single Photon Emission Computed Tomography*) consiste en un dispositivo con uno o más cabezales detectores giratorios que permiten la adquisición de proyecciones desde distintos ángulos alrededor de un eje central. A partir de las proyecciones, mediante algoritmos de reconstrucción similares a los de la tomografía, se obtiene la distribución tridimensional del trazador en el organismo.

En la figura 3.14 se muestran dos imágenes en las que se revela la distinta fijación de los radiofármacos en las rodillas de un paciente, las que han sido realizadas con gammagrafía ósea trifásica y con tomografía computarizada por emisión de fotón único SPECT.

Por su parte, la Tomografía Computarizada por Emisión de Positrones (PET) se fundamenta en la desintegración de isótopos radiactivos, los que se suministran en un compuesto llamado marcador que se inyecta, se da de beber o inhalar al paciente, dependiendo del estudio. Este elemento se absorbe en el cuerpo y se acumula en los tejidos y en los órganos donde hay un nivel más elevado de actividad bioquímica. Uno de los marcadores que se suelen usar con mayor frecuencia es el flúor-18, cuya vida media es de alrededor de 110 minutos, el que tiene un exceso de protones en su núcleo por lo que al desintegrarse emite positrones que se desplazan, van colisionando con electrones en su trayectoria hasta que su energía es equivalente a la de un electrón con el que colisiona y se produce su aniquilación produciendo dos fotones gamma colineales, pero en direcciones opuestas.

Los detectores de estas colisiones son cristales de centelleo que están calibrados para la detección simultánea del par de fotones con alta precisión de tiempo, lo que permite la construcción de la imagen. Adicionalmente, como el marcador se incorpora en moléculas biológicas, las imágenes resultantes de la PET destacan la bioquímica y la fisiología de los órganos en estudio. En la figura 3.15 se observa una comparación entre los resultados de la imagen anatómica de la Resonancia Magnética y la imagen funcional de la Tomografía por emisión de Positrones, aunque la diferencia es notable, se acentúa cuando la imagen se presenta en color.

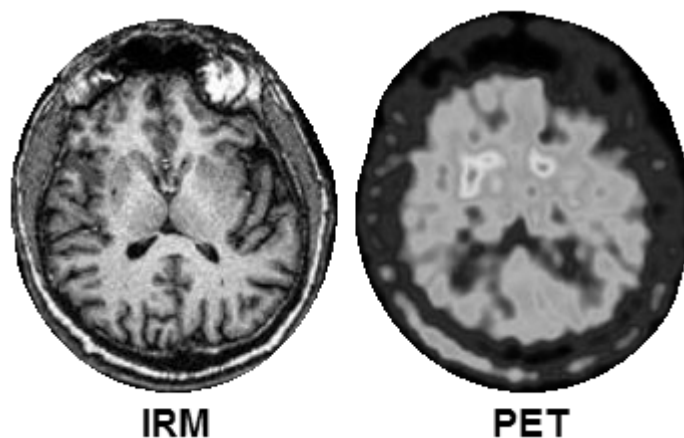


Figura 3.15 Imágenes de Resonancia Magnética y de Tomografía por Emisión de Positrones,

LA IMAGENOLÓGÍA DE RESONANCIA MAGNÉTICA (IRM)

Al contrario de los métodos utilizados para la obtención de las imágenes radiológicas y tomográficas, los campos magnéticos y la radiación de radiofrecuencia involucrados en la obtención de las imágenes de RM no son ionizantes, por lo que esta circunstancia constituye una obvia ventaja de este método. Sin embargo, la obtención de una imagen por RM es un proceso complejo que implica un equipo muy elaborado y un campo magnético intenso (por ejemplo, de 3 o más teslas) que se obtiene con:

- Bobinas especiales que se refrigeran en helio líquido para lograr que trabajen en condición de superconductividad,
- Un grupo de bobinas para producir un campo magnético de gradiente,
- Un generador de ondas de radiofrecuencia (de 8 a 30 MHz) y
- Antenas para emitir la radiofrecuencia y capturar las respuestas a estas ondas.

Un esquema físico de este equipo se presenta en la figura 3.16.

La RM se fundamenta en el hecho que el cuerpo humano está compuesto en un gran porcentaje de agua y, en consecuencia, de átomos de hidrógeno. Estos átomos pueden absorber una radiación electromagnética específica con lo que adquieren energía cuando son excitados apropiadamente. Por tanto, cuando vuelven al nivel energético original emiten una frecuencia característica que puede ser detectada.

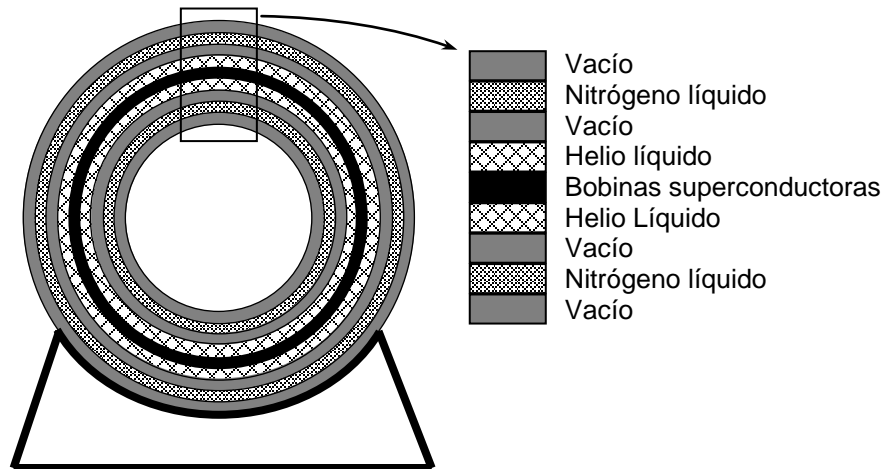


Figura 3.16 Corte transversal del resonador magnético.

El proceso se apoya en que, en forma natural, tanto los protones como los electrones del hidrógeno presentan un movimiento rotacional de spin que constituye un momento angular. Por tanto, como son cargas eléctricas, los giros sobre sí mismos del protón y del electrón tienen asociados momentos magnéticos, lo que también ocurre con el movimiento orbital del electrón. Esta condición genera pequeños campos magnéticos que en el volumen no son detectables porque los átomos no se orientan normalmente en la misma dirección. Sin embargo, resulta que en presencia de un campo magnético externo estático B_0 , tienden a

alinearse en determinadas proporciones en las direcciones paralela o anti-paralela a B_0 , debido al pequeño campo que genera el spin de estas partículas.

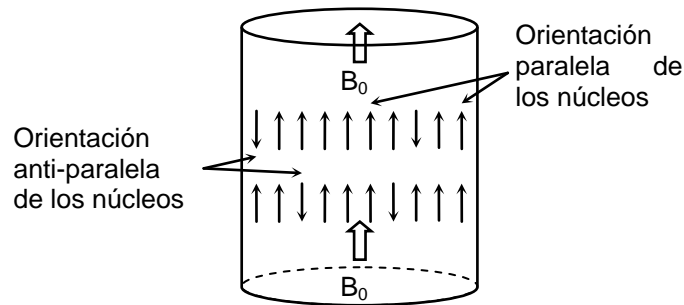


Figura 3.17 Orientación paralela y anti-paralela de los núcleos en presencia de un campo magnético externo fijo.

Aunque en este proceso usualmente participa un pequeño porcentaje de átomos, en el volumen este número es suficiente para que el fenómeno pueda ser detectado. Además, por efecto del campo magnético, cuando los núcleos tienen baja energía, se orientan paralelamente a dicho campo (por ejemplo, en el sentido Y); pero, si se les energiza, se orientan anti-paralelamente al campo (por ejemplo, en el sentido $-Y$, ya que su spin es $\frac{1}{2}$), como se muestra en la figura 3.17.

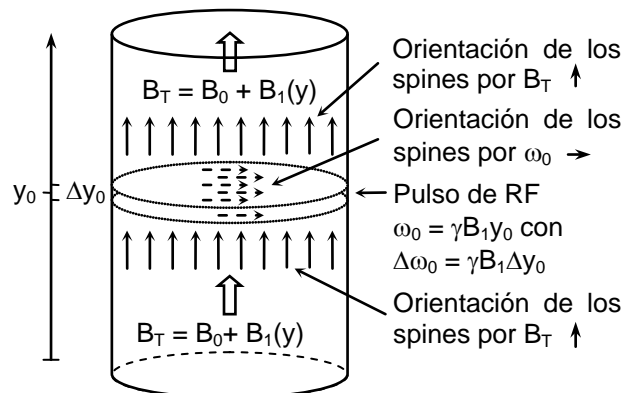


Figura 3.18 Estimulación de un corte transversal que reorienta los núcleos.

En tal circunstancia, la estimulación con un pulso de una radiación electromagnética específica de radio frecuencia (RF) hace que los núcleos presenten un movimiento de precesión alrededor del campo del pulso de RF lo cual significa que el eje del giro describe una trayectoria en forma de cono, en forma similar a como lo hacen un trompo, una perinola o una peonza cuando están girando. Esto ocurre a una determinada frecuencia ω_0 (que se expresa en MHz) la que es directamente proporcional a la densidad de flujo magnético

externo B_0 (expresado en T). Este fenómeno está descrito por la ecuación de Larmor¹², la que está dada por la siguiente ecuación $\omega = \gamma B_0$, en la que γ es la constante giromagnética (MHz/T).

La adecuada selección de la amplitud del campo de la RF y de la duración del pulso hace que los núcleos se orienten ortogonalmente al campo principal B_T , como se muestra en la figura 3.18, formando una rebanada Δy . Sin embargo, como la radiación proviene de todo el delgado volumen estimulado, no es posible conocer con exactitud el punto en donde se produce la radiación.

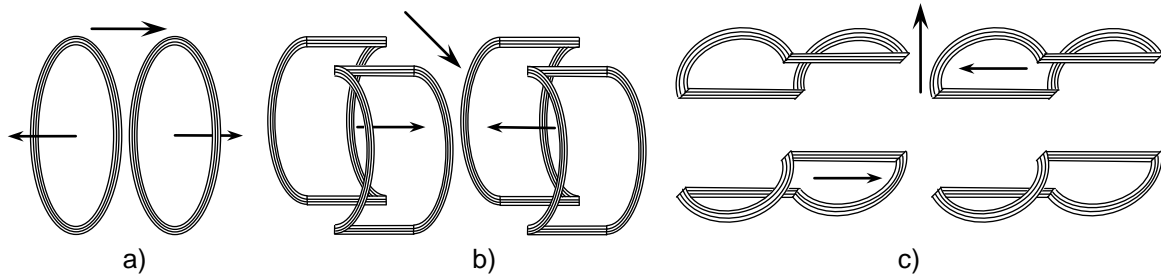


Figura 3.19 Bobinas de gradiente. a) Eje X; b) Eje Z; c) Eje Y.

Por tal razón, para determinar la posición espacial de la radiación obtenida, se utilizan tres grupos de bobinas ortogonales conocidas como de gradiente, las que se muestran en la figura 3.19, cuya función es proporcionar campos magnéticos adicionales que son función lineal de la dirección del campo, por lo que forman gradientes, con lo que se cubren las tres dimensiones del espacio. Estas bobinas están formadas por pares idénticos situados frente a frente en configuración anti Helmholtz, las que generan campos gradientes porque operan con corrientes en sentidos opuestos.

Con esta estrategia la frecuencia de Larmor pasa a depender de la posición en el espacio. Por ejemplo, considerando que en el eje X se aplica un campo $B_1(x)$ que depende linealmente de x , como se muestra en la figura 3.20, la posición x_0 en el eje X queda en este caso determinada por la ecuación $\omega = \gamma(B_0 + x \cdot B_1(x))$, pero en general se tendrá lo siguiente $\omega(x, y, z) = \gamma[B_0 + x \cdot B_1(x) + y \cdot B_2(y) + z \cdot B_3(z)]$, con $B_T = B_0 + B_1(x) + B_2(y) + B_3(z)$.

En estas condiciones cada punto de la rebanada estimulada presenta una precesión distinta de acuerdo con la ecuación de Larmor, ya que el campo total B_T es diferente en cada punto. En esta forma, al utilizar una radiofrecuencia que barra el volumen (o sea que lo escanee) se obtendrán señales de distintos planos del cuerpo, de acuerdo con la gradiente del campo en el punto (x, y, z) .

Puesto que el valor de la frecuencia de precesión es específico para cada material, bajo las condiciones adecuadas es posible calcular la constante giromagnética que relaciona la

¹²Joseph Larmor (1857 – 1942) físico y matemático irlandés que postuló el teorema que lleva su nombre el cual describe el efecto de precesión de una partícula cargada en un campo magnético central, el que se presenta con la adición de un pequeño campo adicional, sin que esto altere el movimiento original de la partícula.

frecuencia con el campo magnético. Por lo tanto, cuando la densidad de este campo tiene un valor razonablemente elevado, la frecuencia de precesión de la mayor parte de los núcleos queda dentro de la banda de radiofrecuencia. Entonces, al estimular al paciente con una onda de radio que tenga exactamente la frecuencia de precesión requerida, se produce en estos núcleos el fenómeno de resonancia, por lo que un fuerte porcentaje de los que están alineados se orientarán en el estado de alta energía, lo que significa que habrán sido energizados.

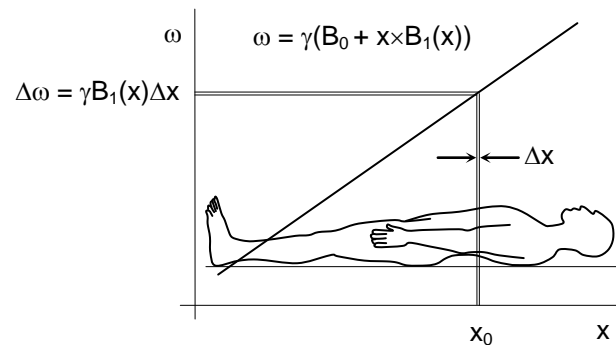


Figura 3.20 Determinación del punto x_0 a lo largo del eje x .

En estas condiciones, la magnetización longitudinal se reduce porque los momentos en sentidos opuestos se anulan, pero los núcleos ahora presentarán una precesión en fase, por lo que sus momentos magnéticos se suman en vez de anularse, aunque en la dirección transversal. Por lo tanto, a causa de la precesión en fase, se tiene un vector magnético que está en fase con la frecuencia de precesión. Esto significa que este vector produce una corriente eléctrica que provoca una radiación, la que puede ser captada por una antena, lo que implica finalmente que, a mayor vector, mayor será la información reunida para reconstruir la imagen de resonancia magnética con mayor detalle. Lo anterior depende de la constante giromagnética γ , de la densidad del campo magnético B_0 y de la densidad de núcleos. Por tanto, refleja el comportamiento de la zona excitada con la radiación electromagnética.

Cuando la estimulación se suspende, los núcleos regresan a su estado de baja energía, el fenómeno de la resonancia decae, los núcleos de hidrógeno dejan de girar en fase y poco a poco regresan a su estado inicial de menor energía emitiendo fotones en el proceso, los que pueden ser captados con las antenas de la RM que son las bobinas especiales que hacen las veces de antenas receptoras y transmisoras. Como resultado, la magnetización longitudinal aumenta en tanto que la transversal disminuye, fenómenos que requieren los tiempos t_1 y t_2 para estabilizarse. Como estos datos son característicos para cada tejido, un programa de cómputo asigna diferentes niveles de gris a cada intensidad de las señales capturadas, con lo que define todos y cada uno de los tejidos sometidos a este proceso, información con la que la imagen puede reconstruirse.

Finalmente cabe hacer notar que como la imagen radiográfica y la obtenida con la resonancia magnética utilizan mecanismos muy distintos para generar las imágenes, también proporcionan diferente información. En la figura 3.21 puede verse una simple comparación entre estos dos tipos de imágenes, en las que se comprueba que tienen distinto valor clínico.

La imagen radiográfica representa diferentes niveles de densidad del cuerpo humano, mientras que con la imagen de la resonancia se observan tejidos que debido a su baja densidad son transparentes a los rayos X, cuando no se utilizan medios de contraste.

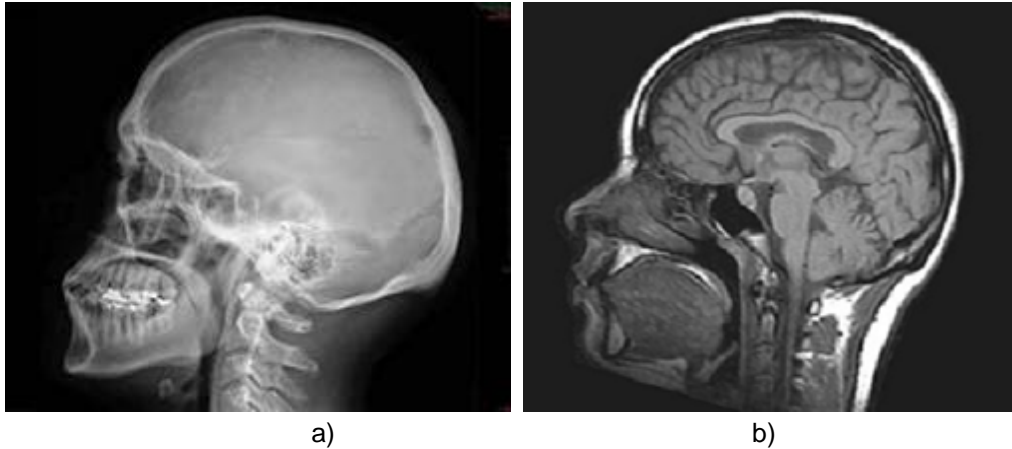


Figura 3.21 Comparación entre dos imágenes sagitales de la cabeza obtenidas con a) radiografía tradicional y b) con resonancia magnética.

LA IMAGEN ULTRASÓNICA

El intervalo de frecuencias al que el oído humano es sensible es conocido como espectro audible, el que se encuentra ubicado tradicionalmente entre los 20 Hz y los 20 kHz, aunque puede variar dependiendo de cada persona y del estado de salud de su oído. Además, la sensibilidad o capacidad de oír depende también de la potencia del sonido, la que puede ir desde el umbral de la audición (alrededor de 10^{-12} W/m²), hasta el umbral del dolor (1 W/m²). Por otra parte, por debajo de los 20 Hz se ubican los infrasonidos, en tanto que por encima de los 20 kHz se encuentran los ultrasonidos; ambas gamas sonoras son inaudibles para los oídos humanos.

Por su parte, por ser de frecuencias más altas, el ultrasonido tiene una longitud de onda más corta por lo que tiene una mayor capacidad para propagarse a través de cuerpos sólidos, como los tejidos del cuerpo humano. Sin embargo, este fenómeno sigue leyes similares a las que se aplican a la propagación óptica, característica que permite que los equipos puedan emitir haces de ultrasonido muy estrechos, que con poca o ninguna dispersión penetran en los tejidos en una dirección deseada. Además, como la propagación se basa en la vibración de las partículas del medio en el cual se propaga, se presentan condiciones típicas que consisten en que el ultrasonido viaja a una velocidad determinada y medible, que rebota en las fronteras que existen entre los tejidos y también que en su trayectoria experimenta atenuación.

La utilidad del ultrasonido consiste en que requiere un tiempo medible de propagación, al contrario de la luz que es muy rápida, pero que se puede reflejar en las superficies donde existe un cambio de densidad en el medio, como lo hace la luz visible. Por tanto, así como la luz y las microondas del radar pueden localizar la posición espacial de diferentes objetos,

porque rebotan o los 'iluminan', el ultrasonido también localiza la posición espacial de los órganos de un cuerpo humano que ha sido sometido a este proceso por medio de los ecos.

Lo anterior significa que el sistema trabaja sobre la base de los ecos que se producen por una estimulación, de modo que los tiempos y las direcciones involucradas permiten reconstruir una imagen similar a como se vería físicamente y en una forma análoga cómo trabajan los sistemas de radar. Para este efecto el sistema utiliza un transductor que emite la onda y que puede capturar los reflejos, aunque en algunos casos se utilizan otros transductores para este segundo proceso.

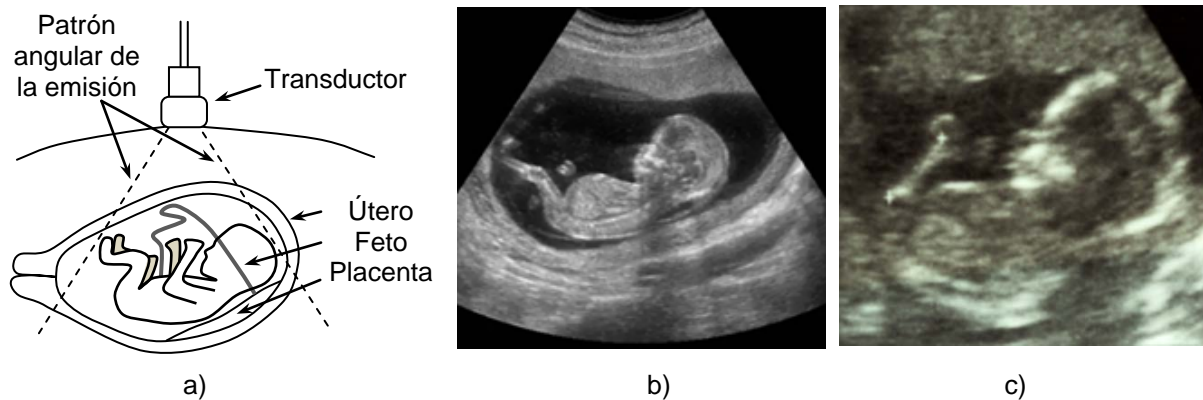


Figura 3.22 Representación esquemática del proceso de la obtención de una imagen de ultrasonido: a) Diagrama idealizado; b) Imagen de alta resolución en Modo B; c) Detalle de una imagen ultrasónica normal. En estas últimas se observa la presencia de ruido.

En la figura 3.22 se muestra un diagrama que representa una de las aplicaciones más populares del ultrasonido que consiste en obtener una imagen del desarrollo del producto fetal en el interior del vientre materno. La figura 3.22 a) puede verse que la imagen se obtiene con el transductor sobre el vientre materno y que resulta una imagen de los ecos que tiene una forma angular, por la forma en que se propaga el sonido. Además, en la figura 3.22 b) se distinguen diferentes intensidades las que dependen de la densidad de los tejidos involucrados y también se presenta ruido que se manifiesta como pequeñas zonas o puntos más claros, lo que se debe a que los tejidos no homogéneos y a que el ultrasonido, como cualquier onda, se dispersa al chocar con las fronteras entre los tejidos por lo que no todos los reflejos regresan directamente al transductor. En la figura 3.22 c) se aprecia un detalle de una imagen ultrasónica normal en la que también se aprecia el ruido de la adquisición.

Como todos los sistemas de ultrasonido se basan en la emisión de las ondas ultrasónicas y en la respectiva captura de los ecos que se producen al chocar con las diferentes estructuras del cuerpo, pueden operar en diferentes modalidades. Estas modalidades o 'modos' dependen de la forma en que los ecos se procesan y se presentan en forma de imagen, como se señala a continuación.

Modo A (por Amplitud)

Este modo consiste simplemente en una forma de obtener una relación unidimensional de las intensidades de un eco que proviene de una sola dirección, lo que permite la medición de

las distancias a la que se encuentran los obstáculos con los cuales se produjo el rebote. Su principal utilidad es la medición de las dimensiones del ojo para el diseño de lentes intraoculares y en la cirugía ocular. Como se registra solo la respuesta del estímulo ultrasónico, la señal que se obtiene es unidimensional, como la que se muestra en la figura 3.23 en la que aparecen los ecos de las distintas estructuras internas del ojo. Como estos ecos toman diferentes tiempos en su trayectoria, la medición de las distancias a las que se encuentran las estructuras es prácticamente directa.

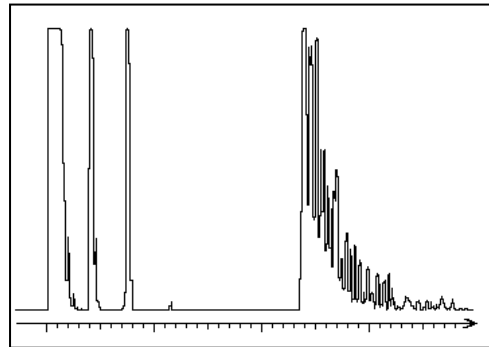


Figura 3.23 Forma de onda de los ecos de una señal de ultrasonido en modo A.

Modo B (por Brillantez)

Este modo, que es también conocido como 2D, consiste básicamente en que el sistema despliega en tiempo real los ecos provenientes de diferentes direcciones en forma de puntos o zonas más brillantes, en dos dimensiones y en forma de abanico, para el caso de ultrasonido fetal. Esta no es la única forma de rastreo, ya que también se utiliza el rastreo paralelo en el que el transductor se desplaza linealmente y el rastreo compuesto, en el que el transductor realiza una combinación de movimiento angular restringido y se desplaza linealmente. En el ejemplo de la figura 3.22 b) se observan diferentes puntos y zonas más claras, lo que depende de los múltiples ecos que se producen por los rebotes del ultrasonido en las fronteras de los tejidos. La figura corresponde a una imagen utilizada para observar el estado del feto durante el embarazo, la cual constituye una de las aplicaciones más populares.

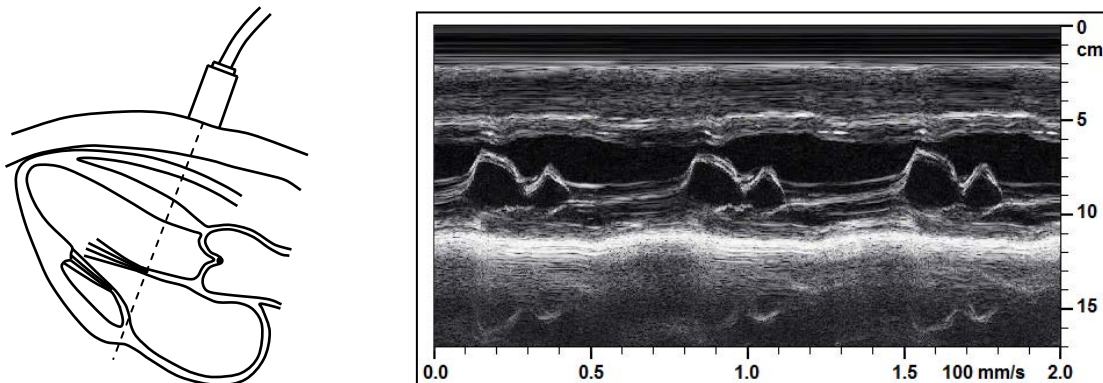


Figura 3.24 Imagen de ultrasonido de la válvula mitral en modo M.

Modo M (por Movimiento)

Es una forma útil para observar el comportamiento de una región del cuerpo durante un determinado lapso de tiempo y para órganos en movimiento, por lo que su principal aplicación es en cardiología. Se utiliza aplicando un delgado haz ultrasónico en la zona a estudiar, aunque esto se hace en el modo B y registrando la variación de los ecos. Con esta información se grafica la amplitud de los ecos en el eje vertical, mientras que el tiempo y la profundidad constituyen el eje horizontal. Un registro de este tipo se muestra en la figura 3.24 para el caso de la válvula mitral.

Modo C

Este modo es diferente a los anteriores porque no utiliza los ecos de las ondas reflejadas en las capas de los tejidos, sino que aprovecha las ondas transmitidas por el generador de ultrasonido y que atraviesan el tejido. Esto significa que el emisor y el receptor están situados a ambos lados del tejido, como si se tratara de una radiografía convencional. Por ello, la exploración se realiza efectuando un movimiento simultáneo de emisor y receptor porque deben estar unidos mecánicamente.

Con este método se puede determinar la atenuación total a lo largo de la trayectoria explorada comparado la amplitud del pulso emitido con el recibido, aunque debe notarse que la atenuación no depende solo de la absorción de los tejidos, sino también de las reflexiones y dispersiones que se originan en las capas de los tejidos. Por otra parte, al medir el tiempo que tarda el pulso entre el momento de emisión y de recepción, es información suficiente para calcular la velocidad de propagación acústica en el tejido.

En consecuencia, a causa de las pérdidas por reflexión cuando se trata de explorar regiones de anatomía compleja, los resultados son más difíciles de interpretar. Por ello su utilidad es mayor cuando se trata de partes orgánicas homogéneas, lo que lo hace particularmente conveniente en el caso de la exploración de las mamas, en forma similar a como lo hace la mamografía con rayos X.

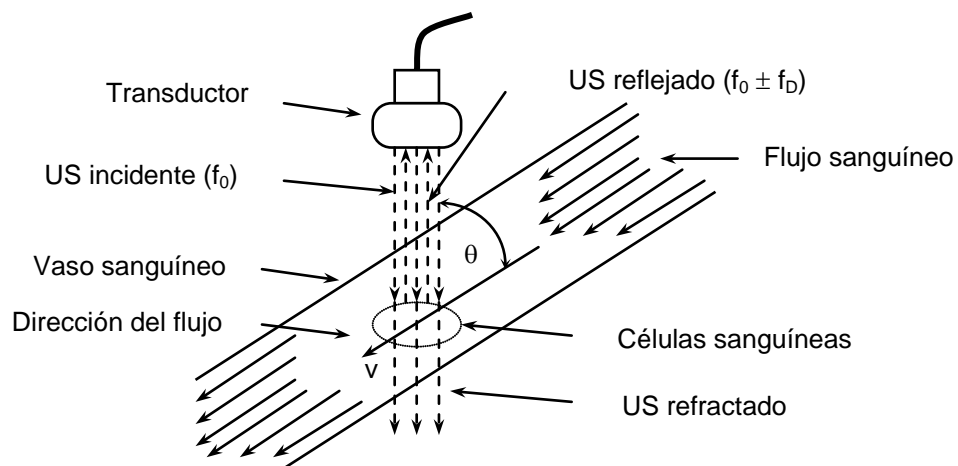


Figura 3.25 Representación del comportamiento del ultrasonido para determinar la velocidad del flujo sanguíneo por medio del efecto Doppler.

Modo Doppler

La propagación del sonido que se refleja en cualquier obstáculo en movimiento, o cuando la fuente del sonido es la que se mueve, es un fenómeno que implica variaciones de frecuencia que dependen de la velocidad del objeto en el que se refleja o del movimiento de la fuente sonora. Cuando ambos se aproximan, sin importar cuál es el que se mueve, la frecuencia de la onda sonora se incrementa, en tanto que cuando éstos se alejan, la frecuencia disminuye.

Esta propiedad puede aplicarse a los tejidos humanos, pero en particular se aplica al flujo sanguíneo, considerando que el ultrasonido se refleja también en los grupos de células sanguíneas. El principio Doppler permite determinar la velocidad del movimiento de estas células, según lo describe la siguiente ecuación

$$\pm f_D = (2 f_0 v \cos\theta)/c$$

De acuerdo con la figura 3.25 y con la ecuación anterior, se tiene que

f_D = frecuencia Doppler = variación con respecto a f_0 .

f_0 = frecuencia del ultrasonido (de 1 a 10 MHz, aproximadamente).

v = velocidad de las células sanguíneas (entre 10 y 20 cm/s en las venas).

θ = ángulo de incidencia entre el haz de ultrasonido y la dirección de la sangre.

c = velocidad del ultrasonido en el tejido (1540 m/sen promedio).

Además, en la figura 3.26 a) se aprecia en una imagen tomográfica la forma en que se aplica el haz de ultrasonido para que su trayectoria sea oblicua al vaso, y en consecuencia al flujo sanguíneo. En la figura la trayectoria aparece en un tono más claro, en tanto que en la figura 3.26 b) se muestra el trazo que resulta de la estimulación.

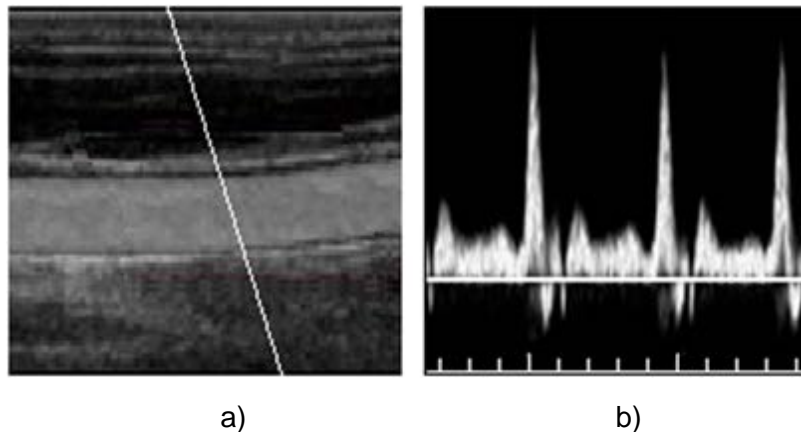


Figura 3.26 Ultrasonido en modo Doppler: a) Aplicación oblicua del haz sobre un vaso sanguíneo destacado en forma más clara; b) Señal obtenida del ultrasonido.

Este estudio no solo permite examinar los sistemas venosos como se ha mencionado, sino que mediante algoritmos computacionales las mediciones se convierten en datos digitales que por medio de colores se obtiene la visualización de los vasos sanguíneos mostrando la velocidad y la dirección del flujo sanguíneo. De hecho, la figura 3.26 a) es una imagen a

color que no se aprecia porque está en niveles de gris, pero la región central de gris más claro es originalmente un vaso coloreado en rojo. En tal circunstancia, el método es útil para determinar posibles trombos y várices por insuficiencia venosa.

Modos 2D, 3D y 4D

La aplicación del ultrasonido para observar el desarrollo del feto ha experimentado gran popularidad en los últimos años, ya que no solo puede satisfacer la curiosidad de los padres, sino que también permite detectar condiciones patológicas muy tempranamente, por lo que han aparecido en el mercado varios instrumentos que procesan la información recibida por el ultrasonido y pueden mejorar la imagen o presentarla en tiempo real. El modo 2D es otra forma de nombrar al modo B ya que presenta la imagen en dos dimensiones, como en la figura 3.22 b), de donde procede esta denominación.

Este modo se caracteriza porque entrega la imagen en tiempo real en dos dimensiones, aunque con variaciones de la intensidad de brillo y sombras, por lo que permite visualizar una imagen en tonos de gris y observar el movimiento del feto. En consecuencia, este método es la representación de la imagen directa de los ecos del ultrasonido, por lo que para obtener una imagen más realista es necesario utilizar programas de procesamiento de imágenes para quitar los artefactos, el ruido y los ecos no deseados con el propósito de mejorar la imagen para que luzca más real, como si se tratara de una fotografía. Esta característica define al modo 3D, ya que presenta una imagen fija, pero con volumen.

El deseo de tener mayor definición de las imágenes y además que éstas estén en tiempo real, llevó al desarrollo del modo 4D, el que se caracteriza porque obtiene imágenes con profundidad, mayor definición y además en tiempo real, lo que permite una visualización muy detallada del feto, como si se tratara de una filmación.

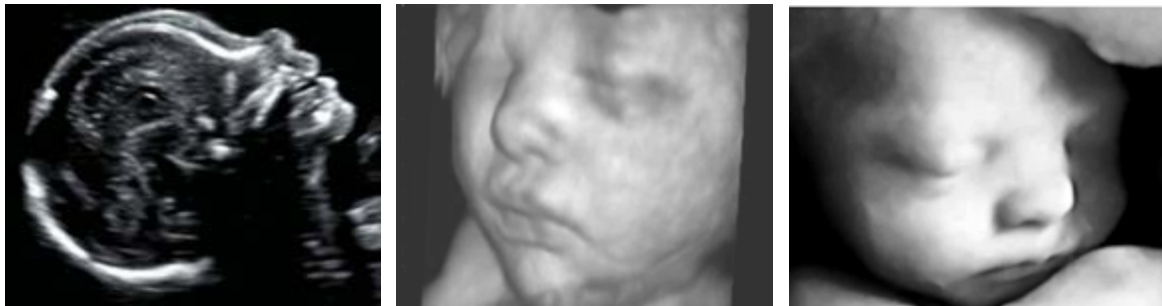


Figura 3.27 Comparación entre los tres modos: 2D, en dos dimensiones con movimiento; 3D una imagen fija con profundidad; y 4D, similar al modo 3D, aunque en tiempo real.

En la figura 3.27 se muestra una comparación entre estos tres métodos. La imagen 2D se caracteriza por destacar los detalles con mayor o menor brillantez o intensidad luminosa, y en tiempo real, aunque con un aspecto fantasmal. La imagen 3D, a su vez, detalla una imagen fija con profundidad y mayor realismo. La imagen 4D es similar a la anterior, pero presenta mayor definición, profundidad y se proyecta en tiempo real, por lo que tiene aún mayor realismo y se percibe el movimiento como una auténtica filmación.

LA IMAGEN DE MAPEO CEREBRAL

Los registros de electroencefalografía (EEG), tradicionalmente graficados en una tira de papel, son de difícil interpretación debido a la gran cantidad de información que contienen. Por esta razón, el mapeo cerebral es una técnica que permite obtener una imagen a partir de los registros digitalizados. Tal imagen representa la actividad eléctrica del cerebro como un todo utilizando solamente estos registros consistentes en señales de voltaje. Lo anterior es posible porque cada derivación es una señal que muestra las variaciones de voltaje presentes en el cuero cabelludo en un determinado espacio de tiempo y en puntos específicos de la cabeza dados por el sistema 10–20 (figura 2.15 del Capítulo 2). Estos puntos pueden llegar a ser de alrededor de cien canales en el caso de registros de alta densidad, aunque los instrumentos clásicos consideran típicamente cerca de unos treinta y dos.

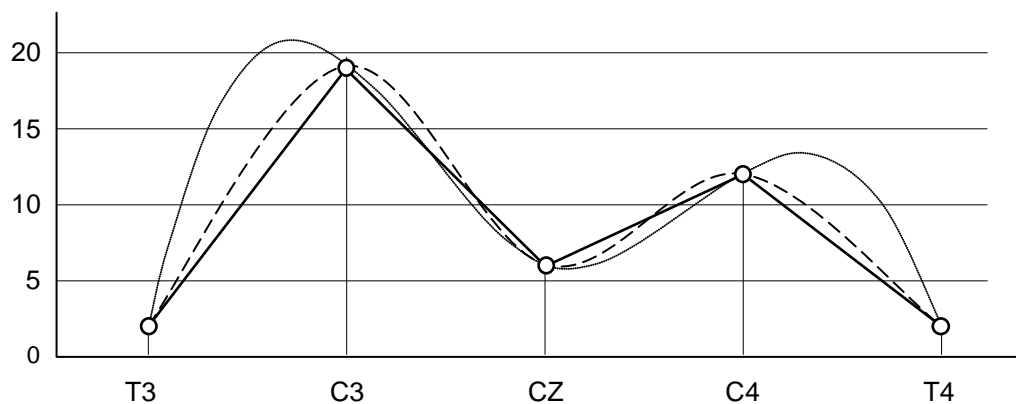


Figura 3.28 Diferentes mecanismos de interpolación entre cinco puntos igualmente espaciados. Lineal (líneas rectas), con splines (línea curva de trazos) y con polinomio de 4º grado (línea curva de puntos).

Por la forma en que se adquieren, las señales están sincronizadas, de modo que en un tiempo cualquiera se dispone de los valores de voltaje presentes en cada uno de los puntos o derivaciones. En consecuencia, para un determinado instante de tiempo, analizando los puntos contiguos puede determinarse por interpolación los valores intermedios, como se observa en el ejemplo de la figura 3.28 para las derivaciones centrales desde la temporal T3 a C3 a CZ a C4 y a la temporal T4. En este caso se considera que presentan respectivamente los siguientes valores {2, 19, 6, 12, 2}.

Algo similar se realiza en el caso de la interpolación en dos dimensiones, aunque el proceso es más complejo, ya que en este caso deben considerarse los cuatro puntos más cercanos o un conjunto mayor de ellos y, además, hay varias estrategias de interpolación, como en el caso unidimensional. En la figura 3.29 se muestra un ejemplo de cuatro puntos en el plano que forman un trapecio, porque se encuentran en una superficie aproximadamente esférica, ya que la cabeza humana tiene una forma que solo se aproxima a una esfera y los puntos del sistema 10–20 no forman cuadrados perfectos.

En la figura se observa que, dependiendo del método, los valores interpolados solo difieren más pronunciadamente en los extremos, aunque tienden a aproximarse en los puntos centrales. Además, el método que usa splines es el que tiene un comportamiento continuo más próximo a los trazos de líneas rectas. En todo caso, los puntos interpolados son una forma de conocer los valores intermedios, aunque como puede verse, los resultados dependen estrechamente del método utilizado. Por otra parte, aunque en la figura se muestra la interpolación lineal, además de la que usa splines y el método que emplea un polinomio de cuarto orden, es evidente que estos no son los únicos métodos con los cuales es posible realizar este procedimiento.

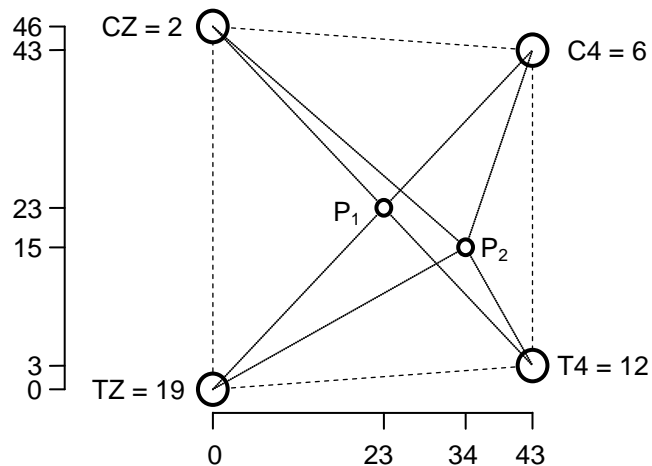


Figura 3.29 Interpolación en dos dimensiones, considerando solamente los cuatro valores de los puntos más cercanos que en este caso son CZ, C4, PZ y P4.

Un algoritmo sencillo para determinar los puntos intermedios se basa en la evaluación mediante el método bilineal, que consiste en determinar el valor de cada punto interpolando tres veces. Por ejemplo, para determinar el valor en el punto P_1 de la figura se interpola primero entre $CZ = 2$ y $TZ = 19$ para determinar un punto intermedio a la "altura" de P_1 , el que en la figura 3.29 resulta ser $(19 + 2)/2 = 10.5$ porque está ubicado exactamente en la mitad del borde del trapecio. Después se interpola entre $C4 = 6$ y $T4 = 12$, resultando ahora $(12 + 6)/2 = 9$. Finalmente se usan estos dos puntos (10.5 y 9) para determinar el valor de P_1 , que de acuerdo con lo anterior resulta ser $P_1 = 20 \times (10.5 - 9)/43 + 9 = 9.698$. Nótese que el punto central sería 9.75, por lo que P_1 se encuentra ligeramente hacia la derecha.

Por otra parte, si se utiliza la interpolación simple entre los puntos CZ y $T4$, resulta que $23 \times (12 - 2)/43 + 2 = 7.349$, mientras que si se realiza lo mismo entre TZ y $C4$, el resultado es $20 \times (19 - 6)/43 + 6 = 12.047$, cifras diferentes, pero cuyo promedio entre ambas es 9.698, el que coincide perfectamente con el resultado anterior. En consecuencia, estos métodos proporcionan los mismos valores para este caso porque el punto se encuentra exactamente en la intersección de las rectas que conectan las esquinas opuestas.

Para este método hay que destacar que si el mismo proceso se realiza primero entre $TZ = 19$ y $T4 = 12$, el resultado es $20 \times (19 - 12)/43 + 12 = 15.256$ y después entre $CZ = 2$ y $C4 = 6$,

resulta $23 \times (6 - 2) / 43 + 2 = 4.140$. Por último, cuando se realiza la tercera interpolación resulta $P_1 = 9.698$, que es exactamente el mismo valor de los casos anteriores.

Los resultados son diferentes al realizar el cálculo del valor del punto P_2 con el método bilineal, ya que se obtienen los siguientes valores: cuando se usa CZ y TZ con C4 y T4 resulta $P_2 = 10.882$; mientras que utilizando CZ y C4 con TZ y T4, se tiene que $P_2 = 10.924$. En resumen, los valores son próximos, pero diferentes porque la figura no es un cuadrado o rectángulo perfecto y el punto no se encuentra próximo al centro. Lo anterior sucede porque la combinación de dos interpolaciones lineales no produce un resultado lineal, ya que es bicuadrático.

Estos resultados anteriores implican que el método bilineal produce valores diferentes cuando se interpola entre cuatro puntos como los de la figura 3.29. Sin embargo, ya que el método de interpolación con splines lineales produce resultados más apropiados, como se aprecia en el ejemplo de la figura 3.30, al utilizar este método de interpolación con superficies, resulta una imagen general mucho más suave.

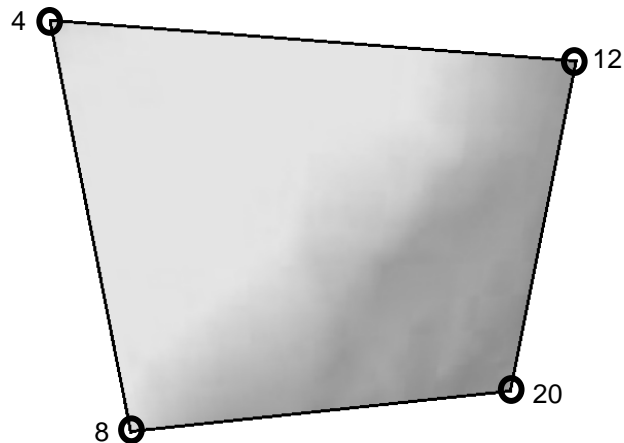


Figura 3.30 Ejemplo de interpolación en niveles de gris entre cuatro puntos de una distribución trapezoidal, en la que se considera también la influencia de los puntos externos.

Debido a que los puntos del sistema 10–20 no necesariamente constituyen una figura cuadrada o rectangular en el cráneo, en la figura 3.30 se muestra el efecto que se obtiene al interpolar en niveles de gris cuatro puntos cuyas alturas son 4, 8, 12 y 20, como en el caso de la figura 3.29. Para la obtención del mapeo, en este ejemplo se ha considerado además la influencia de los demás puntos (que no se muestran en la figura).

En esta figura se muestran dos ejemplos en los cuales se observa la diferencia que hay entre estos dos métodos de interpolación. El método de la figura 3.31 a) usa splines para unir tanto los siete puntos situados en la curva superior de la figura, así como los siete de la curva inferior. Con estas dos curvas guías se completa la superficie conectándolas con líneas rectas. El método de la figura 3.31 b) emplea una colección de 24 puntos guías, como si fueran 24 electrodos, y aplica directamente splines de tercer orden. En ambos casos los resultados forman una serie de áreas que cubren la totalidad de la superficie craneal (llamadas parches), las que cumplen condiciones similares a los segmentos de la

interpolación lineal, aunque con más ondulaciones, como aparece en la figura. El método de los splines de tercer orden es utilizado ampliamente en el diseño tridimensional, así como en las imágenes de animación del cine, ya que resulta más simple almacenar y manejar una red de puntos de control que todas las intersecciones resultantes de la malla.

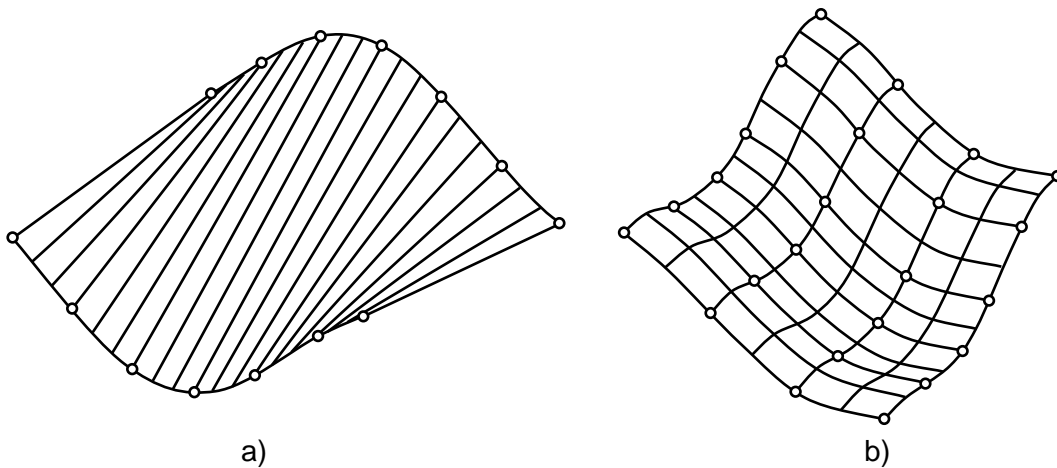


Figura 3.31 Ejemplos de dos interpolaciones. En a) se usan rectas siguiendo la variación no lineal de dos hileras de puntos guía; en b) se interpola en una red de 24 puntos guías.

Aunque el primer paso consiste en obtener mapas interpolando los valores de los voltajes adquiridos en las diferentes derivaciones, como se ha mencionado anteriormente, al utilizar el procesamiento digital es posible, por ejemplo, separar las cuatro bandas clásicas Delta, Teta, Alfa y Beta y graficar su distribución anatómica, como con las imágenes que resultan en la figura 3.32, en diez niveles de gris. Estos mapas constituyen una herramienta importante para el diagnóstico de diferentes enfermedades o para el estudio del cerebro. Además, también con procesamiento digital, pueden obtenerse gráficas de espectros de frecuencia, histogramas o de otros resultados relativos a las amplitudes y distribuciones de la actividad cerebral estructural y funcional.

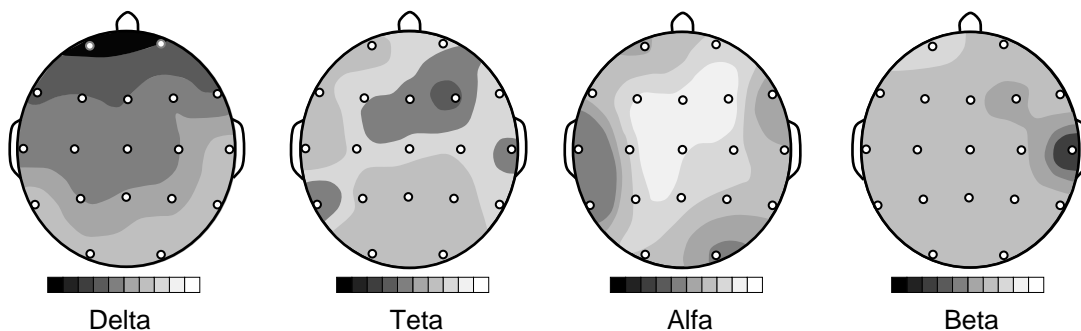


Figura 3.32 Ejemplo de mapeo cerebral en que se muestran las cuatro bandas de frecuencia. La interpolación se realiza con superficies no degradadas.

Por ejemplo, además de las bandas de frecuencia, en la figura 3.33 se aprecian dos ejemplos diferentes de mapeo cerebral en niveles de gris, que implican más electrodos y que representan la magnitud relativa de los voltajes en un momento determinado del EEG. Esto significa que al graficar una secuencia de instantes de tiempo puede verse la forma en que los potenciales evolucionan y se modifican temporalmente.

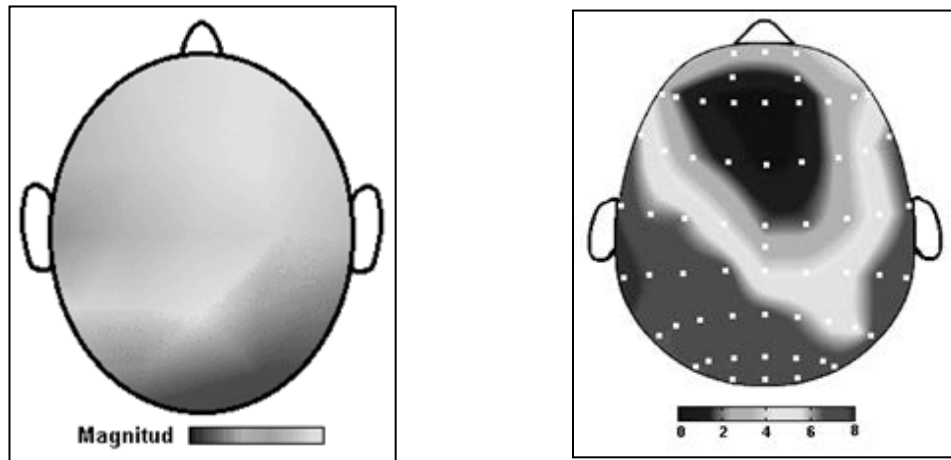


Figura 3.33 Dos ejemplos de mapeo cerebral diferentes, que destacan la magnitud de los voltajes que adquieren los electrodos.

CONCLUSIÓN

Como se ha visto, las imágenes biomédicas pueden obtenerse en forma directa, como si fueran una fotografía, tal es el caso de la radiografía y de las técnicas relacionadas, muchas veces empleando medios de contraste para mejorar la resolución y destacar los tejidos más transparentes o menos visibles. Pero también se obtienen por reconstrucción utilizando información obtenida por diferentes métodos, como la tomografía que usa proyecciones producidas por un estrecho haz de rayos X. También existen otros medios de reconstrucción, como la realizada por la gamma cámara, que localiza espacialmente la actividad de un radiofármaco, o con algoritmos de interpolación, como en el caso del mapeo cerebral.

Resulta importante destacar que todos los métodos de captura o reconstrucción de imágenes generan diferentes resultados que son importantes para el diagnóstico porque son complementarios. Las diferencias se deben a que no solo son diferentes imágenes, sino que también cada técnica tiene un valor máximo de resolución.

EJEMPLOS

1. ¿Qué frecuencia mínima implica el uso de 525 líneas con 30 cuadros por segundo? Esto es sin considerar la señal de video, solo las líneas.
R: Son 525 líneas por imagen, pero son 262.5 por cuadro. Si se considera media línea para el retrasado vertical (aunque puede ser más de media línea), resulta 262 por 30 por segundo. Esto es un total de 7860 en un segundo, o sea, 7.86 kHz.

2. Determine la tasa de compresión de un sistema que utiliza 1500 palabras de 8 bits para codificar una señal analógica de 6 MHz.
R: Considerando que se usan 1500 palabras, resultan 4 kHz por palabra y 500 Hz por bit.

3. Considerando el muestreo de 720 palabras de 10 bits con 480 líneas en la codificación 4:1:1, determine la frecuencia en bits/s.
R: El muestreo 4:1:1 implica que el video se muestrea a razón de 720 palabras por línea, pero las señales de crominancia U y V se muestrean a razón de 180 palabras por línea, totalizando 1080. En consecuencia, 1080 palabras por 480 líneas por 30 cuadros por segundo por 10 bits resultan 155.52 Mbits/s. Esto es antes de la compresión.

4. En la figura 3.4 se muestra la cantidad de palabras que utiliza una línea de video digital. Suponiendo que utiliza 8 bits por palabra determine la frecuencia en bits/s de la línea activa, del borrado y sincronía y de la línea completa.
R: De acuerdo con la imagen, para el borrado y sincronía se utilizan 276 palabras, por lo que 276 palabras por 480 líneas por 30 cuadros por segundo y por 8 bits son aproximadamente 31.795 Mbits/s. Para la línea activa son 1440 por 480 líneas por 30 cuadros por segundo y por 8 bits se tiene unos 165.89 Mbits/s. Para una línea completa son 1716 palabras por 480 por 30 cuadros por segundo por 8 bits con lo que resultan 197.68 Mbits/s.

5. En una medición realizada con un sistema de ultrasonido Doppler de 1 MHz en un ángulo de 30° se ha obtenido una velocidad v para las células sanguíneas de 12.5 cm/s. Determine la posible variación de la frecuencia Doppler.
R: Utilizando la fórmula $\pm f_D = (2 f_0 v \cos \theta)/c$, con los valores dados y con $c = 1540$ m/s resulta directamente que la variación de la frecuencia Doppler es aproximadamente ± 140.6 Hz, la cual es positiva si las células se mueven hacia el transductor y negativa si se alejan.

6. Un sistema de ultrasonido Doppler que utiliza una frecuencia de 2 MHz y se ha usado un ángulo $\theta = 60^\circ$, determine la velocidad de las células sanguíneas, si la variación de la frecuencia Doppler es de 195 Hz.
R: Utilizando la fórmula $\pm f_D = (2 f_0 v \cos \theta)/c$, con los valores dados y con $c = 1540$ m/s resulta directamente que la velocidad de las células sanguíneas $v = 15.015$ cm/s.

7. Considerando dos puntos cuyos valores son 5 y 15 μV y se encuentran separados por 4 cm, determine por interpolación lineal los valores correspondientes a los puntos situados en 1, 2 y 3 cm (la mitad, la cuarta parte y las tres cuartas partes del intervalo).
R: Linealmente resulta lo siguiente: la diferencia es $15 - 5 = 10$, por tanto, los valores de los puntos solicitados son: para 1 cm, 7.5 μV ; para 2 cm, 10 μV ; y para 3 cm, 12.5 μV .

8. Encuentre la ecuación cuadrática que permite interpolar los valores intermedios entre los puntos igualmente espaciados situados en 0.5 cm, 1 cm y 1.5 cm, los cuales tienen valores dados por 2.75 μV , 1 μV y 0.75 μV . Determine los puntos intermedios 0.75 cm y 1.25 cm y compare con una interpolación lineal.

R: Con los valores proporcionados, la ecuación es $3x^2 - 8x + 6$. En consecuencia, para el punto situado en 0.75 cm se tiene $1.6875 \mu\text{V}$ y para el punto situado en 1.25 cm resulta $0.6875 \mu\text{V}$. La interpolación lineal proporciona los siguientes resultados: para el punto situado en 0.75 cm, $1.875 \mu\text{V}$ (superior por $0.1875 \mu\text{V}$); para el punto situado en 1.25 cm, $0.875 \mu\text{V}$ (también superior por $0.1875 \mu\text{V}$).

9. Para el caso anterior determine el porcentaje de diferencia entre los métodos de interpolación lineal y cuadrático.

R: Utilizando los resultados anteriores, para el punto situado en 0.75 el método cuadrático proporciona un valor 10 % menor que el lineal. A su vez, en el punto situado en 1.25 el método cuadrático da un valor 21.4 % menor que el lineal.

10. Considerando la figura 3.29, determine los valores medios del trapecio externo dado por los puntos CZ, C4, P4 y PZ utilizando el método lineal.

R: Los resultados son los siguientes. El punto medio entre CZ y C4 se encuentra en (21.5, 44.5) y su valor es 4. Para C4 y P4 el punto medio está en (43, 23) y su valor es 9. En cuanto a P4 y PZ, el punto medio se encuentra en (21.5, 1.5) y su valor es 15.5. Por último, para PZ y CZ, el punto medio está en (0, 23) y su valor es 10.

EJERCICIOS

1. La señal de televisión basada en el formato NTSC utiliza 525 líneas las que tienen una duración de $64 \mu\text{s}$ incluyendo el segmento de borrado horizontal, sincronía y ráfaga de color. Considerando que en el formato analógico se presentan 30 cuadros por segundo, determine el ancho de banda mínimo requerido por este sistema.
2. Si una señal de televisión digital que usa 10 bits por palabra, trabaja con tres señales muestreadas a 13.5 MHz, 6.75 MHz y 6.75 MHz, utilizando un total de 1440 palabras para el video y 288 para la sincronía y borrado, calcule el ancho de banda necesario para la transmisión.
3. Repita el cálculo para la codificación 4:1:1, en la que las señales de crominancia se muestrean a la cuarta parte. Considere palabras de 8 y 10 bits.
4. Considere los datos anteriores y el estándar 4:2:0. Decida cuál de ellos emplea menor ancho de banda para configurar una imagen.
5. En la radiografía convencional, la radiación se proyecta en forma de un cono. ¿Se producirá algún tipo de distorsión en la imagen?
6. Considerando los valores de $c = 1540 \text{ m/s}$ (velocidad del ultrasonido en el tejido humano), $f_0 = 3 \text{ MHz}$ (frecuencia del ultrasonido) y $v = 12 \text{ cm/s}$ (velocidad de las células sanguíneas), calcule la frecuencia Doppler f_D utilizando $\theta = 30, 45$ y 60° (ángulo de incidencia del haz).
7. Con los valores del problema anterior y sabiendo que $\theta = 45^\circ$ y $f_D = 100 \text{ Hz}$, determine el valor de $v =$ velocidad de las células sanguíneas.

8. En relación con la figura 3.28, investigue en la literatura sobre otros métodos de interpolación y compárelos con los de dicha figura.
9. Calcule el valor del punto situado entre CZ y C4 en la figura 3.28 utilizando dos métodos de interpolación.
10. Calcule el valor del punto central entre los extremos del triángulo de la figura 3.29 formado por CZ = 2, TZ = 19, pero con P1 = 10, usando el método bilineal.

BIBLIOGRAFÍA

1. Bankman, I., Editor (2009). Handbook of Medical Image Processing and Analysis. 2nd Edition. Elsevier Academic Press. Burlington, MA.
2. Bar, E. R. (1990) Cable Television Technology and Operations: HDTV and NTSC Systems. 1st Edition. McGraw–Hill Professional. New York, NY.
3. Bronzino, J. D., Editor (2000) The Biomedical Engineering Handbook, 2nd Edition. IEEE Press. New York, NY.
4. Enderle, J. D., Blanchard, S. M. and Bronzino, J. D. (2005) Introduction to Biomedical Engineering. 2nd Edition. Elsevier Academic Press. Burlington, MA.
5. Bushberg, J. T., Seibert, J. A., Leidholdt, E. M. Jr. and Boone, J. M. (2012) The Essential Physics of Medical Imaging, 3rd edition. Lippincott Williams & Wilkins a Wolters Kluwer Business. Philadelphia, PA.
6. Harte, L. (2017) Introduction to Cable Television (CATV) 3rd Edition. Discover Net Publishing Inc. Cary, NC.
7. Large, D. and Farmer, J. (2004) Modern Cable Television Technology, 2nd Edition. The Morgan Kaufmann Series in Networking. Morgan Kaufmann Publisher, in an imprint of Elsevier Inc. San Francisco, CA.
8. Tucci Reali, A. (2010) Obtención de Imágenes Médicas. Lulu Press Inc. Morrisville, NC.
9. Webster, J. G. (editor) (2009) Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation, 4th Edition. John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, NY.
10. Zarach, J. S. and Morris, N. M. (1979) Television Principles and Practice. The Macmillan Press. London, UK.

CAPÍTULO 4

CIRCUITOS PARA LA ADQUISICIÓN

Debido a que las señales biomédicas capturadas por los instrumentos suelen ser de muy pequeños voltajes, puesto que son del orden de los milivolts (mV) o microvolts (μV), además que las fuentes suelen tener impedancias de salida de varios kiloohms ($\text{k}\Omega$), el primer procedimiento que deben realizar prácticamente todos los instrumentos biomédicos es la amplificación. En esta forma puede disponerse de señales con magnitudes con las cuales pueden someterse a otros procesos sin que se introduzca una cantidad detectable de ruido o de distorsión. Lo anterior es obviamente después de que han sido adquiridas por electrodos o transductores que las han convertido a señales bioeléctricas. En cuanto a las imágenes, estas requieren de tratamientos especiales diferentes.

INTRODUCCIÓN

Otra característica importante que tienen las señales bioeléctricas, además de sus pequeñas amplitudes, son los intervalos de frecuencia implicados, ya que suelen ser de muy baja frecuencia, como se describe en la Tabla 2.2 del Capítulo 2. Su bajo nivel y su ancho de banda son dos características que obligan a los instrumentos a disponer de amplificadores de alta ganancia, con anchos de banda de bajas frecuencias, de filtros apropiados para limitar el ruido y para evitar la influencia de los 60 Hz de la red eléctrica, ya que esta frecuencia puede influir en las señales porque se encuentra justamente dentro del ancho de banda de ellas.

Otros circuitos que normalmente forman parte de los equipos biomédicos modernos son los que realizan las funciones de muestreo, cuantificación y conversión analógica a digital de las señales adquiridas. Todo lo cual es necesario para que una importante etapa de procesamiento digital pueda procesar las señales e imágenes biomédicas para extraer información relevante de ellas.

AMPLIFICADORES

Una vez que los electrodos o los transductores han cumplido con su función de proporcionar una señal eléctrica al resto del instrumento, la siguiente etapa es la amplificación, para lo cual se dispone de circuitos especializados.

El amplificador operacional (Amp Op)

Este dispositivo es un circuito integrado que reúne muchas características útiles como amplificador, las que se resumen a continuación.

1. Tiene una entrada diferencial (v_{e1} & v_{e2} , como se muestra en la figura 4.1), por lo que puede amplificar señales que no están referidas a tierra. Esto es de vital importancia porque usualmente las señales que se adquieren se encuentran en dos puntos del cuerpo humano, por lo que no siempre existe una referencia de tierra apropiada que tenga las propiedades adecuadas para rechazar las variaciones que estos dos puntos puedan experimentar en forma simultánea, lo que se conoce como 'modo común'.
2. Presenta una alta impedancia de entrada (Z_e), por lo que no constituye una carga para la fuente de las señales de entrada. Esta característica implica que, aunque las señales sean débiles, la conexión del circuito no producirá alteraciones significativas en la magnitud de las señales.
3. Tiene baja impedancia de salida (Z_s), por lo que puede entregar un máximo de potencia a casi cualquier circuito que se le acople. En forma similar al punto anterior, la salida no se verá afectada prácticamente por los circuitos que se le acoplen a continuación.
4. Por otra parte, el amplificador operacional tiene una ganancia de voltaje muy elevada (G_v), aunque su ancho de banda es muy pequeño. Esto es porque debido a su alta ganancia y a que está compuesto por varias etapas de transistores puede oscilar fácilmente debido a sus capacidades parásitas que generan polos adicionales.

Por esta última razón, en la construcción del Amp Op se ha dispuesto un polo dominante artificial de baja frecuencia, que lo hace comportarse como un sistema de primer orden y que le proporciona estabilidad a pesar de su alta ganancia. Lo anterior no es un inconveniente, ya que utilizando realimentación es posible aumentar su ancho de banda a costa de disminuir su ganancia, lo cual también puede ser favorable de acuerdo con las especificaciones del instrumento, ya que como se ha visto en el Capítulo 1, el producto ganancia por ancho de banda del sistema de primer orden es constante.

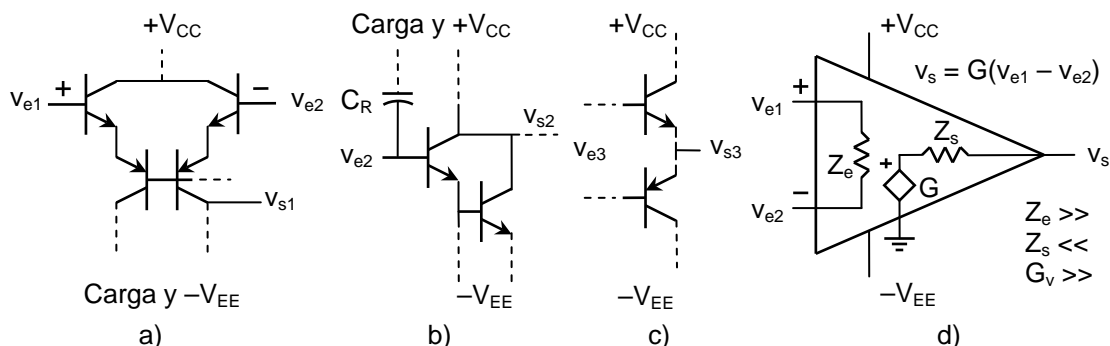


Figura 4.1 Estructura esquemática simplificada del Amp Op; a) Par diferencial; b) Emisor común; c) Amplificador de simetría complementaria; y d) Modelo idealizado.

En la figura 4.1 puede verse esquemáticamente la composición interna básica de un circuito integrado que opera como amplificador operacional, el que está compuesto por tres etapas elementales. La primera, que se observa en la figura 4.1 a), es un par diferencial con entrada no referida a tierra que está en configuración Seguidor de Emisor (con TBJ NPN) y ambos transistores conectados a etapas Base Común (con TBJ PNP) en los emisores. Esto es porque el Seguidor de Emisor tiene una impedancia de entrada dada por $(\beta + 1) \times (r_e + R_E)$, lo

que genera alta impedancia de entrada. Tiene una carga activa y además la salida puede tomarse en forma diferencial o referida a tierra.

La segunda etapa, en la figura 4.1 b), es una configuración tipo Darlington que proporciona gran amplificación de voltaje con un ancho de banda controlado por el capacitor C_R que es el responsable del polo dominante y por tanto del ancho de banda. Y la tercera etapa, es un amplificador de Simetría Complementaria, que proporciona ganancia de potencia y baja impedancia de salida, circuito que aparece simplificado en la figura 4.1 c).

Estas etapas básicas están diseñadas para trabajar con cargas activas y están alimentadas con fuentes de corriente, lo que mejora notablemente sus características. Por último, en la figura 4.1 d) se presenta un modelo general de este circuito integrado, en el cual idealmente se tiene que los valores de la ganancia de voltaje y de la impedancia de entrada son muy grandes y el valor de la impedancia de salida es pequeño.

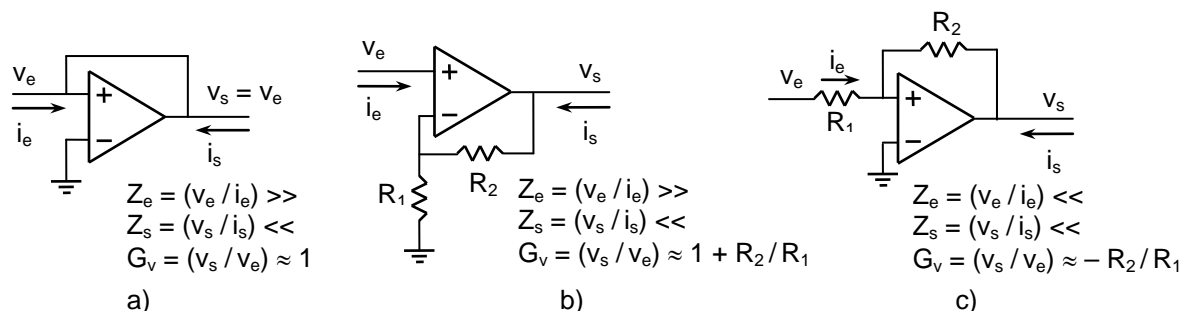


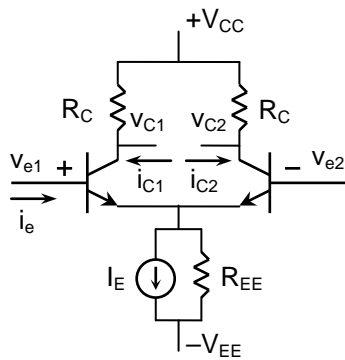
Figura 4.2 Amplificadores típicos: a) Circuito Seguidor de Voltaje, ganancia unitaria y alta impedancia de entrada; b) Circuito No Inversor, con ganancia de voltaje y alta impedancia de entrada; y c) Circuito Inversor, con ganancia de voltaje y menor impedancia de entrada.

Circuitos especiales

Cuando el Amp Op se utiliza en circuitos reales y se quiere conservar la característica de alta impedancia de entrada solo pueden emplearse las configuraciones básicas de Seguidor de Voltaje, Inversor y No Inversor. Estos circuitos se presentan en la figura 4.2 con sus principales características: Impedancia de entrada Z_e muy alta, Impedancia de salida Z_s muy baja y Ganancia de voltaje G_v unitaria o determinada por las resistencias del circuito, lo que aproxima estas configuraciones a un circuito ideal.

Como ya se ha mencionado, en los diseños más elaborados se emplean cargas activas y los circuitos se alimentan con fuentes de corriente, lo que permite obtener mayores ganancias e impedancias más adecuadas, mejorando las características básicas del Amp Op. Sin estas modificaciones, el empleo óptimo del amplificador operacional es más limitado.

Además, como puede verse en la figura 4.2, la configuración Seguidor de Voltaje tiene la desventaja de no tener ganancia de voltaje, pero por su alta impedancia de entrada y baja de salida, es el circuito aislador óptimo. Por su parte, la configuración No Inversora tiene ganancia que puede fijarse por medio de las resistencias externas, lo que también determina el ancho de banda útil, ya que en esta configuración el producto Ganancia por Ancho de Banda es constante, por ser un sistema de primer orden. Además, ambos circuitos tienen alta impedancia de entrada, aunque éstas están referidas a tierra.



Modo Diferencial (MD),
 Con $v_{e1} \neq v_{e2}$, $v_{emd} = v_{e1} - v_{e2}$
 & $v_{cmd} = v_{c2} - v_{c1}$.

$$G_{V1md} = v_{C1} / v_{emd} \approx -g_m (R_C || r_o) / 2$$

$$G_{V2md} = v_{C2} / v_{emd} \approx g_m (R_C || r_o) / 2$$

$$G_{Vmd} = v_{cmd} / v_{emd} \approx g_m R_C || r_o$$

$$Z_{emd} = v_{emd} / i_e = v_{emd} / i_e \approx 2r_\pi$$

$$Z_{C1} = v_{C1} / i_{C1} = R_C || r_o$$

$$Z_{C2} = v_{C2} / i_{C2} = R_C || r_o$$

$$Z_{cmd} = v_{cmd} / i_c \approx 2 (R_C || r_o)$$

Modo Común (MC),
 Con $v_{eMC} = v_{e1} = v_{e2}$
 & $v_{cMC} = v_{s2} - v_{s1}$.

$$G_{Vmc} = v_{cMC} / v_{eMC} =$$

$$= -\alpha R_C / (2R_{EE})$$

$$Z_{emc} = (\beta + 1) R_{EE} || (r_o / 2)$$

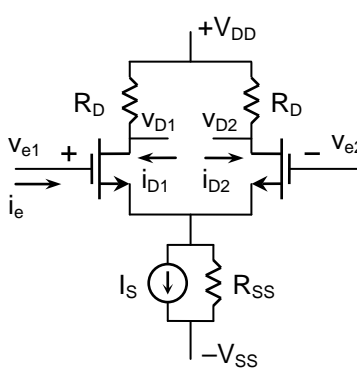
$$Z_{cMC} = R_C || r_o$$

$$RRMC = G_{V1} / G_{Vmc} \approx g_m R_{EE}$$

|| = Resistencias en paralelo

Figura 4.3 Par diferencial con transistores TBJ en configuración clásica.

Por tal razón, utilizando transistores discretos pueden diseñarse las configuraciones Par Diferencial, con transistores bipolares (TBJ), o bien, con transistores del tipo metal óxido semiconductor (MOS), como las que se señalan en las figuras 4.3 y 4.4 respectivamente. Algunos ejemplos de las ventajas de estos circuitos son, por ejemplo, que pueden capturar una señal entre dos puntos cualesquiera porque tienen dos entradas separadas referidas a tierra. Por ejemplo, pueden adquirir señales entre dos puntos del tórax (como en la electrocardiografía – ECG), de un músculo (como en la electromiografía – EMG) o del cuero cabelludo (como en la electroencefalografía – EEG), característica que los convierte en circuitos de gran utilidad en ingeniería biomédica.



Modo Diferencial (MD)
 Con $v_{emd} = v_{e1} - v_{e2}$ &
 $v_{Dmd} = v_{d2} - v_{d1}$

$$G_{V1md} = v_{D1} / v_{emd} \approx -g_m (R_D || r_o) / 2$$

$$G_{V2md} = v_{D2} / v_{emd} \approx g_m (R_D || r_o) / 2$$

$$G_{Vmd} = v_{Dmd} / v_{emd} \approx g_m (R_D || r_o)$$

$$Z_{emd} = v_{emd} / i_e \gg \text{teóricamente}$$

$$Z_{D1} = v_{D1} / i_{D1} \approx R_D || r_o$$

$$Z_{D2} = v_{D2} / i_{D2} \approx R_D || r_o$$

$$Z_{Dmd} = v_{Dmd} / i_D \approx 2 (R_D || r_o)$$

Modo Común (MC)
 Con $v_{emc} = v_{e1} = v_{e2}$ &
 $v_{Dmc} = v_{d2} - v_{d1}$

$$Z_{emc} = v_{eMC} / i_e \gg \text{teóricamente}$$

$$G_{Vmc} = v_{dMD} / v_e = -R_D / (2R_{SS}) \approx 0,$$

ideal en equilibrio

$$RRMC = G_{Vmd} / G_{Vmc} \approx g_m R_{SS}$$

|| = Resistencias en paralelo

Figura 4.4 Par diferencial con transistores MOS en configuración clásica.

Además, cuando se alimentan en modo diferencial, ambas configuraciones proporcionan alta impedancia de entrada (Z_{emd}) y alta ganancia (G_{Vmd}). Esto ocurre en conexión unipolar (G_{V1md} y G_{V2md} , cuando la salida se toma de un solo colector o drenaje, o cuando una de las entradas se conecta a tierra), pero también ocurre con una entrada diferencial (G_{Vmd} , cuando se amplifica la diferencia entre ambas entradas). Adicionalmente, tienen baja ganancia en modo común (G_{Vmc} , lo que ocurre cuando se amplifica las señales que llegan en forma simultánea a ambas entradas).

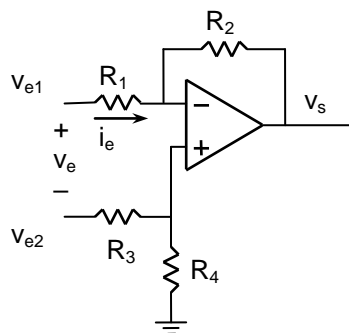
Otra característica importante es que ambos circuitos construidos, ya sea con TBJ o con MOS, proporcionan salida diferencial ($v_{C2} - v_{C1}$ & $v_{D2} - v_{D1}$, respectivamente) o dos salidas en oposición de fase (v_{C1} & v_{C2} para el TBJ, así como v_{D1} & v_{D2} para el MOS), ambas referidas a tierra, aunque la impedancia de entrada del circuito con TBJ es relativamente baja. Sin embargo, siempre es posible incrementarla agregando una resistencia R_e entre el emisor de cada TBJ y el punto en que se encuentran R_{EE} y la fuente de corriente I_E . Con esta modificación la impedancia de entrada $Z_{emd} = v_{e1}/i_e$ aumenta de $2r_\pi$ a $2(\beta + 1)(r_e + R_e)$, pero también se modifica la ganancia $G_{Vmd} = v_{Cmd}/v_{emd}$ que disminuye del valor anterior, $g_m R_C/r_0$ a solo $\alpha R_C/(r_e + R_e)$.

Por su entrada no referida a tierra, estos circuitos pueden ser excitados tanto en modo diferencial (MD – las entradas en forma independiente y ambas referidas a tierra), como en modo común (MC – ambas entradas en cortocircuito). En este caso, cuando las dos entradas se modifican simultáneamente con la misma señal, como si estuvieran en cortocircuito, el amplificador no responde porque el voltaje que aparece entre las dos salidas es igual o muy parecido. Tal circunstancia hace conveniente definir un parámetro para determinar la capacidad que tienen estos circuitos de distinguir entre ambas formas de excitación. Este parámetro se llama Razón de Rechazo de Modo Común (RRMC) el que se define, utilizando las variables de las figuras 4.3 y 4.4, como la Ganancia de Voltaje en Modo Diferencial (G_{Vmd}) dividido por la Ganancia de Voltaje en Modo Común (G_{Vmc}). Por tanto, considerando los valores de ambas ganancias dadas en estas figuras, la RRMC resulta para los circuitos basados en TBJ y MOS, respectivamente

$$RRMC_{TBJ} = \frac{G_{Vmd}}{G_{Vmc}} \approx g_m R_{EE}$$

$$RRMC_{MOS} = \frac{G_{Vmd}}{G_{Vmc}} \approx g_m R_{SS}$$

Este parámetro tiene gran importancia porque al capturar señales entre dos puntos cualesquiera, como los mencionados, éstos pudieran estar experimentando simultáneamente otra señal referida a tierra, la que no es motivo de la captura, por lo que debe considerarse como ruido o señal espuria.



El circuito está equilibrado con $R_4/R_3 = R_2/R_1$.

Modo Diferencial (MD)

Con $v_e = v_{e1} - v_{e2}$

$G_{Vmd} = v_s/v_e = R_2/R_1 = R_4/R_3$

$Z_{emd} = v_e/i_e \approx R_1 + R_3$

Modo Común (MC)

Con $v_e = v_{e1} = v_{e2}$

$G_{Vmc} \approx 0$, ideal en equilibrio

$RRMC \approx \infty$, ideal

Figura 4.5 Circuito Amplificador de Diferencia (o 'Restador'), basado en Amp Op.

Por otra parte, utilizando el Amp Op también se obtiene el circuito Amplificador de Diferencia (o Restador), que se presenta en la figura 4.5, el cual opera en forma similar a los Pares Diferenciales descritos anteriormente. Esta configuración amplifica la diferencia entre dos señales referidas a tierra, puede ajustarse la ganancia a un valor determinado y cuando el circuito está equilibrado la RRMC puede aproximarse a cero.

Finalmente es importante destacar que las ecuaciones mencionadas en las figuras anteriores son en realidad aproximaciones válidas únicamente cuando los dispositivos discretos están pareados, sus parámetros son idealizados, o bien, cuando la ganancia del Amp Op es infinita o muy grande ya que suele ser del orden de 10^6 , y también cuando se supone que la corriente de entrada al Amp Op es muy pequeña o despreciable. En todo caso, siempre es posible ajustar algunos componentes adecuados para equilibrar las diferentes ramas y obtener resultados óptimos.

Amplificador de instrumentación

Un diseño que logra mejorar todas las características anteriores es el Amplificador de Instrumentación, cuyo circuito básico se muestra en la figura 4.6. Se trata de un circuito más complejo, ya que requiere de tres Amp Op, pero que tiene una entrada diferencial no referida a tierra, como en los casos anteriores; una impedancia de entrada muy alta, como el Amplificador No inversor; y una impedancia de salida baja. En su forma más sencilla, este amplificador está compuesto de dos etapas, la primera es un par de circuitos en espejo que aprovechan las características de los no inversores, y la segunda, es un amplificador de diferencia clásico.

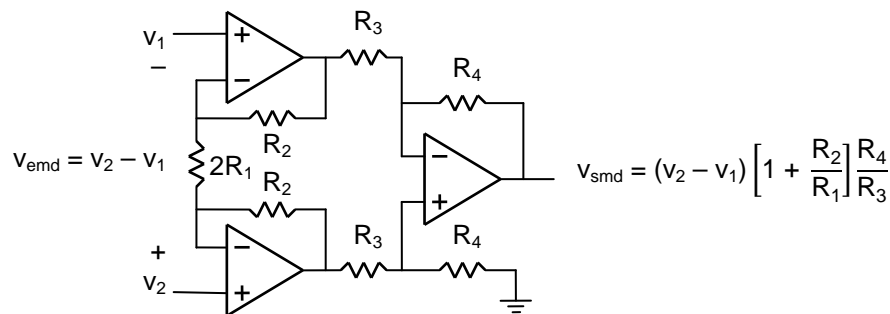


Figura 4.6 Circuito amplificador de instrumentación clásico.

La primera etapa, por ser dos amplificadores no inversores en espejo, no solo tiene entrada diferencial, sino que también proporciona alta impedancia de entrada, por lo que produce muy poca carga a la fuente generadora de señales y, además, puede entregar una ganancia ajustable con $2R_1$ sin comprometer la impedancia de entrada, ya que se trata de circuitos no inversores. En estas condiciones la segunda etapa proporciona la baja impedancia de salida referida a tierra del amplificador operacional y por ser un amplificador diferencial permite controlar la relación de rechazo de modo común cuando está adecuadamente equilibrado.

Los dos amplificadores de la entrada funcionan aproximadamente en espejo como si fueran el no inversor de la figura 4.2 b), pero no son independientes ya que están unidos por la

resistencia $2R_1$. En consecuencia, la ganancia total en modo diferencial $G_{V_{md}}$ está dada por los circuitos no inversores, o sea $1 + R_2/R_1$ y por el amplificador de diferencia, es decir R_4/R_3 , de lo que resulta

$$V_{smd} = (v_2 - v_1) \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \frac{R_4}{R_3} = v_{emd} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \frac{R_4}{R_3}$$

$$G_{V_{md}} = \frac{V_{smd}}{V_{emd}} = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \frac{R_4}{R_3}$$

Por su configuración este circuito puede disponer de un ancho de banda que va desde la corriente directa (CD) hasta la frecuencia típica de 3 dB. Este ancho de banda resulta después de ajustar la ganancia total con las resistencias de realimentación y particularmente con $2R_1$. Como resultado, al operar con frecuencias muy bajas se produce un efecto que consiste en un pequeño voltaje de salida de CD, aunque no haya señal en la entrada, el que puede ser muy reducido pero diferente de cero. Este efecto se produce por pequeñas diferencias que puede haber entre los componentes de las dos ramas del amplificador las que van desde las dos entradas v_1 y v_2 hasta las entradas del Amp Op de salida. Este efecto se conoce como corrimiento del voltaje de salida (*offset*, en inglés). Esta circunstancia implica la necesidad de realizar pequeños ajustes a alguna de las resistencias (usualmente una de las R_4) para equilibrar el circuito.

Otras ventajas que dispone este amplificador se deben a que no es necesario parrear las resistencias R_2 de los Amp Op de la entrada para que tengan la misma ganancia con el propósito de equilibrar las dos ramas de amplificación. Esto se debe a que $2R_2$ es realmente la suma de las dos resistencias de realimentación y porque comparten la resistencia $2R_1$, como puede comprobarse fácilmente en la ecuación de la ganancia $G_{V_{md}}$. Esto significa que la ganancia puede ajustarse modificando únicamente la resistencia compartida $2R_1$.

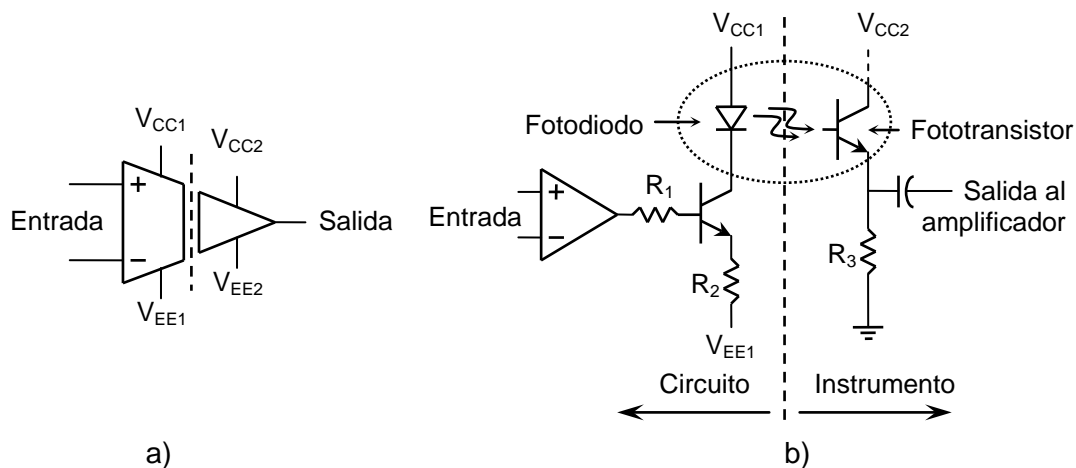


Figura 4.7 Circuito aislador óptico. a) Símbolo y b) Detalle de su estructura.

También debe notarse que, frente a señales de modo común aplicadas a la entrada, o sea $V_{emc} = v_1 = v_2$ resulta que por la resistencia $2R_1$ no circulará corriente, esto significa que las

dos salidas de la primera etapa son cero en modo común, por lo que tampoco tendrían efecto en la segunda etapa por ser ésta la diferencia entre las salidas anteriores. Por lo cual, el amplificador de instrumentación es el circuito más utilizado para estos propósitos, porque cumple ampliamente con las características de un Amp Op ideal.

Amplificador de aislación

Los transductores, los electrodos y muchos otros dispositivos se aplican directamente a la piel del paciente con un contacto de baja impedancia que mejora el proceso eléctrico, lo que también se debe al efecto del gel conductor. Como esta situación implica el peligro de que la persona pueda sufrir un choque eléctrico, resulta necesario que los altos voltajes queden perfectamente aislados del paciente para evitar este problema, ya que puede ser grave en caso de falla catastrófica. Este inconveniente se resuelve con amplificadores de aislación que separan perfectamente las conexiones eléctricas, pero que permiten el paso libre de las señales capturadas. En la figura 4.7 a) se señala el símbolo de uno de estos dispositivos y en la figura 4.7 b) se presenta un diagrama general muy simple de la estructura básica de un aislador de tipo óptico.

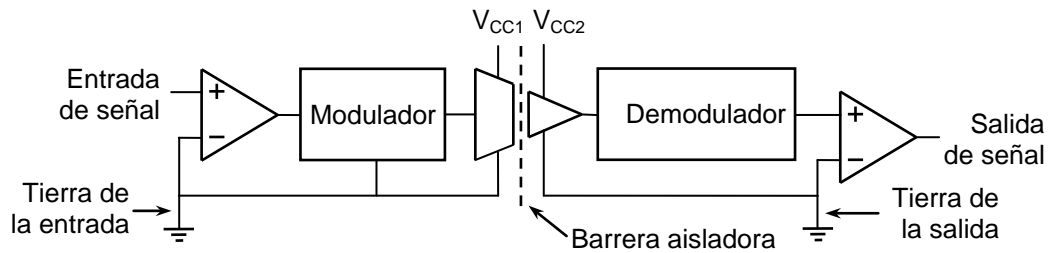


Figura 4.8 Diagrama esquemático del amplificador aislador basado en modulación.

Una condición necesaria para la operación del instrumento es que, además, las tierras de cada una de las dos partes del circuito que aísla estén completamente separadas para que entre ellas exista una muy alta impedancia, por lo que no se conectan en forma compartida. Esta es la forma de garantizar la aislación entre las dos fuentes de alimentación. En consecuencia, el dispositivo es alimentado con fuentes separadas o aisladas entre sí, como se aprecia en la figura 4.7, con los voltajes V_{CC1} , V_{CC2} , V_{EE1} & V_{EE2} .

La arquitectura de una etapa aisladora cualquiera puede variar notablemente, porque existen circuitos de diversa complejidad e incluso circuitos integrados para este propósito, incluyendo diferentes formas de aislación. Algunas de ellas son las que modulan la señal de entrada, como en el diagrama de la figura 4.8, con lo cual se mejora la conexión entre ambas partes, reduciendo el ruido y disminuyendo el tamaño de los transformadores. Aunque además de los sistemas ópticos de aislación, ya mencionados, también existen circuitos que separan en forma inductiva, magnética, capacitiva o por fibra óptica. En todos ellos se logran varios objetivos como los siguientes:

1. Aislar al paciente de eventuales descargas eléctricas, que podrían producirle daño,
2. Reducción notable del ruido, ya que la señal se propaga en alta frecuencia, lo que la hace menos vulnerable,

3. Se obtiene el rompimiento de los lazos de tierra, lo que permite la interconexión de circuitos que de otra manera serían incompatibles, y
4. Con la aislación, la impedancia resultante que existe entre ambas partes del dispositivo es alta, lo que aumenta la protección para el paciente.

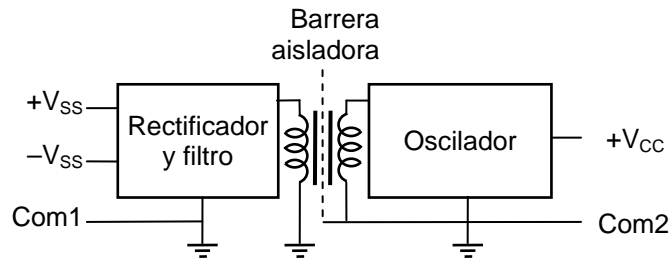


Figura 4.9 Fuente que proporciona la potencia aislada para la primera parte del instrumento.

La aislación exige que la fuente de alimentación proporcione la energía a la primera parte del instrumento en forma separada por lo que debe tener una estructura como la que aparece en la figura 4.9, en la que destacan los dos puntos comunes (Com1 & Com2), que están aislados eléctricamente entre sí y los voltajes aislados para la primera parte ($+V_{ss}$ & $-V_{ss}$), los que también son independientes del voltaje de alimentación general $+V_{cc}$. El circuito logra una aislación muy alta entre las fuentes de alimentación, que proporcionan la potencia, por medio de una aislación adicional que separa los bobinados del transformador con una conexión a tierra.

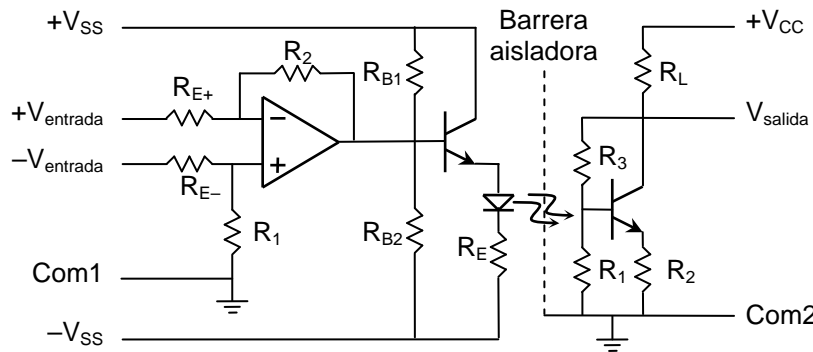


Figura 4.10 Detalle del circuito amplificador aislado ópticamente.

En un circuito más complejo aislado ópticamente, como el de la figura 4.10, se comprueba la aplicación de la fuente de alimentación de la figura 4.9, ya que en la figura se destacan la entrada diferencial, los voltajes $+V_{ss}$ y $-V_{ss}$, que son independientes del voltaje $+V_{cc}$ del instrumento, las tierras Com1 y Com2, así como la salida que está referida a tierra. La barrera aisladora completa la función de separación.

En la figura 4.10 no se muestra el circuito responsable de alimentar en forma separada a ambas partes del sistema, ya que en la figura 4.9 se ha detallado la forma en que este proceso se realiza magnéticamente por medio de un transformador. Esta forma de operar con fuentes aisladas se debe a que la señal puede separarse ópticamente, ya que no es una señal de potencia, pero para las fuentes se requiere potencia, por lo que la separación se realiza en forma distinta.

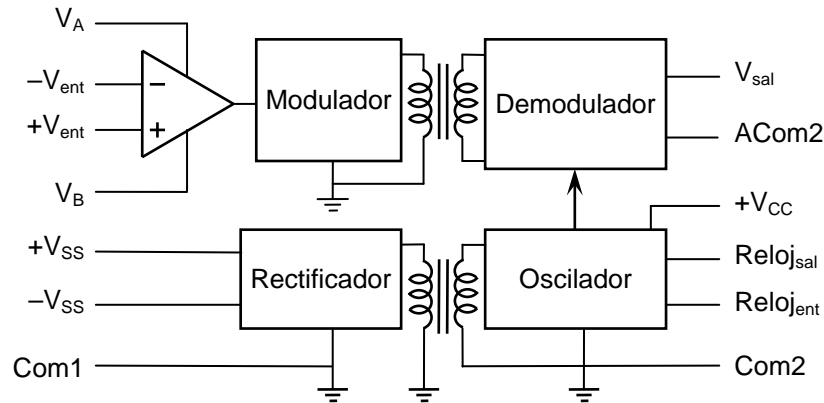


Figura 4.11 Detalle esquemático de un circuito aislador de tipo magnético, que incluye la fuente aislada.

Algo similar se repite en la figura 4.11 para un circuito aislado magnéticamente, en el cual la operación se reduce al trabajo de tres partes. La primera de ellas es la responsable de acondicionar la señal de entrada ($+V_{ent}$ & $-V_{ent}$) al dispositivo aislador, para lo cual emplea un amplificador y un modulador. Este último proceso es necesario para disminuir el tamaño del transformador aislador. V_A y V_B alimentan el amplificador y determinan el intervalo de amplificación. La segunda parte completa la conexión inductiva entre la entrada diferencial y la salida (V_{sal}) por medio del transformador y el demodulador, por lo que es la encargada de obtener el efecto de aislación. Con esto se logra entregar la señal al resto del circuito, en forma debidamente aislada con ACom2, ya que tampoco esta parte comparte la conexión a tierra. La tercera parte tiene la función de generar pulsos de sincronía y producir la alimentación aislada para la entrada ($+V_{SS}$, $-V_{SS}$ & Com1). Además, este circuito tiene tierras completamente separadas entre las etapas de entrada y de salida (Com1, Com2 & ACom2) lo que se complementa con el segundo transformador de aislación de la alimentación de potencia, todo lo cual es alimentado por la fuente general del equipo ($+V_{CC}$).

Por último, en la figura 4.12 se presenta la estructura general de un circuito aislador que emplea capacitores para lograr la separación entre las dos partes del instrumento. La señal es amplificada, introducida a un oscilador controlado por voltaje lo que produce una frecuencia que se acopla a la salida por medio de dos capacitores. El dieléctrico de dichos capacitores constituye la barrera aisladora, ya que la señal se recupera con un detector de frecuencia que hace las veces de un conversor de frecuencia a voltaje.

Por otra parte, así como para los amplificadores operacionales se define la Razón de Rechazo de Modo Común (RRMC, que es adimensional), como un factor de medición de la

calidad de la operación del circuito, para los aisladores se utiliza un coeficiente similar a la RRMC denominado Razón de Rechazo de Modo Aislado (RRMA, también adimensional).

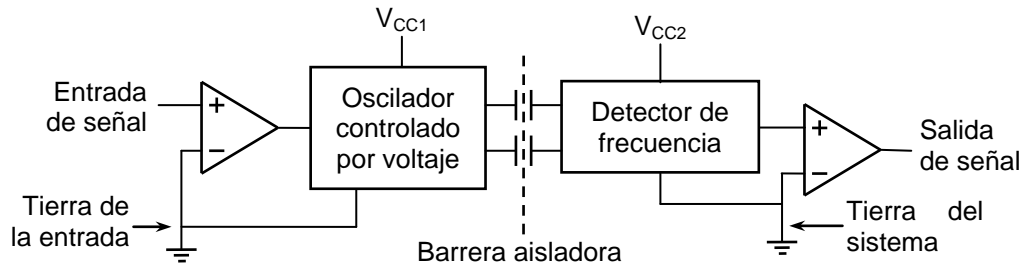


Figura 4.12 Detalle esquemático de un circuito aislador de tipo capacitivo.

Esto se justifica porque, aunque la aislación entre ambos lados de la barrera constituye una resistencia alta, ésta no es infinita, por lo que resulta que entre los dos lados aparece una diferencia de potencial que es conocida como Voltaje de Modo Aislado (VMA, medido en dB). Una de las formas de definir este factor es la siguiente.

$$RRMA = 10^{VMA/20}$$

Lo anterior significa que

$$VMA [dB] = 20 \log_{10}(RRMA [V/V]).$$

En todo caso, los valores de RRMA y VMA son muy elevados, por lo que estas definiciones son útiles para medir la capacidad de aislación del circuito, ya que también permiten conocer los niveles del VMA. Esto es porque bajo ciertas condiciones su elevado valor puede producir daños al amplificador.

Características de los amplificadores

Como cualquier componente de un circuito, los amplificadores pueden describirse en función de sus principales características, como las que se detallan a continuación. Aunque no son las únicas, son las más importantes por lo que para cada aplicación pueden utilizarse otras características o distintos parámetros del amplificador.

1. **Ancho de banda, B = $\omega_s - \omega_i$.** Esta característica está determinada por la diferencia entre la frecuencia superior (ω_s) y la frecuencia inferior (ω_i) de la respuesta en frecuencia, porque es el intervalo en el cual el circuito puede amplificar con muy poca o ninguna distorsión. Estas frecuencias aparecen claramente tanto en la respuesta en frecuencia de amplitud, como en la respuesta de fase. Asimismo, dependiendo de la definición y principalmente del error, B podría estar en términos del máximo error tolerable (ancho de banda de instrumentación, ω_{INS}) o de la frecuencia de 3 decibeles (ancho de banda de tres decibeles, ω_{3dB}).
2. **Distorsión, D.** Como por lo general todos los sistemas reales no son estrictamente lineales, los amplificadores producen una pequeña distorsión que usualmente se mantiene en valores muy reducidos, por lo que sus resultados no suelen ser afectados en forma apreciable. De acuerdo con el párrafo del mismo nombre del

capítulo 1, puede tratarse de distorsión lineal o lineal. Sin embargo, en los sistemas biomédicos ambos tipos deben mantenerse en niveles insignificantes.

3. **Ganancia, $G = v_s / v_e$.** Esta relación salida–entrada puede tener un valor bajo, ya que cuando el circuito no realiza amplificación puede ser solamente de uno, como en el caso del Seguidor de Voltaje, que solo realiza una separación de impedancias muy efectiva entre la entrada y la salida. Pero también puede ser muy alta como en el caso de los mismos Amp Op, en los que puede ser del orden de $1\text{ M}\Omega$. No obstante, en prácticamente todos los circuitos prácticos la ganancia puede ajustarse con las resistencias externas, con lo que también se determina el ancho de banda de tres decibeles (ω_{3dB}).
4. **Razón de Rechazo de Modo Aislado (RRMA).** Tal como ya se ha definido para los amplificadores comunes, esta es una medida de la capacidad del amplificador para rechazar en la salida el voltaje que aparece en la frontera de la aislación, o sea entre ambos lados de la barrera de la aislación (lo que es algo similar a la razón de rechazo del voltaje de modo común – RRMC).
5. **Razón de Rechazo de Modo Común (RRMC).** Aplicable a todos los amplificadores cuya entrada no está referida a tierra, como los Amp Op o los amplificadores diferenciales, es una medida de la capacidad relativa que tiene el amplificador de procesar las señales diferenciales que entran a ambas entradas y rechazar las que entran simultáneamente de modo común, como ya se ha definido en párrafos anteriores.
6. **Relación señal a ruido (S/R).** Esta característica se define normalmente como el cociente entre la potencia de la señal y la potencia del ruido. Algunas veces también se usan los voltajes o las corrientes respectivas en lugar de las potencias. Se define usualmente en decibeles.
7. **Respuesta en frecuencia de amplitud, $|H(\omega)|$.** Corresponde al espectro que demuestra la forma en que el amplificador procesa en amplitud las diferentes frecuencias con las que trabaja. Esta respuesta puede ser tanto de ganancia como de atenuación, aunque esta última no es muy común.
8. **Respuesta en frecuencia de fase, $\angle H(\omega)$.** En forma similar a la amplitud, este parámetro indica la forma en que el amplificador retarda cada frecuencia del espectro que puede manejar. Lo ideal es que sea cero o lineal, ya que en esa forma se evita la distorsión de fase y solo puede generarse un retardo.
9. **Sensibilidad.** En los amplificadores es una definición de la ganancia, ya que es la derivada de la salida con respecto a la entrada $dy(t)/dx(t)$, la que debe ser constante en toda su escala. Sin embargo, en los transductores puede no ser constante.
10. **Umbral.** Corresponde al mínimo nivel de la señal de entrada que los amplificadores, sensores o los transductores pueden procesar, aunque usualmente se trata de la potencia mínima que puede activar a un dispositivo.
11. **Otras características.** Dependiendo de la aplicación son importantes la potencia de salida, la impedancia de entrada, la impedancia de salida, el nivel de ruido, los niveles de la alimentación, entre otros parámetros.

Alimentación del amplificador de aislación

Como se ha visto, este amplificador necesita dos fuentes de alimentación aisladas, lo que puede lograrse utilizando baterías para la primera parte, pero también con una fuente aislada o con un sistema convertidor de DC a DC. La primera estrategia implica dedicar tiempo de mantenimiento a las baterías; la segunda estrategia, por su parte, debe disponer de un transformador aislador, o sea, que en su estructura debe contar con una barrera separadora

efectiva entre ambas etapas. Por último, aunque puede diseñarse fácilmente un convertidor de corriente directa a corriente directa, existen circuitos integrados, como el CI 722 del que se muestra en la figura 4.13 su estructura interna, que pueden hacer esta tarea en forma sencilla.

El circuito integrado de la figura 4.13 se alimenta con un máximo de 16 V, con lo que puede generar dos voltajes de alimentación independientes para el amplificador de aislación utilizando un mecanismo de conversión DC a DC. La función de cada terminal del CI 722 es la que se describe a continuación, aunque la operación general puede resumirse en que básicamente se tienen dos voltajes de salida para alimentar a cada una de las dos partes del circuito de aislación en forma totalmente separada, sin perder la conexión de señal.

Alimentación general

P+ y V- tienen entrada de 5 a 16 V.

V+ debe ser al menos 5 V mayor que V-.

La terminal E habilita el convertidor cuando está conectado a V+ y lo deshabilita si se conecta a V-.

Para la primera etapa del amplificador aislador

+V_{o1} y -V_{o1} son salidas de 5 V a 16 V, similar a la entrada.

C₁ es el común o tierra aislada de la primera etapa.

Para la segunda etapa del amplificador aislador

+V_{o2} y -V_{o2} son salidas de 5 V a 16 V, similar a la entrada.

C₂ es el común o tierra de la segunda etapa, que debe estar separada de la tierra aislada de la primera etapa, C₁.

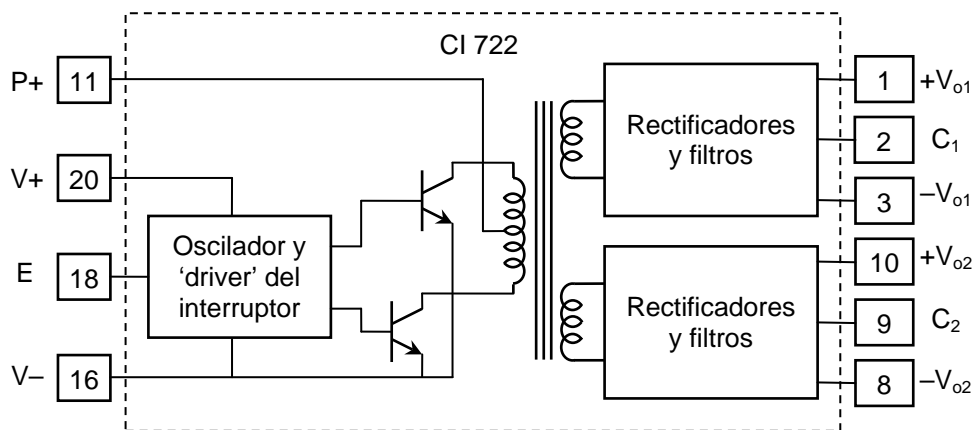


Figura 4.13 Estructura interna del convertidor de corriente directa a corriente directa CI 722.

FILTROS

Como el objetivo principal de los filtros es separar las frecuencias deseadas de aquéllas que no tienen utilidad, como son el ruido o las interferencias espurias, lo ideal es que haya una separación abrupta entre ambos tipos de señales cuando no comparten el mismo espectro

de frecuencias. Por tal razón, el filtro ideal del tipo pasa bajas debería tener una respuesta en frecuencia de amplitud como la que se indica en la figura 4.14 a), en la que las frecuencias entre 0 y ω_c son aceptadas al ser multiplicadas por uno, mientras que las superiores a ω_c son rechazadas porque son multiplicadas por cero.

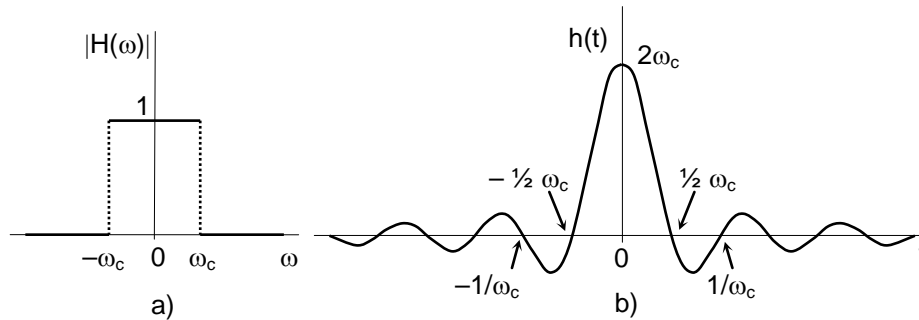


Figura 4.14 a) Respuesta en frecuencia de amplitud de un filtro ideal, $|H(\omega)|$. b) Respuesta al impulso del mismo filtro ideal, $h(t)$, que es predictiva.

Este filtro ideal tiene el inconveniente que su respuesta al impulso no solo es infinita, sino que tiene una respuesta predictiva para $t < 0$, como se señala en la figura 4.14 b), por lo que no es físicamente realizable. En esta figura destaca la frecuencia de corte o de tres decibeles, $\omega_{3dB} = \omega_c$, que determina los cruces por cero de la respuesta al impulso $h(t)$.

Debido al carácter predictivo del filtro ideal, esta circunstancia hace que el diseño de filtros tenga que basarse en la tolerancia de las características de la respuesta en frecuencia, como se verá más adelante. Para ello conviene definir cuatro tipos de filtro ideales básicos, los cuales son el pasa bajas (BJ), el pasa altas (AL), el pasa banda (BN) y el de rechazo de banda (RB). Las respuestas en frecuencia de amplitud de estos filtros se muestran en la figura 4.15, solo para las frecuencias positivas, ya que el espectro completo es simétrico con respecto al eje vertical.

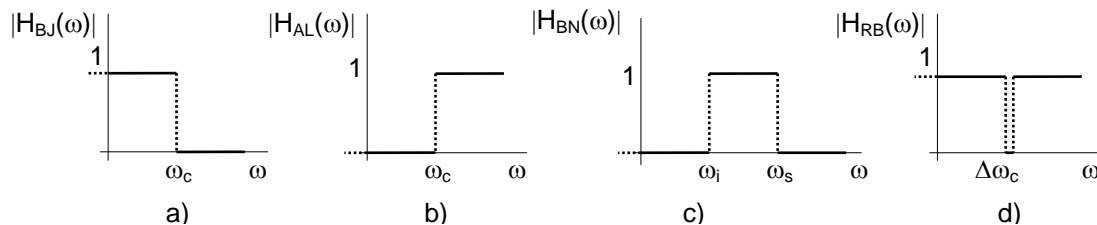


Figura 4.15 Respuestas en frecuencia de filtros ideales básicos; a) pasa bajas $H_{BJ}(\omega)$; b) pasa altas $H_{AL}(\omega)$; c) pasa banda $H_{BN}(\omega)$ y d) de rechazo de banda $H_{RB}(\omega)$.

Filtros analógicos reales

Para los filtros físicamente realizables se debe empezar definiendo el filtro pasa bajas, $H_{BJ}(s)$, cuya función de transferencia general, para el caso de orden N y ganancia G , está

dada por la siguiente expresión, en la que los valores a_n son constantes (con $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$).

$$H_{BJ}(s) = \frac{Ga_0}{s^N + a_{N-1}s^{N-1} + a_{N-2}s^{N-2} + \dots + a_0}$$

Las respuestas en frecuencia de amplitud y de fase de todos los filtros corresponden respectivamente al valor absoluto y al ángulo de la respuesta en frecuencia en el plano de la frecuencia ω , dados por $|H(\omega)|$ y por $\angle H(\omega)$. En la figura 4.15 se presentan solamente las respuestas en frecuencia de amplitud de los cuatro tipos básicos de filtros ideales a partir de los cuales se diseñan los filtros reales. La respuesta en fase para el caso específico de los filtros ideales la respuesta en frecuencia es usualmente de fase cero, en tanto que las respuestas en frecuencia de amplitud y fase para los filtros reales depende de su estructura, como se detalla más adelante para los casos más populares.

Equivalencias entre los filtros. A partir de la ecuación para $H_{BJ}(s)$ es posible deducir la función de transferencia de los demás filtros. Por ejemplo para obtener un filtro pasa altas, $H_{AL}(s)$, con las mismas características que el pasa bajas (ω_c) se debe sustituir la variable s por $1/s$, con lo que resulta

$$H_{BJ}(s)|_{1/s} = H_{AL}(s) = \frac{Gs^N}{s^N + \frac{a_1}{a_0}s^{N-1} + \frac{a_2}{a_0}s^{N-2} + \dots + 1}$$

De manera similar, la función de transferencia del filtro pasa banda, $H_{BN}(s)$, se obtiene al sustituir la variable s por $(s^2 + \omega_0^2) / (Bs)$, en la ecuación para el filtro pasa bajas $H_{BJ}(\omega)$, considerando que B es el ancho de banda $\omega_s - \omega_i$, porque las frecuencias de corte del pasa banda son ω_i (inferior) y ω_s (superior), las que determinan el ancho de banda B y también su frecuencia central es $\omega_0 = 0.5 \times (\omega_i + \omega_s)$.

$$H_{BN}(s) = \frac{Ga_0}{s^N + a_{N-1}s^{N-1} + a_{N-2}s^{N-2} + \dots + a_0} \Big|_{(s^2 + \omega_0^2)/(Bs)}$$

En forma análoga, la función de transferencia del filtro de rechazo de banda, $H_{RB}(s)$, con las frecuencias de corte ω_i y ω_s , el ancho de banda B , así como la frecuencia central ω_0 , se obtiene con la sustitución inversa a la del caso anterior en la ecuación para $H_{BJ}(\omega)$, o sea, sustituyendo s por $Bs / (s^2 + \omega_0^2)$, con lo que resulta

$$H_{RB}(s) = \frac{Ga_0}{s^N + a_{N-1}s^{N-1} + a_{N-2}s^{N-2} + \dots + a_0} \Big|_{Bs/(s^2 + \omega_0^2)}$$

De acuerdo con las ecuaciones anteriores cualquier filtro real puede obtenerse diseñando primero un filtro pasa bajas y posteriormente transformándolo al deseado, ya sea pasa altas, pasa banda o de rechazo de banda.

Sin embargo, como para el diseño debe utilizarse una función de transferencia general, ésta no puede implementarse en forma ideal como los de la figura 4.15, por lo que debe

optimizarse alguna de sus características. En consecuencia, las optimizaciones que pueden realizarse para diseñar un filtro real pueden ser las siguientes:

1. Obtener una respuesta plana óptima en la banda de paso, con lo que resulta el filtro tipo Butterworth, cuya respuesta en frecuencia de amplitud, $|H_{BU}(\omega)|$, se muestra en la figura 4.16 a). En este filtro, aunque su respuesta en frecuencia de fase no es ideal, es aceptable, como ocurre con el sistema de primer orden.
2. Lograr una pendiente máxima en la banda de transición, lo que se obtiene con el filtro Elíptico o de Cauer, cuya respuesta en frecuencia de amplitud, $|H_{EL}(\omega)|$, se presenta en figura 4.16 b). Se caracteriza porque tiene ondulaciones tanto en la banda de paso como en la de rechazo, las que pueden ajustarse a valores pequeños en forma independiente.
3. Alcanzar una respuesta en frecuencia de fase lineal, lo que define al filtro tipo Bessel, el que presenta la menor pendiente en la banda de transición.

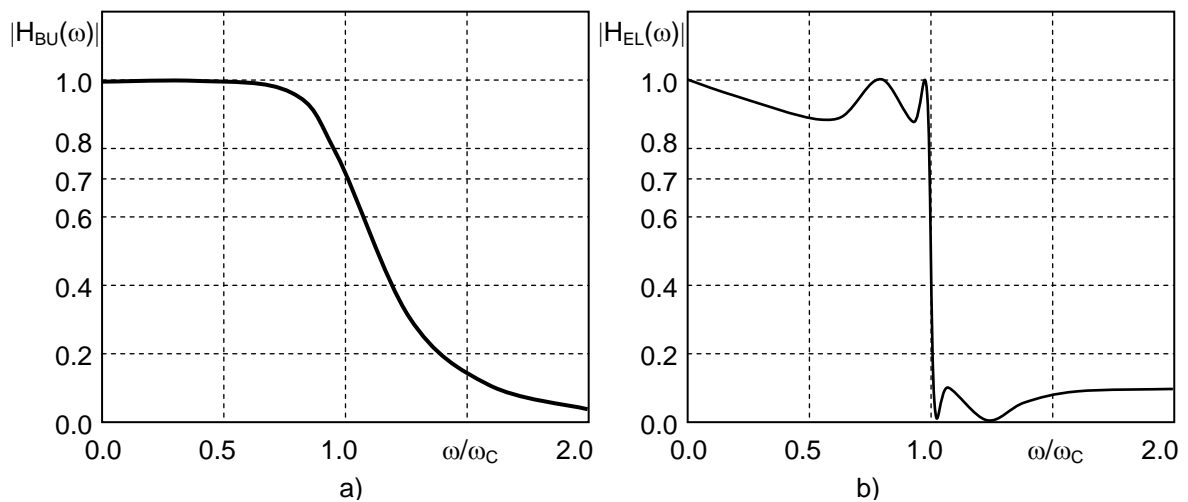


Figura 4.16 Respuestas en frecuencia de amplitud de los filtros a) Butterworth (máxima planicidad de la banda de paso, sin ondulaciones), y b) Elíptico (máxima pendiente en la zona de transición, con ondulaciones en ambas bandas).

Otros filtros populares son el tipo Chebyshev, $|H_{TC}(\omega)|$, cuya respuesta en frecuencia de amplitud se presenta en la figura 4.17 a). Este filtro tiene una mayor pendiente en la banda de transición que el Butterworth para el mismo orden, pero presenta ondulaciones en la banda de paso. Además, a mayor orden, mayor es la pendiente, y también son mayores las ondulaciones y el número de ellas. Por su parte, el filtro Chebyshev inverso, $|H_{TI}(\omega)|$, cuya respuesta en frecuencia de amplitud se muestra en la figura 4.17 b), no presenta ondulaciones en la banda de paso pero su pendiente en la banda de transición es un poco menor que en el filtro Chebyshev.

Finalmente es importante destacar que una consecuencia de las ecuaciones que definen al Filtro Elíptico, es que las ondulaciones de las bandas de paso y de rechazo pueden ajustarse en forma independiente. Esto trae como consecuencia que cuando las ondulaciones de la banda de rechazo tienden a cero, resulta el filtro Chebyshev, mientras que si lo hacen las de

la banda de paso se obtiene el Chebyshev inverso. Además, cuando ambas tienden a cero, el resultado es el filtro Butterworth. Este hecho demuestra que los cuatro filtros están estrechamente relacionados.

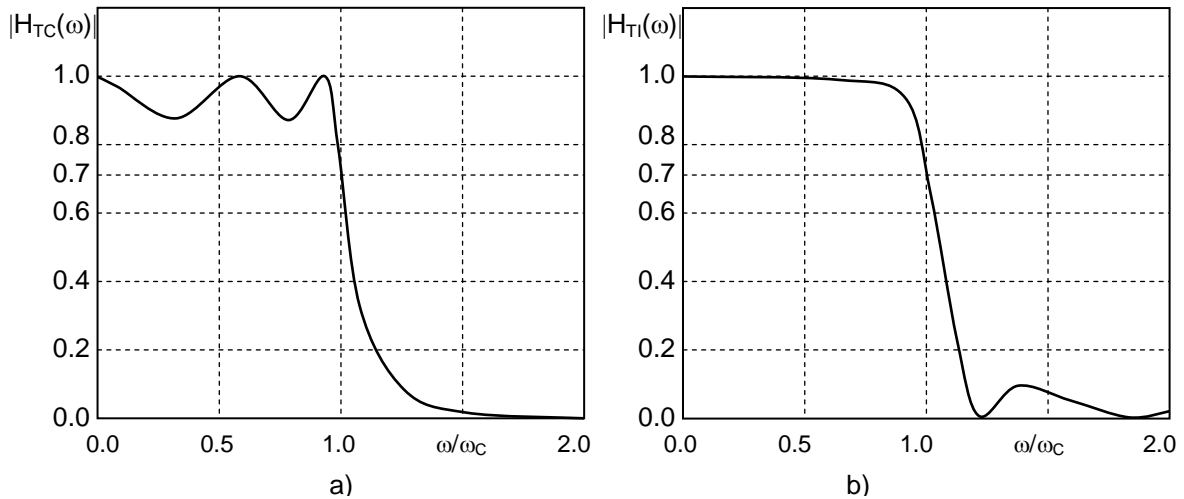


Figura 4.17 Respuestas en frecuencia de amplitud de los filtros a) Chebyshev (buena pendiente en la zona de transición, con ondulaciones en la banda de paso) y b) Chebyshev inverso (características similares, pero sin ondulaciones en la banda de paso).

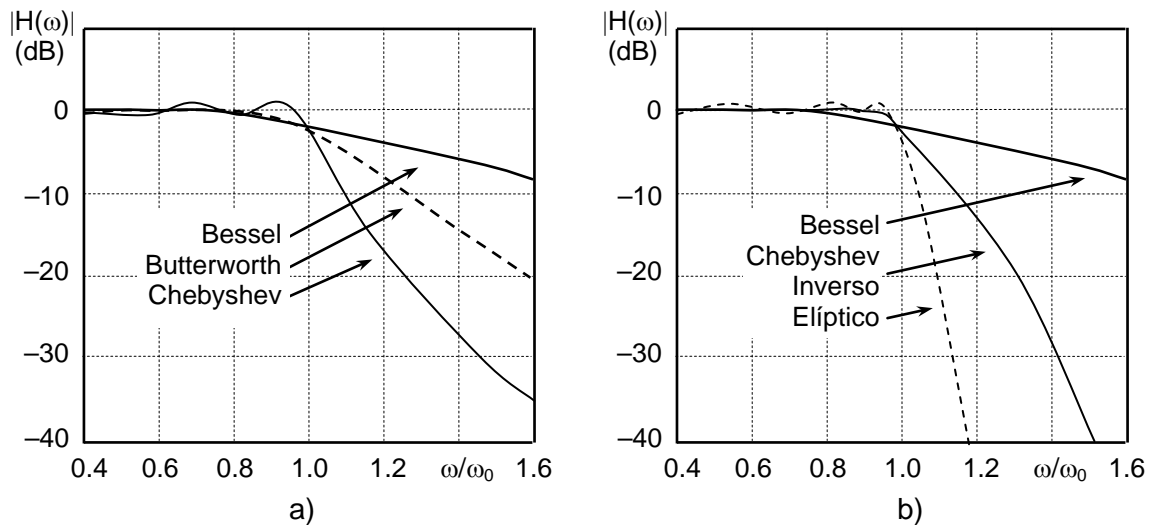


Figura 4.18 Comparación en coordenadas logarítmicas entre las zonas de transición de las respuesta en frecuencia de amplitud, $|H(\omega)|$, de los principales filtros. Se observan las oscilaciones del Chebyshev y del Elíptico. Todos difieren en las pendientes.

En la figura 4.18 a) y b) se dibujan en coordenadas logarítmicas las respuestas en frecuencia de amplitud de los cinco filtros mencionados y en ambas imágenes se incluye la respuesta

del filtro Bessel como referencia. En las figuras aparecen las bandas de paso y de transición, en las que se observa que para el mismo orden las pendientes y las oscilaciones son muy distintas. Sin embargo, las oscilaciones de las bandas de rechazo del Filtro Elíptico y del Chebyshev Inverso no se alcanzan a apreciar porque se producen para $\omega/\omega_0 > 1.6$.

Adicionalmente debe destacarse que, aunque los filtros anteriores son los más comúnmente utilizados, existen otros para aplicaciones especiales, como los filtros Gaussiano y L óptimo (o de Legendre). El primero se distingue porque no produce sobretiro cuando la entrada es un escalón, o un cambio abrupto, y minimiza los tiempos de una transición rápida. El segundo está basado en los polinomios de Legendre y se destaca por ser un diseño que es un compromiso entre los filtros Butterworth y Chebyshev, por lo que reúne las características de éstos que son ausencia de ondulaciones en la banda de paso y mayor pendiente en la banda de transición.

Diseño del filtro

Considerando las limitaciones que presentan los filtros reales, para el diseño se utiliza el esquema de la figura 4.19, basado en el filtro pasa bajas, en el que se incorporan las tolerancias de la banda de paso (ΔP), de la banda de rechazo (ΔR) y de la banda de transición (ΔT) como aproximaciones de un filtro ideal.

En este esquema, la tolerancia de la banda de paso (ΔP) indica el máximo error tolerable por el sistema en forma de las oscilaciones permitidas; la tolerancia de la banda de transición (ΔT) define el orden del filtro y con ello la mínima pendiente de la curva de transición, en tanto que la tolerancia de la banda de rechazo (ΔR) determina el valor de la mínima atenuación que puede proporcionar el filtro. La curva ondulante continua de la figura señala la respuesta máxima de un filtro que se encuentra dentro del área restringida del diseño.

Con estas condiciones, los filtros para la adquisición de las señales se pueden diseñar para cumplir con las características óptimas deseadas en cuanto a las tolerancias y la linealidad de la respuesta en frecuencia de fase. Esto es porque haciendo que las tolerancias ΔP , ΔR y ΔT sean pequeñas, es posible aproximarse tanto como se quiera a la respuesta ideal del filtro deseado. Por tanto, puede lograrse que la influencia de las imperfecciones reales en el filtrado de las señales adquiridas sea mínima.

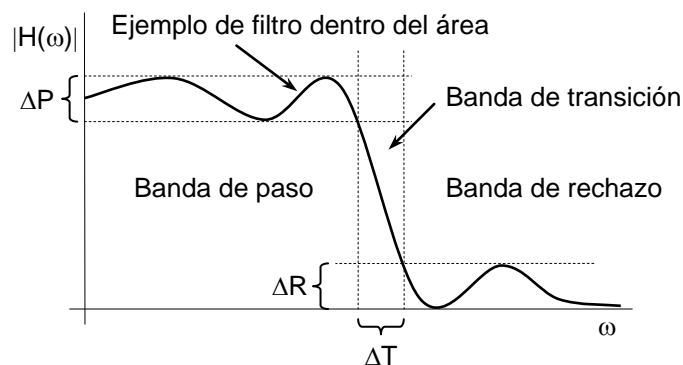


Figura 4.19 Márgenes de tolerancia para el diseño de un filtro.

Filtro de rechazo de 60 Hz

Debido a que las señales biomédicas que se adquieren por cualquier método son muy sensibles a las interferencias externas, es importante considerar que el voltaje de la línea de alimentación suele aparecer sumada con las señales de interés. Esta sensibilidad de las señales biomédicas, particularmente a la frecuencia de 60 Hz de la línea, debe ser bloqueada por un filtro especialmente diseñado para eliminarla. El filtro adecuado para este proceso es el filtro denominado de ranura o filtro estrecho de rechazo de banda, cuyo nombre proviene del hecho que no altera las frecuencias de la respuesta, con excepción de los 60 Hz de la línea. Por tal razón debe ser de rechazo de banda, aunque de banda muy estrecha y muchas veces sintonizable, para que elimine solo la frecuencia no deseada.

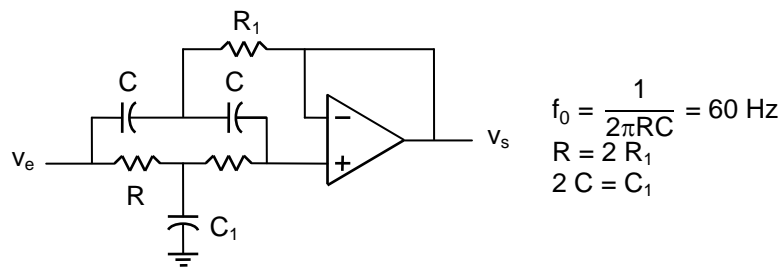


Figura 4.20 Circuito de un típico de un filtro sencillo de rechazo de 60 Hz.

En la figura 4.20 se presenta un circuito básico de un filtro de rechazo de 60 Hz, el que es sencillo de diseñar con las ecuaciones que también se observan en esta figura. Puede verse que este circuito es muy simple, por lo que existen otros diseños de filtros más complejos, e incluso algunos que son adaptables, es decir, que modifican la frecuencia de rechazo de acuerdo con las variaciones que puede experimentar la frecuencia de la línea de energía de 60 Hz. En esta forma, se optimiza su operación.

Filtros analógicos y digitales

Aunque son más importantes en la etapa de procesamiento, los filtros digitales están estrechamente relacionados con los filtros analógicos. Esto es porque pueden dividirse en dos grandes grupos: los filtros de respuesta al impulso infinita (IIR), que son la contraparte digital de los analógicos y los filtros de respuesta al impulso finita (FIR), que son exclusivos del diseño digital. Además, como los filtros analógicos se caracterizan porque su respuesta al impulso es infinita, como suele suceder con los demás sistemas analógicos, esto implica que también pueden disponer de polos y ceros, en una ecuación del tipo (N y M enteros):

$$y(t) + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + \dots + a_N \frac{d^N y(t)}{dt^N} = b_0 x(t) + b_1 \frac{dx(t)}{dt} + \dots + b_M \frac{d^M x(t)}{dt^M}$$

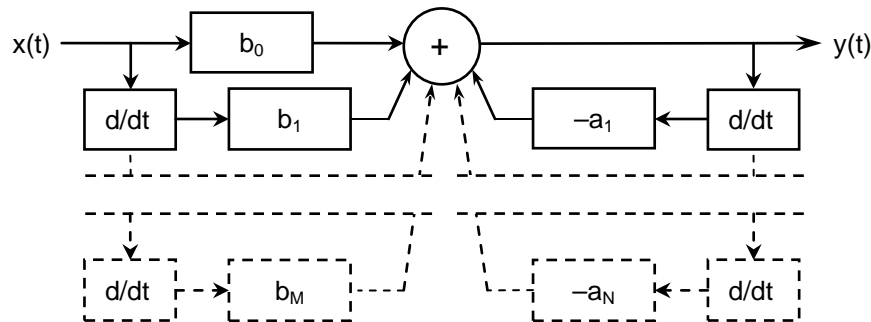
En su forma compacta resulta

$$y(t) = \sum_{m=0}^M b_m \frac{d^{(m)} x(t)}{dt^{(m)}} - \sum_{n=1}^N a_n \frac{d^{(n)} y(t)}{dt^{(n)}}$$

Por lo que la función de transferencia general es

$$H(s) = K \frac{\sum_{m=0}^M b_m s^m}{\sum_{n=1}^N a_n s^n} = K \frac{\prod_{m=0}^M (s - z_m)}{\prod_{n=1}^N (s - p_n)}$$

Y su diagrama de bloques generalizado es el siguiente



Como en el espacio z las ecuaciones diferenciales no pueden utilizarse por el carácter discreto del espacio, en su lugar, los sistemas se representan mediante el tiempo discreto n, con n = entero, se representan con ecuaciones de diferencias y las variables se simbolizan con paréntesis cuadrados para destacar el carácter discreto de estas variables. Por ejemplo, las variables x(t) & y(t) se representan en el espacio z como x[n] & y[n].

a) Ecuación de diferencias.

Por lo anterior, la ecuación de diferencias general de los filtros digitales resulta ser

$$y[n] + a_1 y[n - 1] + \dots + a_N y[n - N] = b_0 x[n] + b_1 x[n - 1] + \dots + b_M x[n - M]$$

Comparando esta ecuación con la que corresponde a la general de los filtros analógicos se comprueba que el tiempo continuo, denotado por (t), se convierte en el tiempo discreto, expresado con [n], y que las derivadas de la ecuación analógica se convierten en diferencias.

b) Plano z.

En consecuencia, en el plano z, la ecuación anterior queda

$$Y(z) (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}) = X(z) (b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M})$$

c) Función de transferencia H(z).

A partir de lo anterior, esta función resulta

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}}$$

d) Polos y ceros.

Representados por z_m y p_n , ambos se obtienen factorizando los polinomios del numerador y del denominador de H(z), con $n = 0, 1, 2, \dots, N$ y $m = 0, 1, 2, \dots, M$.

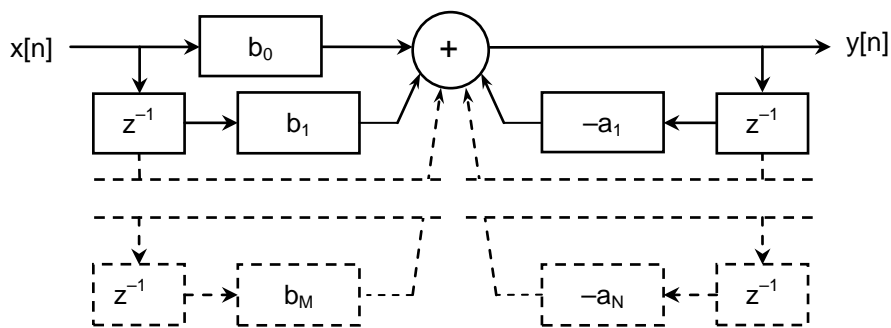
$$H(z) = K \frac{\prod_{m=0}^M (z - z_m)}{\prod_{n=0}^N (z - p_n)}$$

Si se considera la siguiente función de transferencia, ésta se factoriza como se indica

$$H(z) = K \frac{z^{-2} - (z^{-1}(d + e) + de)}{z^{-3} - z^{-2}(a + b + c) + (z^{-1}(ab + bc + ac) - abc)} = K \frac{(z^{-1} - d)(z^{-1} - e)}{(z^{-1} - a)(z^{-1} - b)(z^{-1} - c)}$$

e) Diagrama de bloques.

Este diagrama es idéntico al anterior, aunque ahora no hay derivadas, sino retardos



Filtros IIR

Este tipo de filtros es la contraparte discreta o digital de los filtros analógicos, ya que la ecuación de diferencias que los representa es prácticamente una versión muestreada de la correspondiente al sistema analógico generalizado, aunque hay dos versiones. La primera de ellas se conoce como Filtros Auto-Regresivos (AR, por *Auto Regressive*) y la segunda como Filtros Auto-Regresivos y Promedio Móvil (ARMA, por *Auto Regressive* y *Movil Average*), dependiendo de los polos y ceros que contienen sus funciones de transferencia.

Filtros IIR tipo AR. En estos filtros, la salida $y[n]$ está compuesta solamente por $x[n]$ y por N copias anteriores de la salida $y[n - k]$ con $k = 1, 2, \dots, N$, en la que N es el orden del filtro, en una ecuación de diferencias general del tipo

$$y[n] + a_1 y[n - 1] + a_2 y[n - 2] + \dots + a_N y[n - N] = b_0 x[n]$$

En el plano z

$$Y(z) + a_1 Y(z)z^{-1} + a_2 Y(z)z^{-2} + \dots + a_N Y(z)z^{-N} = b_0 X(z)$$

Lo anterior da lugar a la función de transferencia

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} = \frac{b_0}{\prod_{n=1}^N (z - p_n)}$$

Esta función de transferencia solo contiene polos por lo que, debido a esta estructura, el filtro es *Auto Regresivo* ya que vuelve a procesar N respuestas previas (de acuerdo con el valor de N), por lo que en este tipo de filtros la respuesta al impulso es de duración infinita, de ahí el nombre IIR. En cuanto a su diagrama de bloques, solo cuenta con los bloques del lado derecho del diagrama general, como se observa en la figura 4.21 a).

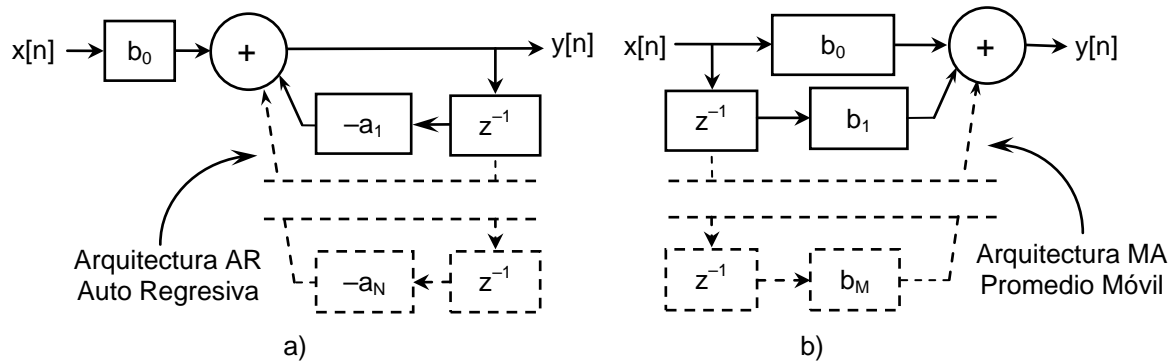


Figura 4.21 Estructuras de los filtros, a) AR (auto regresivo) y b) MA (promedio móvil).

Por el contrario, la arquitectura *Movil Average* propia de los filtros FIR solo está compuesta por ceros, por lo que en tal caso el resultado es el promedio de los N últimos valores de la entrada, según el orden N del filtro, como se observa en la figura 4.21 b).

Filtros IIR tipo ARMA. Esta arquitectura corresponde a un filtro más general ya que está compuesto por polos y ceros, porque su estructura es una combinación de los filtros AR y MA. En consecuencia, la ecuación de diferencias del filtro ARMA de orden N es

$$y[n] + a_1y[n - 1] + a_2y[n - 2] + \dots + a_Ny[n - N] = b_0x[n] + b_1x[n - 1] + \dots + b_Mx[n - M]$$

De acuerdo con la ecuación anterior, la función de transferencia resulta

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} = K \frac{\prod_{m=0}^M (z - z_m)}{\prod_{n=1}^N (z - p_n)}$$

Como puede verse este filtro, que se denota ARMA(N, M), es tanto Auto Regresivo de orden N, como Promedio Móvil de orden M, por lo que es un filtro del tipo IIR, ya que su respuesta a impulso es de duración infinita, debido a su componente AR.

Filtros FIR

También conocidos como filtros de promedio móvil o MA solo pueden realizarse en el dominio discreto o digital, porque no tienen contraparte analógica. Al mismo tiempo, su arquitectura solo requiere de ceros para representarlos, por lo que la ecuación de diferencias de un filtro FIR de orden M es la siguiente

$$y[n] = b_0x[n] + b_1x[n - 1] + \dots + b_Mx[n - M]$$

En el plano z

$$Y(z) = b_0X(z) + b_1X(z)z^{-1} + \dots + b_MX(z)z^{-M}$$

Por último, la función de transferencia es simplemente

$$H(z) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_Mz^{-M} = K \prod_{m=0}^M (z - z_m)$$

Ventajas y desventajas de los filtros

Los filtros digitales se caracterizan porque su inmunidad al ruido es alta, su precisión de trabajo también es alta, aunque ésta depende de la precisión con la que trabaja el sistema de cómputo empleado para su realización. Además, cuando se programan en software sus características son fácilmente modificables, por lo que el costo de desarrollo es bajo. Cuando se implementan en hardware el costo puede incrementarse, pero se mantiene relativamente bajo, como en el caso anterior.

Tabla 4.1 Comparación de las características generales de los filtros digitales.

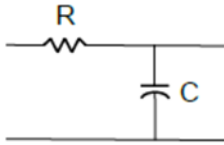
Tipo de Filtro	Ecuación de Diferencias	Función de transferencia
FIR (<i>Finite Impulse Response</i>) MA (<i>Moving Average</i>), de orden M No Recursivo	$y[n] = \sum_{m=0}^M b_m x[n - m]$	$H(z) = \sum_{m=0}^M b_m z^{-m}$
IIR (<i>Infinite Impulse Response</i>) AR (<i>Autoregressive</i>) de orden N Recursivo	$\sum_{k=0}^N a_k y[n - k] = b_0 x[n]$	$H(z) = \frac{b_0}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}$
IIR (<i>Infinite Impulse Response</i>) ARMA (<i>Autoregressive, Moving Average</i>) Recursivo	$\sum_{k=0}^N a_k y[n - k] = \sum_{m=0}^M b_m x[n - m]$	$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^M b_m z^{-m}}{1 + \sum_{k=0}^N a_k z^{-k}}$

Por otra parte, los filtros IIR en general producen distorsión de fase, ya que ésta no es lineal con la frecuencia, algo que también suele ocurrir con los filtros analógicos. Por el contrario, los filtros FIR son de fase lineal y siempre son estables, a pesar de que tienen realimentación. Pero, para las mismas características técnicas de una aplicación determinada, el orden necesario de un filtro IIR resulta ser mucho menor que el orden del filtro FIR equivalente. En la Tabla 4.1 se comparan las características de los tres tipos de filtros digitales básicos.

En cuanto a su diseño, los filtros IIR pueden adaptarse en forma directa de su contraparte analógica mediante varias estrategias, por lo que su diseño puede ser más sencillo, ya que los analógicos han sido más estudiados y por ello, son más conocidos. Por otra parte, existen actualmente varias plataformas y paquetes de cómputo con los cuales el diseño de ambos tipos de filtros se facilita bastante. En el recuadro siguiente se muestran ejemplos de filtros analógicos básicos.

Ejemplos de filtros analógicos pasivos y activos

Filtro pasa bajas pasivo de primer orden

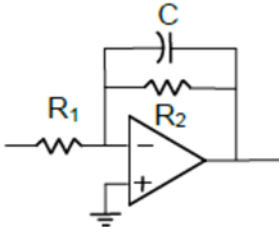


$$H(s) = \frac{1}{1 + sRC}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Este filtro es muy simple, por lo que no tiene ganancia, su frecuencia de corte está dada por RC y sus características en frecuencia de amplitud y fase son las mismas de la figura 1.7 del Capítulo 1.

Filtro pasa bajas activo de primer orden

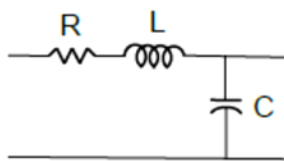


$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{1 + sR_2C}$$

Este filtro es la versión activa del anterior, pero tiene la ganancia típica del amplificador inversor dada por las resistencias. Sus características en frecuencia de amplitud y fase son las mismas de la figura 1.7 del Capítulo 1.

Filtro pasa bajas pasivo de segundo orden



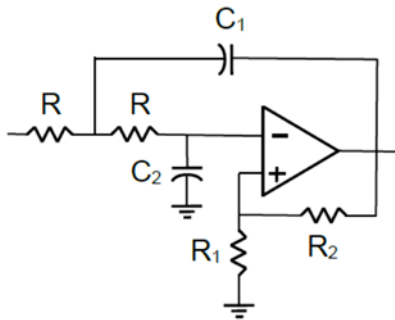
$$H(s) = \frac{1}{s^2LC + sRC + 1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

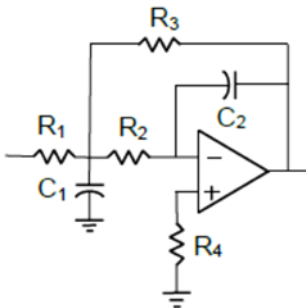
Este filtro es una versión simple de segundo orden con la frecuencia de corte dada por L y C . El factor Q depende de R , L y C . Las características en frecuencia de amplitud y fase son las de las figuras 1.11 y 1.12 del Capítulo 1, que dependen de Q y de ζ .

Filtro pasa bajas activo de segundo orden Sallen Key



$$H(s) = -\frac{1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{C_1 C_2 R_2}}{s^2 + s \frac{1}{R} \left(\frac{2}{C_1} - \frac{R_2}{C_2 R_1} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_2}}$$

Filtro pasa bajas activo de segundo orden MFB (por Múltiple FeedBack)



$$H(s) = -\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

Estos dos filtros de segundo orden presentan las características en frecuencia de amplitud y fase que se muestran en las figuras 1.11 y 1.12 del Capítulo 1, las que dependen del valor de ζ .

MUESTREO, CUANTIZACIÓN y MULTICANALIZACIÓN

Después de la adquisición, la amplificación y el filtrado de las señales, los siguientes pasos van encaminados a la conversión para que el procesamiento pueda realizarse en forma digital. Para ello es necesario primeramente tomar muestras de las señales para lograr que el tiempo sea discreto, lo cual implica decidir una frecuencia de muestreo, para lo que se dispone de un mecanismo conocido como Teorema del Muestreo. Cuando se respeta adecuadamente este simple enunciado, el número de muestras por segundo que deben adquirirse resulta muy adecuado, ya que lo contrario provocaría importantes distorsiones. Además, el teorema garantiza que el número de muestras no sea excesivo, lo que generaría una abundancia de información, usualmente redundante.

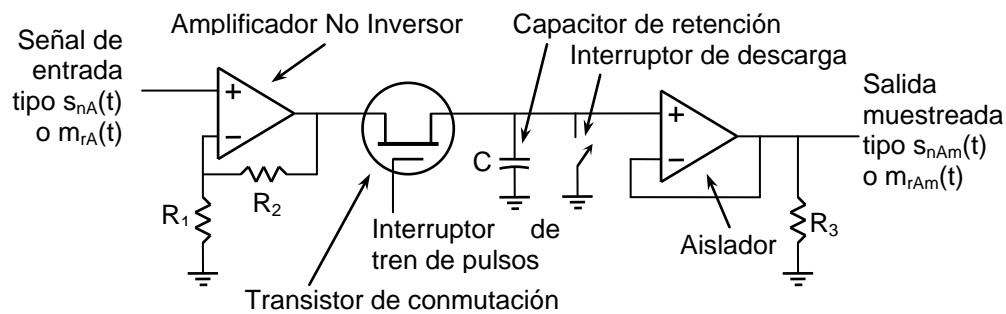


Figura 4.22 Circuito de muestreo típico de una señal analógica.

Muestreo

Para obtener una serie de muestras de una señal analógica, se utiliza un circuito como el que se presenta en la figura 4.22. Este circuito debe realizar el proceso que se fundamenta, como ya se mencionó, en el Teorema del Muestreo el que señala, en síntesis, que si se toman muestras de una señal analógica con una frecuencia al menos dos veces superior a su frecuencia máxima, el proceso no solo conserva toda la información de dicha señal sino que, además, la genera redundantemente como se verá más adelante, lo que garantiza su conservación. Este simple resultado implica que con el muestreo la información no se pierde, ya que cuando se aplica este teorema, es posible recuperarla sin que teóricamente haya pérdidas, lo cual tiene gran importancia para posteriormente procesar la información en forma digital.

El circuito de muestreo de la figura 4.22 está compuesto por tres etapas. La primera es un amplificador no inversor que por tener una alta impedancia de entrada no carga a la fuente de la señal, aísla la entrada con el resto del circuito, tiene baja impedancia de salida y puede proporcionar a la señal analógica una amplificación adicional si se desea.

La segunda etapa, más importante, consiste en un transistor de conmutación que es alimentado con un tren de pulsos que lo conmutan periódicamente, por lo que es el encargado de realizar el muestreo. Su función consiste en cerrar el paso a la señal analógica durante un largo tiempo y abrirlo durante un breve intervalo, apenas lo suficiente para cargar

al capacitor C con el valor que tiene la señal en ese breve instante. La tercera etapa es un simple seguidor de voltaje que aísla al capacitor para que éste retenga su carga lo suficiente y pueda alimentar a la siguiente etapa, para que en esta forma el circuito entregue a la salida la secuencia de muestras sincronizadas por el tren periódico de pulsos interruptores que excitan al transistor de conmutación.

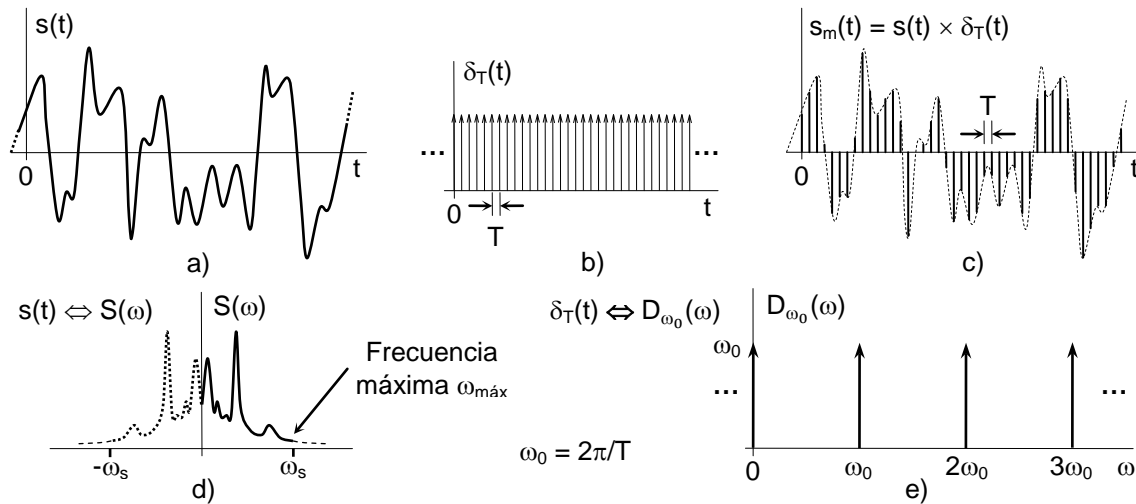


Figura 4.23 Muestreo ideal. a) Señal $s(t)$; b) Tren de impulsos $\delta_T(t)$; c) Señal muestreada $s_m(t)$; d) Espectro de Fourier $S(\omega)$ de $s(t)$; e) Espectro de Fourier $D_{\omega_0}(\omega)$ de $\delta_T(t)$.

Teorema del Muestreo

Este teorema se demuestra idealmente y en forma gráfica en la figura 4.23 aplicando el muestreo a una señal analógica $s(t)$, para lo cual se usa un tren de impulsos ideal $\delta_T(t)$ que debe realizar el procedimiento. Para este efecto se considera idealmente

- 1) Que $\delta(t)$ es la función impulso o delta de Dirac, cuya magnitud es uno en cero, pero que vale cero el resto del tiempo y
- 2) Que $\pi(t)$ es la función pulso que vale cero casi siempre, excepto entre $-\tau/2$ y $\tau/2$, intervalo en el que su valor es unitario.

Para este desarrollo son útiles las siguientes definiciones para los trenes de impulso $\delta_T(t)$ y de pulsos $\pi_T(t)$, ambas señales periódicas de periodo T , así como para sus correspondientes Espectros de Fourier $D_{\omega_0}(\omega)$ y $P_{\omega_0}(\omega)$.

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t + nT) \Leftrightarrow \omega_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega + n\omega_0) = \omega_0 \delta_{\omega_0}(\omega) = D_{\omega_0}(\omega)$$

$$\pi_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \pi(t + nT) \Leftrightarrow \tau f_0 \text{sinc}(\tau n f_0) = P_{\omega_0}(\omega)$$

El proceso de muestreo se produce idealmente por multiplicación entre las señales $s(t)$ y el tren de impulsos $\delta_T(t)$ de las figuras 4.23 a) y 4.23 b), respectivamente, con lo que se obtiene

la señal muestreada $s_m(t)$ de la figura 4.23 c). Por ello, el resultado¹³ se expresa simplemente como el producto $s_m(t) = s(t) \times \delta_T(t)$.

La multiplicación en el dominio del tiempo se refleja en el dominio de la frecuencia como la convolución entre los espectros respectivos de las señales involucradas. Esto significa que usando la Transformada de Fourier se obtienen, respectivamente, el espectro $S(\omega)$ de la señal $s(t)$ [o sea, $s(t) \leftrightarrow S(\omega)$] que aparece en la figura 4.23 d), así como el espectro $D_{\omega_0}(\omega)$ del tren de impulsos $\delta_T(t)$ [o sea, $\delta_T(t) \leftrightarrow D_{\omega_0}(\omega)$], en la figura 4.23 e). En consecuencia, el espectro $S_m(\omega)$ de la señal muestreada $s_m(t)$ se obtiene por la convolución entre los dos factores involucrados, o sea $S_m(\omega) = S(\omega) * D_{\omega_0}(\omega)$, como se aprecia en los dos casos de la figura 4.24.

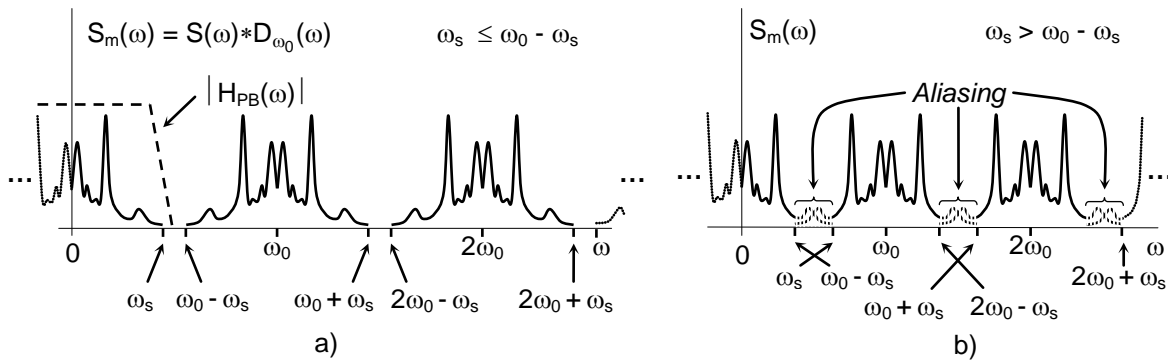


Figura 4.24 Efectos de la frecuencia de muestreo; a) Caso $\omega_s < \omega_0 - \omega_s$, cumple con el teorema; b) Caso $\omega_s > \omega_0 - \omega_s$, no cumple con el teorema y se produce *aliasing*.

Este resultado demuestra que, debido a la convolución, el espectro $S(\omega)$ de la señal $s(t)$ aparece en $S_m(\omega)$ copiado completa y repetidamente en todos los múltiplos de ω_0 y especialmente en $\omega = 0$, por lo que la información que contiene la señal $s(t)$ se encuentra íntegra y redundante. Sin embargo, para que este resultado sea efectivo, es necesario tomar en consideración la frecuencia máxima $\omega_{\text{máx}} = \omega_s$ de la señal $s(t)$. Esto es porque en la figura se aprecian dos casos muy claros: el de la figura 4.24 a), que representa la condición en la cual se respeta el teorema del muestreo, ya que se cumple que $\omega_s \leq \omega_0 - \omega_s$, o sea, la frecuencia de muestreo es mayor (o igual) al doble de la frecuencia máxima de la señal $s(t)$: $\omega_0 \geq 2\omega_s$. El segundo caso, de la figura 4.24 b), representa el incumplimiento del teorema, ya que se tiene que $\omega_s > \omega_0 - \omega_s$, por lo que resulta que $\omega_0 < 2\omega_s$. En esta condición las colas espectrales se superponen lo que produce distorsión, hecho que es conocido más comúnmente por su nombre en inglés, como *aliasing*.

Finalmente debe notarse que como el tren de impulsos $\delta_T(t)$ es ideal, en un caso práctico (sin pérdida de generalidad) se utiliza un tren de pulsos estrechos $\pi_T(t)$, ya que el espectro de éste tiene características similares al tren de impulsos $\delta_T(t)$ en las frecuencias de interés. Por esta razón y para destacar el efecto del ancho τ del tren de pulsos $\pi_T(t)$, en comparación con

¹³ Esta demostración gráfica es ideal, ya que en la práctica para el muestreo se emplea un tren de pulsos, en lugar de impulsos, ya que éstos son ideales. Pero los pulsos estrechos resultan ser una buena aproximación, como se verá en los siguientes párrafos.

el tren de impulsos $|P_{f_0}(f)|$, en la figura 4.25 a) se representa primeramente la relación entre un tren de impulsos $\delta_T(t)$ con periodo T y su espectro $D_{f_0}(f)$, el cual también es un tren de impulsos que están separados cada $nf_0 = n\omega_0/(2\pi)$, con n entero y $f_0 = 1/T$. En seguida, en la figura 4.25 b) se representa el tren de pulsos $p_T(t)$, que tiene un periodo T , una duración τ y una amplitud A , junto a su espectro de amplitud $|P_{f_0}(f)|$. Este último, como se observa en la misma figura también es una serie de impulsos $P_{f_0}(f)$, situados cada $nf_0 = n\omega_0/(2\pi)$, igualmente con n entero y con $f_0 = 1/T$. Sin embargo, las amplitudes tienen una envolvente¹⁴ del tipo sinc, dada por $A\tau f_0 \text{sinc}(\tau f)$, como se aprecia en la figura 4.25 b), en la cual el ciclo de trabajo es $\tau/T = 1/6$, ya que $1/\tau = 6/T = 6f_0$.

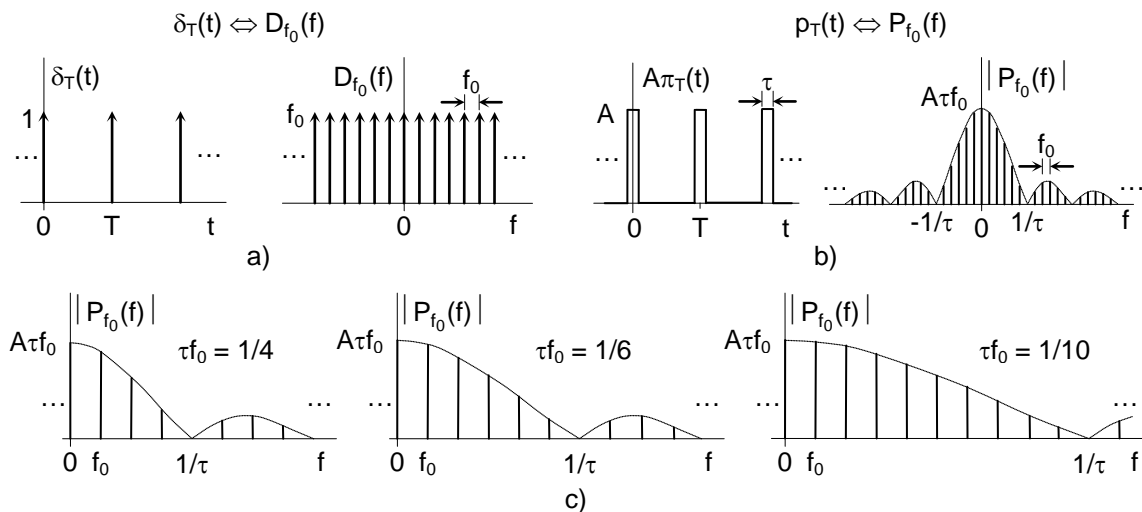


Figura 4.25 a) Tren de impulsos y su espectro; b) Tren de pulsos y su espectro; c) Efecto de la disminución del ciclo de trabajo f_0/τ . En estos casos se ha supuesto que $A\tau$ es constante.

El efecto de la variación del ciclo de trabajo, o sea el ancho del pulso, se aprecia en la figura 4.25 c), suponiendo que $A\tau$ es constante. A medida que τ se hace más pequeño con respecto a $T = 1/f_0$, el ciclo de trabajo dado por $\tau/T = \tau f_0$ disminuye y la envolvente se expande de acuerdo con $1/\tau$. Sin embargo, esto no afecta al primer resultado de la convolución en $2\pi f = \omega = 0$, que es el valor que conserva completa la información después de la operación de convolución. En consecuencia, debido a este hecho es posible recuperarla mediante un filtro pasa bajas $H_{PB}(\omega)$, como el que se señala con líneas de trazos en la figura 4.24 a), sin importar que las demás copias del espectro original en nf_0 disminuyan su magnitud o se distorsionen.

Por tanto, para la frecuencia cero, los muestreos con el tren de impulsos y con el tren de pulsos son prácticamente equivalentes, exceptuando el hecho que en este segundo caso la magnitud de $P_{f_0}(0)$ es igual a $A\tau f_0$, en comparación con $D_{f_0}(0)$ que es igual a f_0 . Pero se

¹⁴ La función sinc se define como $\text{sinc}(x) = \text{sen}(\pi x)/(\pi x)$, considerando que $\text{sinc}(0) = 1$.

comprueba que ambas disminuyen cuando la frecuencia de muestreo f_0 también lo hace, y que coinciden cuando $A\tau = 1$.

También, en la figura 4.26 se detalla el proceso de muestreo real para el caso de una señal cualquiera, el que puede realizarse con pulsos de ancho no despreciable, lo que significa que las muestras presentan la forma de la señal analógica en su cúspide, como aparecen en la figura 4.26 a). Otra forma consiste en alimentar al transistor de conmutación con pulsos muy breves, como si fueran impulsos, para generar un tren de pulsos estrechos cuya altura simplemente conserva los valores muestreados de la señal analógica en el punto de muestreo, por efecto del capacitor de retención C , como aparece en la figura 4.26 b). Ambos mecanismos no alteran la forma del espectro de la señal analógica $s_a(t)$, como ya se señaló para el caso del tren de pulsos de la figura 4.25.

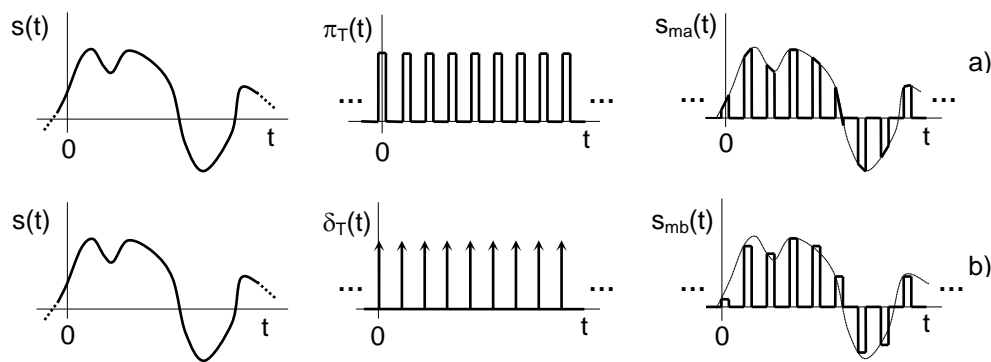


Figura 4.26 Ejemplo de muestreo de la señal $s(t)$ mediante dos procedimientos. a) Con un tren de pulsos $\pi_T(t)$ de ancho no despreciable y b) con un tren de impulsos $\delta_T(t)$. Los resultados siguen la forma de onda de la señal o mantienen una altura constante.

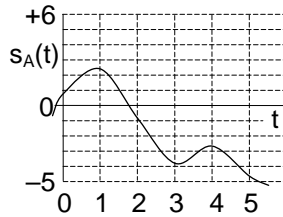
Cuantización

Mientras que el muestreo tiene por objetivo hacer que el tiempo sea discreto para que pueda ser compatible con el formato digital; a su vez, la cuantización es necesaria para completar el proceso haciendo que ahora la amplitud sea discreta, limitando el número de niveles de la señal muestreada. Esto define la resolución del sistema de acuerdo con el número de bits necesarios para codificar el total de los niveles. En la figura 4.27 se describe el proceso para un caso simple de seis muestras de un segmento de la señal $s_A(t)$ que se convierte en discreta en el intervalo -5 y $+6$, lo que implica 23 niveles en total, incluyendo el cero y los valores intermedios.

En la Tabla de la misma figura se indican los niveles medidos de la señal $s_A(t)$, los que varían solo entre -4.82 y 2.41 , los cuales se redondean o truncan al nivel superior o inferior, según corresponda, como se indica con las flechas, resultando como valor final el Nivel Discreto.

En este proceso los valores discretos han sido aproximados al nivel más cercano, por lo que en cada aproximación (o redondeo) se descarta o se agrega una pequeña magnitud del valor de la señal $s_A(t)$, lo que implica sumar algebraicamente estas pequeñas magnitudes a la señal analógica. En la Tabla de la misma figura estas magnitudes constituyen el ruido de cuantización el que puede describirse como la siguiente secuencia:

Ruido de cuantización $\Rightarrow \{ \dots, +0.08, +0.09, -0.11, -0.09, +0.17, -0.18, \dots \}$
 Número de la muestra $\Rightarrow \{ \dots, 0, 1, 2, 3, 4, 5, \dots \}$



Valores	Número de la muestra de la señal $s_A(t)$					
	0	1	2	3	4	5
Valor superior	1.0	2.5	-0.5	-3.5	-2.5	-4.5
Valor de $s_{2A}(t)$	0.92 \uparrow	2.41 \uparrow	-0.89 \downarrow	-3.91 \downarrow	-2.67 \uparrow	-4.82 \downarrow
Valor inferior	0.5	2.0	-1.0	-4.0	-3.0	-5.0
Nivel Discreto	1	2.5	-1	-4	-2.5	-5

Número de la muestra

Detalle de las aproximaciones de la figura

Figura 4.27 Aproximación al nivel más próximo de los valores muestreados.

Como en este caso la diferencia entre los dos niveles más próximos es de 0.5 unidades, el valor máximo que puede alcanzar el ruido de cuantización es ± 0.25 . Además, como el intervalo de variabilidad es de solo 23 niveles, el valor máximo del ruido resulta ser de $0.25/27 \approx 0.0093$, o sea, 0.93%, lo que es un valor bajo para un intervalo de solo 23 unidades, el que puede codificarse con solo cinco bits, ya que $2^5 = 32$.

Sin embargo, en un circuito real pueden haber muchos más niveles, dependiendo de la resolución del convertidor analógico a digital, que se verá más adelante. Por ejemplo, para 8 bits se tienen $2^8 = 256$ niveles, de lo que resulta un ruido de $0.5/256 \approx 0.2\%$, por lo que resulta obvio que mientras más niveles estén disponibles el ruido de cuantización seguirá disminuyendo exponencialmente. Por ejemplo, en un caso típico de 10 bits se tienen 1024 niveles, en el cual el ruido de cuantización es $0.5/1024 \approx 0.049\%$; y cuando se dispone de 12 bits hay 4096 niveles, por lo que el ruido es de solamente $0.5/4096 \approx 0.01\%$.

Otro ejemplo más extenso se presenta en la figura 4.28 en la que se detalla el proceso de muestreo de la señal de la figura 4.28 a) en 31 puntos. En la figura 4.28 b) se destacan las muestras crudas y en la figura 4.28 c) la correspondiente cuantización en 31 niveles entre +15 y -15 unidades. Además, en la Tabla adjunta de la figura 4.28 d) se incluyen los valores numéricos de la amplitud de las 31 muestras obtenidas (Amp), el ajuste que se ha realizado al nivel más próximo (Ajus) y el ruido de cuantización que resulta (Ruido). En estos datos se destaca que la señal tiene una variación entre -14.1 y +14.6, valores que se truncan a -14 y se redondean a +15 unidades, por lo que el ruido de cuantización oscila entre -0.4 y +0.4, ya que el intervalo entre dos niveles contiguos es de una unidad y el ruido máximo es de ± 0.5 .

Multicanalización

El proceso de conversión analógico a digital podría realizarse en forma separada para cada señal, utilizando varios convertidores individuales ya que para cada una de ellas ha sido necesario un electrodo o un transductor, un amplificador y un filtro. Sin embargo, las $N + R$ señales amplificadas y filtradas $s_{nA}(t)$ y $m_{rA}(t)$ de la figura 2.2 del Capítulo 2, que ya han sido muestreadas y cuantizadas, pueden ser dispuestas en un solo canal en una secuencia ordenada y sincronizada de muestras. Esta función la realiza el circuito conocido como multiplexor o multicanalizador, el cual toma las señales y las dispone en una secuencia sincronizada como si fuera una sola señal para que pueda alimentar a un solo convertidor

muy rápido. Con esta estrategia se obtiene una señal compuesta que requiere de un solo circuito CAD para convertir todas las señales capturadas.

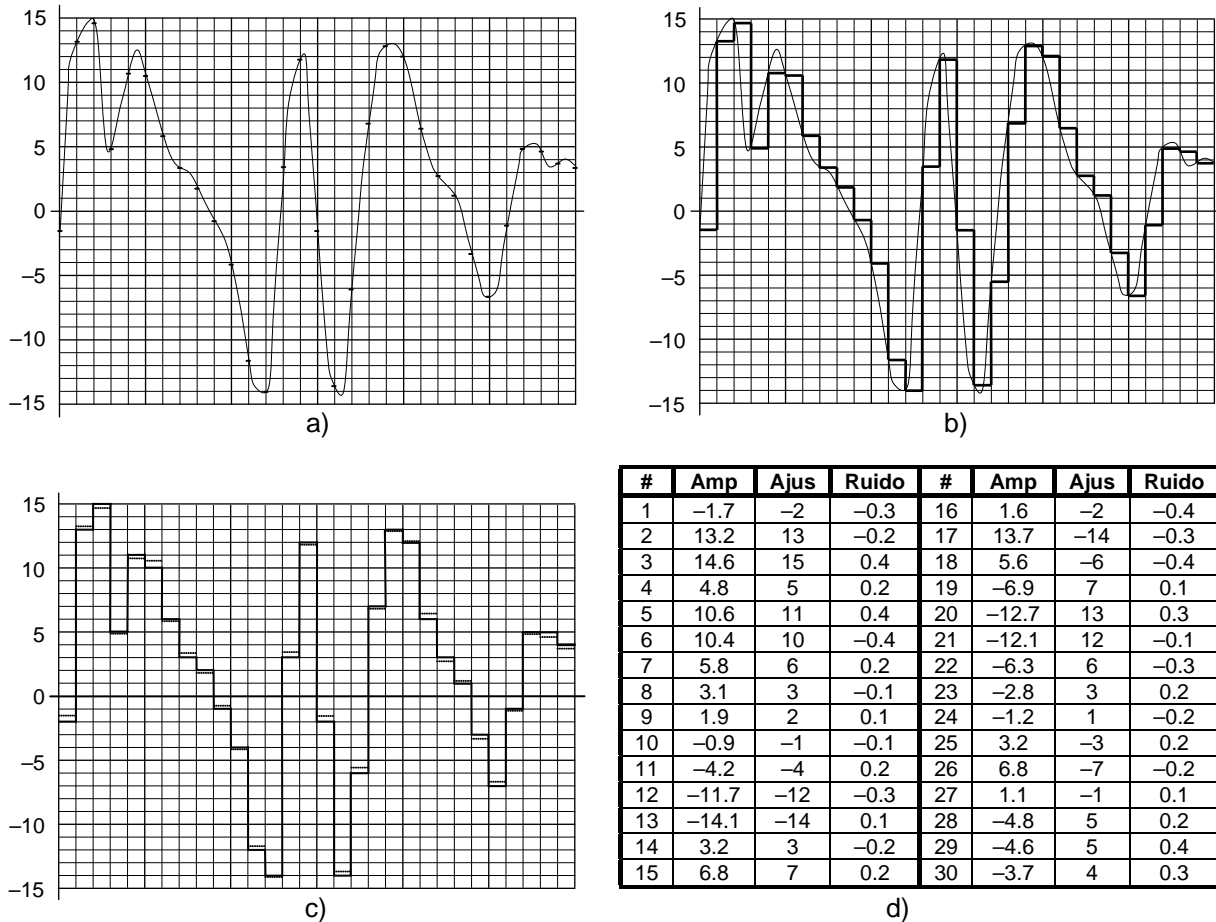


Figura 4.28 Detalle del muestreo de una señal en 31 puntos, de la cuantización con muestras constantes entre -15 y $+15$, así como del ruido de cuantización asociado.

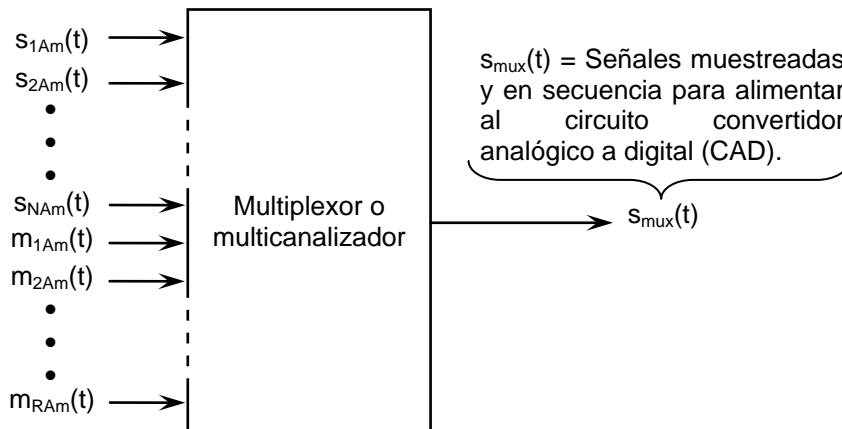


Figura 4.29 Diagrama esquemático de la operación del multiplexor o multicanalizador.

Circuito de multicanalización

En la figura 4.29 se ilustra en forma esquemática una etapa multiplexora, cuyas entradas son las señales amplificadas y filtradas $s_{nAm}(t)$ y $m_{rAm}(t)$ como las de la figura 2.2 del Capítulo 2, las que han sido ya cuantizadas, y cuya salida es la señal única $s_{mux}(t)$, con la que se continúa el proceso iniciado en la etapa transductora.

En la figura 4.30 se presenta un ejemplo detallado de un circuito de muestreo y multicanalización que trabaja con cuatro señales independientes que ya han sido amplificadas y filtradas [señaladas por $s_1(t)$ a $s_4(t)$], las que en el ejemplo son procesadas para generar una secuencia de pulsos de muestreo para cada una. En este ejemplo, las señales de la figura 4.30 a) se muestrean con pulsos de altura constante y solamente en seis instantes de tiempo (señalados como 0, 1, 2, 3, 4 y 5). Los resultados aparecen ya cuantizados en la Tabla de la figura 4.30 b) y, finalmente, se organizan en una secuencia de pulsos ordenados y sincronizados.

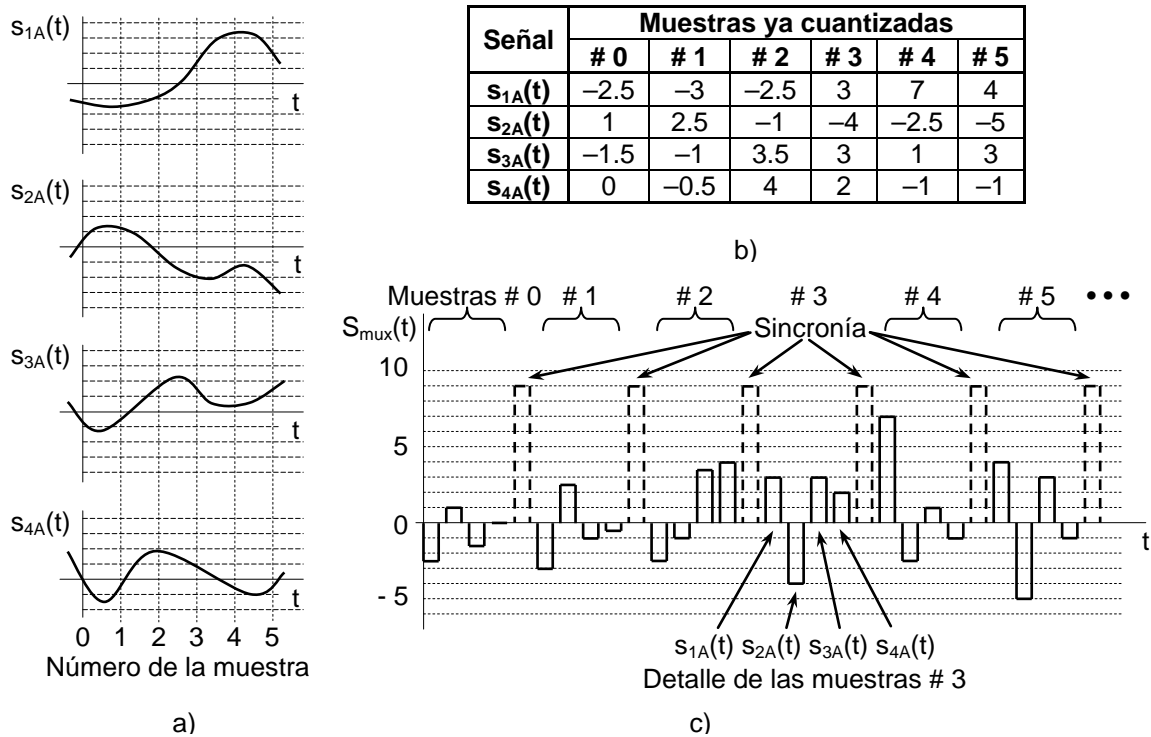


Figura 4.30 Ejemplo gráfico de la captura de 4 señales, incluyendo su muestreo y multicanalización.

De la figura 4.30 se deduce que la secuencia queda en la siguiente forma, $s_{1A}(t_1)$, $s_{2A}(t_1)$, $s_{3A}(t_1)$, $s_{4A}(t_1)$, sincronía, $s_{1A}(t_2)$, $s_{2A}(t_2)$, $s_{3A}(t_2)$, $s_{4A}(t_2)$, ..., etc. Por tanto, al seguir la distribución de la Tabla Muestras ya cuantizadas columna tras columna e insertando el pulso de sincronía se obtiene lo siguiente:

-2.5, 1, -1.5, 0, Sincronía, -3, 2.5, -1, -0.5, Sincronía, -2.5, -1, 3.5, 4, Sincronía, 3, -4, 3, 2, Sincronía, 7, -2.5, 1, -1, Sincronía, 4, -5, 3, -1, Sincronía, ..., etc.

En la secuencia anterior se han agregado los pulsos de sincronía que en este caso se ubican al final de cada serie y se señalan como pulsos de líneas de trazos en la figura 4.30 c). En consecuencia, el CAD debe procesar cada uno de estos valores (que son las muestras) en forma secuencial, por lo que se utiliza un solo convertidor, aunque éste debe ser lo suficientemente rápido como para realizar adecuadamente sus funciones y entregar los valores digitales en secuencia o en paralelo a la siguiente etapa del instrumento.

CONVERSIÓN ANALÓGICA A DIGITAL

Una vez que las señales adquiridas han sido muestreadas y multicanalizadas, el siguiente paso es realizar la conversión analógica a digital. Aunque también es posible efectuar la conversión para cada señal en forma individual, esto implica el uso de un convertidor para cada una, por lo que con esta estructura el circuito se hace más complejo y costoso, aunque todo el proceso puede trabajar a mayor velocidad. Por tanto, el uso de un solo convertidor implica en general un ahorro, pero el procedimiento puede ser más lento o, en su defecto, puede requerirse un convertidor de mayor velocidad, además que este método necesita la etapa de multicanalización, como ya se ha mencionado.

La forma en que la conversión analógica a digital se realiza puede clasificarse en métodos directos que comparan la señal con una serie de voltajes de referencia, o métodos indirectos que convierten la señal en un intervalo de tiempo, los que son realimentados, que realizan una integración o que trabajan en cascada. A continuación se describen algunos de ellos con sus características principales.

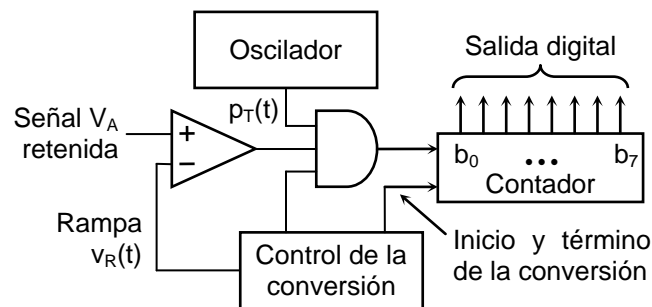


Figura 4.31 Diagrama esquemático de un CAD de rampa de 8 bits.

Convertidor de rampa

Este método consiste simplemente en un generador de pulsos, un comparador, un contador, una compuerta y un bloque controlador de todo el proceso, como aparece en la figura 4.31. A la entrada del circuito se dispone la señal analógica ya muestreada y retenida (V_A), que se conecta a una de las entradas del comparador. Al presentarse el pulso de inicio, la salida del oscilador proporciona un tren de pulsos $p_T(t)$ que son alimentados a un contador de pulsos a través de la compuerta, al mismo tiempo, el circuito de control genera una rampa analógica $v_R(t)$ que se conecta a la segunda entrada del comparador. Tanto la cuenta del contador como la rampa crecen hasta que $v_R(t)$ supera el valor analógico retenido V_A , lo que detiene la

cuenta y proporciona a la salida del contador la codificación del valor V_A de la señal. Mientras tanto, el circuito de control ha determinado la frecuencia de conversión, el inicio y el término de la misma.

La mayor ventaja de este convertidor es su sencillez, pero como la rampa es fija, el tiempo que el circuito tarda en alcanzar el valor de la señal muestreada y retenida V_A es variable ya que depende del valor de la señal V_A y porque el resultado digital se obtiene al final de la cuenta del contador. Esto introduce un retardo que tiene que ajustarse para que sea el mismo para todo el intervalo de valores que se van a digitalizar. Además de ser un proceso lento, la precisión del CAD depende de la linealidad de la rampa.

Convertidor de doble rampa

Para obtener mayor precisión y linealidad, este convertidor realiza una doble integración, para lo cual genera dos rampas. Su forma de operar consiste en que primeramente realiza la integración de la muestra V_A de la señal durante un determinado tiempo fijo t_0 , como se observa en la figura 4.32, generando con ello la recta $-v_c(t)$ que tiene una pendiente negativa mayor o menor la que depende del valor del voltaje V_A , al mismo tiempo que el contador alcanza un valor máximo al final de este tiempo. En un segundo paso, el circuito realiza la integración de un voltaje de referencia fijo $-V_R$, hasta que esta nueva pendiente logra que el voltaje $-v_c(t)$ llegue a cero. Pero, como $-V_R$ es constante, esta segunda pendiente también lo es, lo que define diferentes tiempos debido a la variabilidad de V_A .

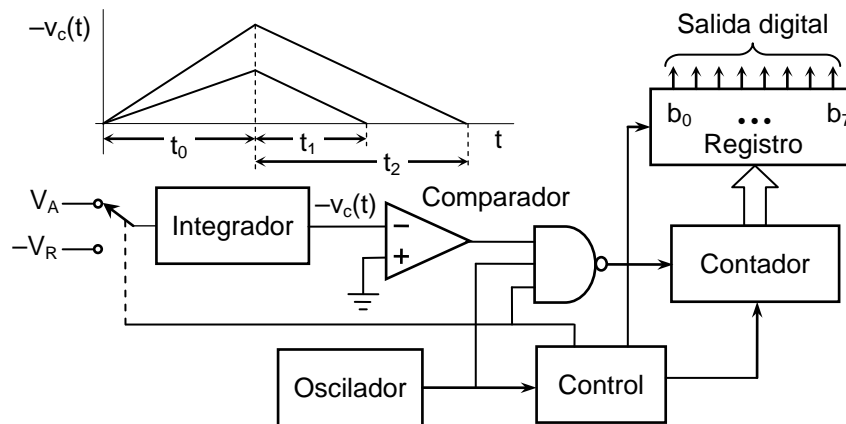


Figura 4.32 Diagrama esquemático de un CAD de doble rampa de 8 bits.

En consecuencia, debido a la doble rampa, el resultado de la conversión es independiente de las variaciones que sufran los componentes, el bloque integrador o la frecuencia de los pulsos, los cuales pueden deberse a los cambios de temperatura, el envejecimiento u otros defectos. Además, como los tiempos de la segunda integración dependen de $-V_R$ puede obtenerse mayor precisión a cambio de mayor lentitud. Por estas razones, como este CAD es más preciso que el de rampa simple, se emplea en instrumentos de medición, aunque por la doble integración resulta más lento que este. Por lo mismo, para obtener aun mayor precisión, aunque más lentitud, existe la arquitectura del CAD de triple pendiente para aplicarlo a instrumentos de medición.

Convertidor de aproximaciones sucesivas

El bloque principal del circuito de la figura 4.33 es el Registro de Aproximaciones Sucesivas (SAR, por *Successive Approximation Register*), que en este caso es de 8 bits, por lo que la amplitud de la conversión, o intervalo dinámico, va desde un valor mínimo igual a cero y el máximo igual a 255. La salida del SAR se aplica a un convertidor CDA también de 8 bits, para obtener la salida analógica reconvertida (V_{REC}) que luego se compara con la señal analógica muestreada y retenida por el comparador (V_A).

Como resultado de su arquitectura se requiere, tanto de un registro SAR como de un convertidor CDA, por lo que aunque este circuito es más complejo se caracteriza porque es de mayor velocidad, ya que la conversión se completa, en este caso, en 8 pulsos del reloj.

Su forma de trabajo es la siguiente: en el primer pulso del reloj el SAR proporciona al CDA un código igual a la mitad del intervalo de variación del valor digital. Como en este caso es de ocho bits y $2^8 = 256$, el valor binario de esta mitad es la secuencia $\{0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\}$ ¹⁵, equivalente a 127. Por tanto, al comparar V_{REC} con V_A la salida del comparador (ya sea 0 o 1) corresponde exactamente al bit más significativo b_7 , lo que se ha logrado con un solo pulso del reloj.

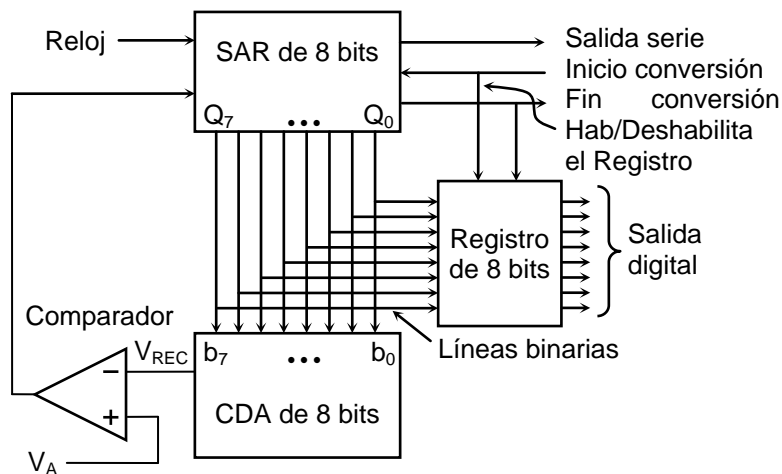


Figura 4.33 Diagrama esquemático de un CAD de aproximaciones sucesivas de 8 bits.

En el siguiente pulso del reloj, el SAR proporcionará al CDA ya sea la secuencia $\{0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\}$ equivalente a $2^6 - 1 = 63$ (que es el valor de la mitad de la parte inferior, cuando $b_0 = 0$), o bien la secuencia $\{1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\}$, que equivale a $2^6 + 127 = 191$ (que es el valor de la mitad de la parte superior, cuando $b_0 = 1$). El procedimiento continúa en forma similar durante los restantes $N - 1$ pulsos de reloj, donde N es el número de bits del CAD. En consecuencia, el tiempo de conversión no depende del valor de la señal analógica V_A , sino solamente de la resolución del convertidor. Como ejemplo de este proceso de conversión, en

¹⁵ Debe notarse que, en la codificación binaria, el bit más significativo b_8 es cero para todos los valores inferiores a $127 = 2^7 - 1$ (la mitad del intervalo dinámico del ADC), mientras que para todos los valores superiores a 127, este bit es uno. Como esta situación se produce en forma similar para cada $2^N - 1$ y para cada "mitad" restante del intervalo, se trata de una propiedad que este CAD aprovecha, ya que con esta estrategia es simple decidir rápidamente si un determinado bit es uno o cero.

la Tabla 4.2 se detalla el árbol de decisiones para un CAD de cuatro bits, en el cual el resultado final se obtiene en solo cuatro pasos, sin importar el valor relativo de V_A .

Tabla 4.2 Esquema de decisiones de un SAR para 4 bits = 16 niveles.

PASOS	DECISIONES															
SAR	← {0111} →															
Comparación y b_3	0								1							
SAR	← {0011} →								← {1011} →							
Comparación y b_2	0				1				0				1			
SAR	← {0001} →				← {0011} →				← {1001} →				← {1011} →			
Comparación y b_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
SAR	←{0000}→	←{0001}→	←{0010}→	←{0011}→	←{0100}→	←{0101}→	←{0110}→	←{0111}→	←{1000}→	←{1001}→	←{1010}→	←{1011}→	←{1100}→	←{1101}→	←{1110}→	←{1111}→
Comparación y b_0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
FINAL	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
Equivalente	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15

Convertidor en cascada

Para obtener una mayor definición, lo que implica emplear más de 8 bits, pero con CAD de menos bits, es útil el convertidor cuyo diagrama esquemático se presenta en la figura 4.34 para un sistema de 12 bits. Esta arquitectura requiere tres CAD de 4 bits y dos CDA también de cuatro bits. Su operación es simple, ya que trabaja en tres niveles. El primer CAD₁ convierte la señal V_A de tal forma que obtiene en forma cruda los cuatro bits más significativos, por lo que la comparación de la salida del primer CDA con la señal V_A produce el primer residuo que se vuelve a convertir con un segundo proceso similar, hasta que el último CAD₃ obtiene los bits menos significativos.

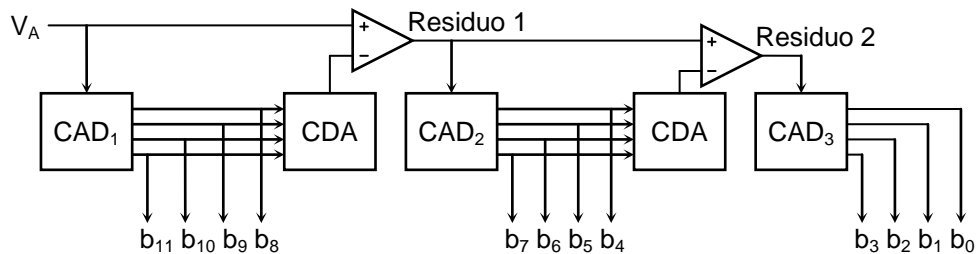


Figura 4.34 Diagrama esquemático de un CAD de 12 bits de conversión en cascada.

Convertidor directo o “flash”

La forma más veloz de obtener la conversión es mediante el CAD de la figura 4.35 de tres bits, ya que realiza comparaciones directas entre la señal V_A y el intervalo de variación dado por el voltaje de referencia $8V_R$, el que se divide en segmentos por una serie de N resistencias iguales. La arquitectura requiere de $N - 1$ comparadores, siendo N el número de niveles de la conversión, además de los circuitos lógicos del codificador. Como en el caso de la figura se trata de un CAD de tres bits, se requieren siete comparadores para los ocho niveles que proporcionan las ocho resistencias, las que deben suministrar los voltajes para la comparación.

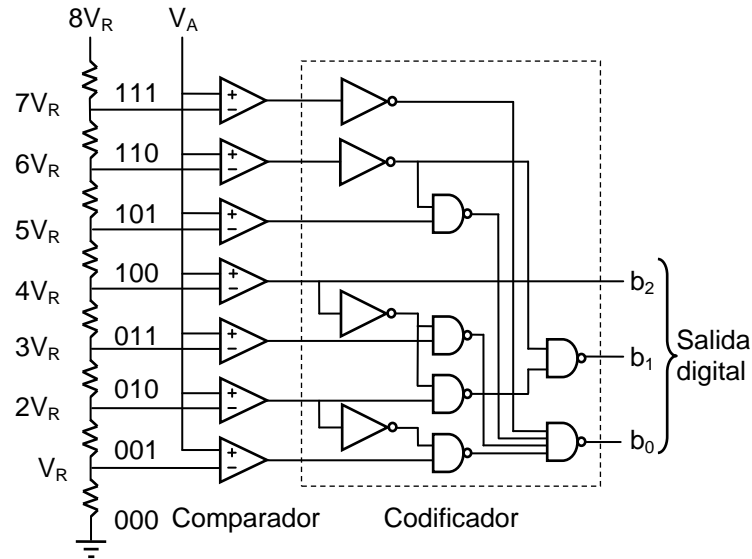


Figura 4.35 Diagrama esquemático de un CAD de 3 bits de conversión directa.

En la figura 4.35 queda claro que, por ejemplo, el bit más significativo (b_3) está determinado directamente por el voltaje $4V_R$ (equivalente al código 100) y que el bit menos significativo (b_0) lo fijan todos los voltajes, ya que vale uno en forma 'intermitente' entre los códigos 000 y 111. Algo similar puede comprobarse para el segundo bit (b_1)

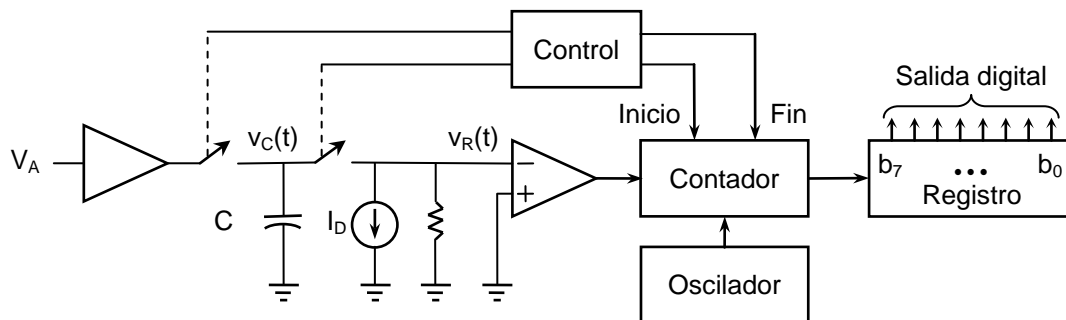


Figura 4.36 Esquema de un convertidor de tipo Wilkinson.

Convertidor Wilkinson

El convertidor Wilkinson de la figura 4.36 dispone de varias arquitecturas, aunque opera básicamente con la carga y descarga de un capacitor maestro. La señal de entrada V_A muestreada y cuantizada es capturada por el capacitor C mediante interruptores manejados por un control central. En un segundo paso, el capacitor es descargado linealmente en forma forzosa, por ejemplo mediante una fuente de corriente constante, con lo que se obtiene una rampa que finaliza en cero. Este proceso es manejado por un comparador, el que determina el tiempo entre la carga del capacitor con $v_C(t) = V_A$ y el momento en que $v_C(t)$ llega a cero. Para realizar la conversión, al inicio de la descarga se activa un contador que es alimentado

por un tren de pulsos, cuya cuanta es detenida en el momento en que el voltaje del capacitor llega a cero, $v_C = 0$, con lo que el registro del contador detenido presenta el código binario equivalente a la conversión.

Tabla 4.3 Comparación general del rendimiento de los CAD más comunes.

Tipo de CAD	Velocidad	Costo	Comentarios
Rampa	Baja	Más bajo	Precisión según rampa, exige largo tiempo
Doble rampa	Muy baja	Bajo	Muy preciso, lineal, requiere más tiempo
Aproximaciones sucesivas	Alta	Medio	Preciso aunque limitado, útil para 8 a 12 bits, requiere solo N pulsos de reloj
En cascada	Media	Medio	Compromiso entre rapidez, precisión y costo
Conversión directa	Muy alta	Más alto	Requiere R exactas y un solo pulso de reloj, útil para menos de 8 bits, poca precisión
Wilkinson	Media	Variable	Alta precisión, dependiente del circuito

Los CAD descritos son los más populares y los que se encuentran comercialmente, por lo que debe recordarse que existen otras arquitecturas más complejas, además de que en todos los casos deben tomarse en cuenta otros factores para la conversión. Entre ellos están la velocidad de la conversión, la tolerancia al ruido, la linealidad de la conversión, la adecuación de la señal de entrada y el error del convertidor, entre muchos otros. En la Tabla 4.3 se realiza una breve comparación de las características básicas de trabajo de los CAD descritos anteriormente.

CONVERSION DIGITAL A ANALÓGICA

El proceso inverso de procesar una señal que se encuentra digitalizada para convertirla nuevamente a analógica no solamente se emplea para el caso del audio, que debe ser recibido por los oídos humanos, que son analógicos, sino que también se emplea en algunos de los convertidores CAD para comparar la conversión realizada con la señal original y determinar la diferencia entre ambas. Algunos de estos sistemas CDA ya están incluidos en los circuitos integrados comerciales que realizan la conversión CAD, por lo que algunos de los más sencillos se mencionan a continuación.

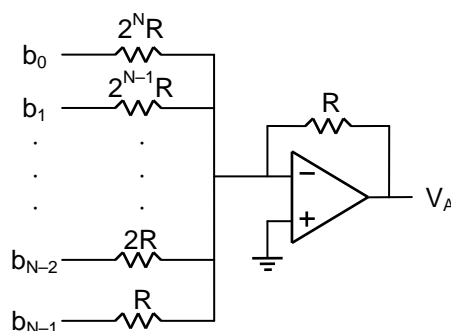


Figura 4.37 Estructura clásica de un CDA basado en resistencias ponderadas.

Convertidor de resistencias 2^N

Como cada uno de los bits tiene un valor ponderado por potencias de dos, la forma más sencilla de obtener la conversión CDA es mediante una serie de resistencias también ponderadas, como las del circuito amplificador sumador de la figura 4.37. En este circuito, cada bit es amplificado por el Amp Op en configuración inversor sumador de acuerdo con su valor, dado por la relación que hay entre las resistencias, por lo que el valor de V_A para N bits está dado por

$$V_A = -(2^{-N} b_0 + 2^{-N+1} b_1 + \dots + 2^{-1} b_{N-2} + b_{N-1}) = -2^{-N} \sum_{n=0}^N b_n 2^n$$

El circuito es simple, pero tiene el inconveniente que requiere una gran diferencia de valores entre las resistencias, ya que deben ir desde R , para el bit menos significativo (de ganancia 1), hasta $2^N R$, para el más significativo (de ganancia 2^N). Este gran intervalo de valores para las resistencias implica la necesidad de disponer de resistencias muy precisas que no solo son difíciles de producir, sino que su variabilidad influye notablemente en el error del circuito.

Convertidor de resistencias R-2R

Una forma de evitar en parte el gran intervalo de resistencias que implica el circuito anterior, es utilizar la configuración de resistencias “en escalera” que se observa en la figura 4.38 que solo emplea dos valores de resistencias, por lo que son más fácilmente ajustables, la producción del circuito se hace más sencilla y la configuración reduce el error.

Una forma simple de entender el funcionamiento consiste en notar que, por ejemplo, si el código es 0001, el circuito equivalente en el punto ‘a’ es b_0 entre dos más una resistencia equivalente R en serie, que se suma a la primera resistencia R . Si el código es 0010, resulta ahora que el circuito equivalente en el punto ‘b’ es igualmente b_1 entre dos más una resistencia equivalente R en serie, que también se suma a la segunda resistencia R , lo que también ocurre en forma similar para b_2 y b_3 . Entonces, todos los circuitos equivalentes son el resultado de resistencias $2R$ en paralelo (lo que es igual a R) más R (o sea, nuevamente $2R$), proceso que por los resultados en paralelo contribuye a disminuir el error. Con este razonamiento, es fácil demostrar que la salida analógica V_A está dada por

$$V_A = -2^{-N+1} (b_0 + 2b_1 + \dots + 2^{N-2} b_{N-2} + 2^{N-1} b_{N-1}) = -2^{-N+1} \sum_{n=0}^N b_n 2^n$$

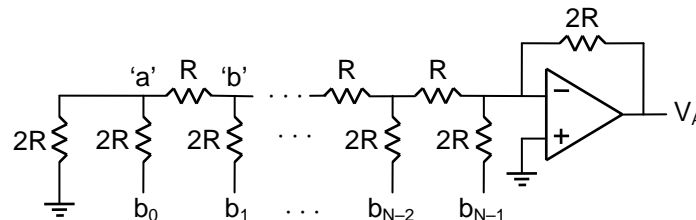


Figura 4.38 Arquitectura del CDA basado en red de resistencias R-2R.

Circuito convertidor basado en un CI

Para mayor comodidad del usuario y del diseño, existen circuitos integrados comerciales que realizan todo el proceso en forma aún más sencilla, como el circuito de ocho bits de la figura 4.39, que está basado en el circuito integrado MC1408 o en el DAC0800.

Este circuito recibe los ocho bits del código binario y entrega como salida la corriente I_{sal} , la que se convierte en el voltaje V_A por medio del convertidor de corriente a voltaje, que proporciona una salida entre 0 y 10 V. Algunas de sus demás características son:

- Entrada binaria compatible con TTL;
- Error de plena escala ± 1 bit menos significativo;
- No linealidad $\pm 0.1\%$;
- Bajo costo y bajo consumo de potencia;
- Tiempo de estado estable de la corriente de salida 100 ns;
- Conexión directa a varias familias digitales;
- Amplio margen de la fuente de alimentación; y
- Salida complementaria de corriente.

Estas características permiten el diseño de circuitos convertidores del tipo CDA en forma fácil y rápida, sin tener que ajustar las resistencias componentes.

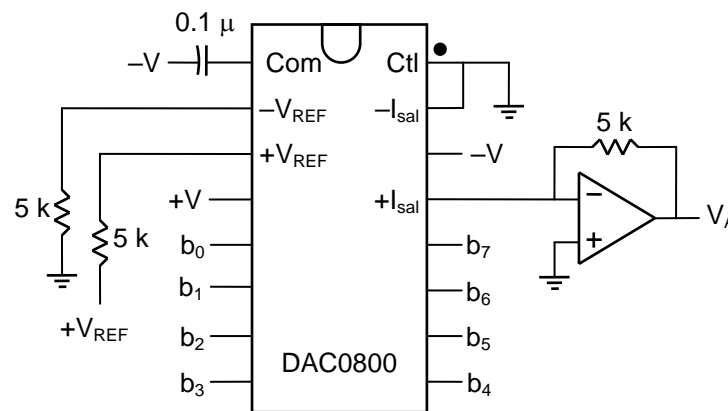


Figura 4.39 Convertidor CDA basado en un circuito integrado.

CONCLUSIÓN

La información (variables, medurandos, señales o imágenes) con la que trabaja la ingeniería biomédica tiene como característica relevante que en gran parte es analógica, como las señales e imágenes que se capturan directamente de la fuente generadora. Incluso cuando la información no es totalmente analógica, por ejemplo cuando es discreta, los circuitos electrónicos tienen gran importancia en este proceso porque son los responsables de realizar con ellas una gran cantidad de procedimientos.

Los circuitos electrónicos son los encargados de adquirirlas (por medio de electrodos y transductores, por ejemplo), adecuarlas (convertirlas a señales eléctricas), amplificarlas (Amp Op), eliminar la información irrelevante (con filtros analógicos y digitales del tipo IIR y

FIR), discretizar el tiempo (con el muestreo), limitar el número de niveles de la amplitud (con la cuantización), preparar las señales para que sean procesadas por un solo CAD (mediante la multicanalización) y, finalmente, convertir las señales adquiridas, ya adecuadas, amplificadas, filtradas, muestreadas, cuantizadas y multicanalizadas para su conversión final al formato digital. Todo lo anterior para que sean procesadas por las siguientes etapas del equipo correspondiente.

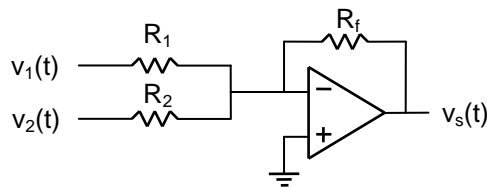
EJEMPLOS

- Un Seguidor de Voltaje está compuesto por un Amp Op cuya ganancia es 100 000. Determine el valor exacto de su G_v .

R: Debido a la ganancia, la salida sin realimentación del Amp Op es $G_{v0} = -100\,000$ veces la entrada y como al realimentar $v_e + v_s/G_{v0} = v_s$, se tiene que $v_s = G_{v0}(v_s - v_e)$. En consecuencia, se tiene que $(1 - G_{v0})v_s = -G_{v0}v_e$ y entonces $v_s/v_e = -G_{v0}/(1 - G_{v0}) \approx 0.99999$.
- Demuestre que la ganancia de un circuito Amplificador Inversor compuesto por un Amp Op de gran ganancia (G_{v0}), está dada aproximadamente por $-R_2/R_1$.

R: Considerando que la corriente i_e circula por las dos resistencias del circuito, se tiene que se cumple $v_e = i_e(R_1 + R_2) + v_s$ y como, por la ganancia del amplificador, el voltaje a la entrada del AMP Op (v_{+-}) es $v_{+-} = v_s/G_{v0} \approx 0$ y también se cumple que $i_e = v_e/R_1$ y que $v_s = -i_e/R_1$, con lo que resulta $v_s/v_e \approx -R_2/R_1$. La aproximación se debe a que el voltaje v_{+-} es muy pequeño, cercano a cero.
- Demuestre que la ganancia del circuito Amplificador No Inversor compuesto por un Amp Op de gran ganancia está dada aproximadamente por $1 + R_2/R_1$.

R: Como por la ganancia del amplificador $v_{+-} = v_s/G_{v0} \approx 0$, resultan las siguientes ecuaciones $v_e = i_s R_1$ y $v_s = i_s(R_1 + R_2)$, con lo que se obtiene de inmediato que $v_s/v_e \approx 1 + R_2/R_1$. Igual como en el caso anterior, la aproximación se debe a que la entrada v_{+-} del Amp Op es aproximadamente 0.
- Diseñe un Amplificador Sumador que permita sumar dos señales $v_1(t)$ y $v_2(t)$ para obtener $v_s(t) = 10v_1(t) + 20v_2(t)$.



R: En el Circuito Sumador de la figura se cumple $v_s(t) = (R_f/R_1) \times v_1(t) + (R_f/R_2) \times v_2(t)$, por lo tanto, si $R_f = 20 \times R_2$ y $R_1 = 2 \times R_2$ el resultado es $v_s(t) = 10v_1(t) + 20v_2(t)$.

- Demuestre que la ganancia de Modo Común del Circuito Amplificador de Diferencia de la figura del ejercicio anterior está dada por

$$G_{Vmd} = \frac{v_s}{v_e} = \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \left(1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \right)$$

R: Considerando que en MC las entradas están unidas, o sea $v_{e1} = v_{e2} = v_e$, y que en las entradas del Amp OP el voltaje es el mismo porque $v_{+-} = v_s/G_{v0} \approx 0$, o sea $(v_e \times R_4) / (R_3 + R_4)$, la corriente de la entrada negativa i_{e1} es

$$i_{e1} = \frac{v_e}{R_1} - \frac{v_e R_4}{R_1 R_3 + R_4} = v_e \frac{R_3}{R_1(R_3 + R_4)}$$

Y como

$$v_s = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_e - i_{e1} R_2$$

Resulta

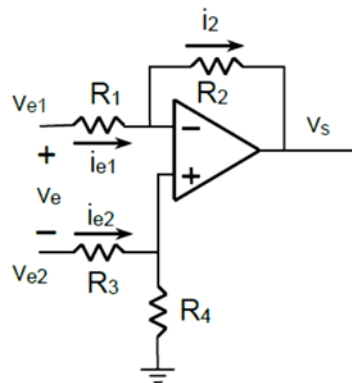
$$v_s = \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_e - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_3 + R_4} v_e$$

Y finalmente

$$G_{vmc} = \frac{v_s}{v_e} = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \right)$$

6. El Circuito Amplificador de Diferencia de la figura presenta la siguiente relación entre sus resistencias $R_4/R_3 = 100 = 0.99 R_2/R_1$. Determine las Ganancias en Modo Diferencial debidas a cada una de las dos entradas y compare.

R: En primer lugar, usando el principio de superposición y considerando $v_{e2} = 0$ resulta que el circuito resultante es un Amplificador Inversor, por lo que la ganancia con respecto a v_{e1} es $v_{s1}/v_{e1} = -R_2/R_1 \approx -101.0101$. Por otra parte, si se considera que $v_{e1} = 0$, el circuito resultante es un Amplificador No Inversor con un divisor de voltaje en la entrada, por lo que $v_{s2}/v_{e2} = (1 + R_2/R_1) \times R_4 / (R_3 + R_4)$. En consecuencia, resulta $v_{s2}/v_{e2} \approx 101.0001$. Por tanto, la diferencia entre ambas ganancias es de solo -0.01 .



En esta ecuación queda de manifiesto que cuando se cumple que $R_4/R_3 = R_2/R_1$ el segundo factor de la ecuación es cero, lo que significa que cuando el amplificador está equilibrado su Ganancia de Voltaje en Modo Común es cero y la Razón de Rechazo de Modo Común es muy alta.

7. El mismo Circuito Amplificador de Diferencia presenta la siguiente relación entre sus resistencias $R_4/R_3 = 100 = 0.99 R_2/R_1$. Determine la Ganancia de Voltaje en Modo Común debida a las entradas en paralelo.

R: Para el modo común la entrada es $v_e = v_{e1} = v_{e2}$, ya que están unidas, mientras que la salida sigue siendo v_s . Además, sabiendo que la Ganancia de Voltaje de Modo Común de este circuito está dada por la ecuación

$$G_{vmc} = \frac{v_s}{v_e} = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \right)$$

Resulta en forma directa que $G_{vmd} = v_s/v_e \approx -0.010001$. Este resultado significa que, en este caso, la discrepancia entre los cocientes de las resistencias proporciona una Ganancia de Modo Común algo mayor que cero.

8. Determine la ecuación de diferencias de un sistema que tiene un coeficiente $K = 72$, un cero en -1 , y además de polos en -4 y -6 .

R: La función de transferencia es

$$H(z) = 72 \frac{z^{-1} + 1}{(z^{-1} + 4)(z^{-1} + 6)} = 72 \frac{z^{-1} + 1}{z^{-2} + 10z^{-1} + 24}$$

En la forma normalizada

$$H(z) = 3 \frac{1 + z^{-1}}{1 + (5/12)z^{-1} + (1/24)z^{-2}}$$

O sea,

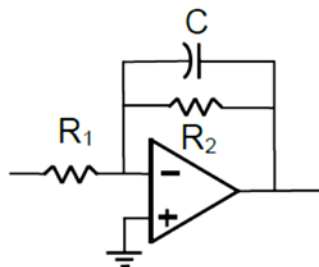
$$Y(z) [1 + (5/12)z^{-1} + (1/24)z^{-2}] = 3 X(z)(1 + z^{-1})$$

Por tanto

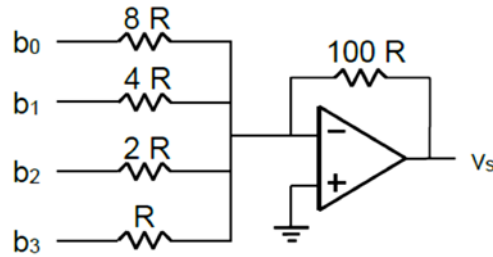
$$y[n] + (5/12)y[n-1] + (1/24)y[n-2] = 3x[n] + 3x[n-1]$$

9. Diseñe un filtro pasa bajas activo de primer orden con una frecuencia de corte dada por 10 kHz y una ganancia de -10 .

R: Considerando el filtro de la figura, es evidente que $\omega_0 = 1/(R_2C)$, por lo que resulta $R_2C = 1/(2\pi \times 10000) \approx 1.592 \times 10^{-5}$ s. Como $G_v = -10$, $R_2/R_1 = 10$, entonces, se tiene suponiendo que $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ se tiene que $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. En consecuencia, la capacitancia de acuerdo con los datos resulta ser $C \approx 1.592 \times 10^{-5} / 10\,000 \approx 1.59 \times 10^{-9}$. Finalmente, $C \approx 1.59 \text{ nF}$. Por tanto, el circuito estará definido con $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ y $C \approx 1.59 \text{ nF}$.



10. Diseñe un circuito Convertidor Digital a Analógico (DAC) que convierta una palabra de 4 bits con una ganancia de 100 para el dígito más significativo.



R: Considerando que, en el Circuito Inversor las corrientes se suman en la entrada del Amp Op, ya que ese punto se toma como tierra virtual, según el Circuito Sumador del ejemplo 4, y definiendo las entradas como b_0 , b_1 , b_2 , b_3 , correspondientes a la secuencia de bits del menos significativo al más significativo, resultan los valores de las resistencias que aparecen en la figura y $v_s = 12.5 b_0 + 25 b_1 + 50 b_2 + 100 b_3$.

EJERCICIOS

- El amplificador inversor tiene una ganancia R_2/R_1 , pero esta es una aproximación cuando se considera que la ganancia G_{AO} del Amp Op es infinita. Calcule la ganancia de este amplificador si $G_{AO} = 10^5$.
- Considere el amplificador no inversor, cuya ganancia es $1 + R_2/R_1$, la que también es una aproximación similar a la del problema anterior. Calcule la ganancia de este amplificador si $G_{AO} = 10^5$.
- Diseñe un amplificador de diferencia considerando que su ganancia es $R_4/R_3 = 100$, pero que $G_{AO} = 10^5$.
- Calcule la ganancia del amplificador de diferencia en el caso en que se encuentra desequilibrado, o sea, suponiendo que la resistencia que va a tierra es un 1% menor que la de realimentación.
- Considere los procesos de muestreo, cuantización y multicanalización. Para el caso específico de la instrumentación, mencione cuál es la característica más importante de cada uno de ellos. Indique solo una.
- Indique una característica favorable y una desventaja de cada uno de los siguientes procesos que se desarrollan en un instrumento digital:
 - Muestreo,
 - Cuantización,
 - Multicanalización.
- Mencione el principal error que puede producirse (y en qué condiciones) cuando:
 - Se muestrea una señal aleatoria,
 - Se cuantifica una señal muestreada,
 - Se multicanalizan 20 señales analógicas.

8. Para cada uno de los procesos siguientes indique la característica más adecuada.

PROCESO	CARACTERÍSTICA
A. Muestreo	1. Puede presentar un retardo muy importante
B. Retención	2. Es un proceso muy rápido
C. Cuantización	3. Acondiciona las señales muestreadas
D. Multicanalización	4. Es 100% reversible
	5. Introduce ruido

9. De los procesos que se enumeran a la izquierda, indique cuál es el que mejor describe la característica que se indica a la derecha.

PROCESO	CARACTERÍSTICA
A. Conversión A/D tipo doble rampa	1. El más rápido
B. Conversión D/A tipo R/2R	2. El más lento
C. Cuantización	3. El que introduce mayor error
D. Muestreo	4. El que provoca mayor retardo
E. Multicanalización	
F. Retención	

10. Un instrumento digital trabaja con 4 señales analógicas adquiridas con electrodos cuyos anchos de banda son 6.28 krad/s, las que han sido amplificadas y filtradas. Determine y justifique brevemente

- La frecuencia de muestreo que es necesario utilizar.
- La frecuencia resultante de la señal multicanalizada.
- La velocidad del CAD para obtener las señales digitalizadas con 8 bits.

11. Un instrumento digital debe convertir a digital una señal analógica cuyo ancho de banda es $\omega_0 = 62.83$ krad/s y cuya amplitud varía desde -2 a $+2$ V. Determine:

- La frecuencia de muestreo que es necesario utilizar.
- El número de bits necesarios para obtener una resolución de 1 mV.

BIBLIOGRAFÍA

- Antoniou, A. (1993) Digital Filters: Analysis, Design and Applications. Mc Graw Hill, New York, NY.
- Beutel, J., Kundel, H. L. and Van Metter, R. L. Editors (2000). Handbook of Medical Imaging. Volume 1. Physics and Psychophysics. Spie Press. Bellingham, WA.
- Dutta Roy, S. C., Kumar, B. and Jain, S. B. (2001) FIR Notch Filter Design – A Review. Facta Universitatis (NIS) Series: Electronics and Energetics. Vol. 14, No. 3, pp. 295–327.
- Gray, N. (2006). The ABCs of ADCs: Analog-to-Digital Converter Basics. National Semiconductors. Application Note.
- Prutchi, D. and Norris, M. (2004) Design and Development of Medical Electronic Instrumentation. A Practical Perspective of the Design, Construction and Test of Medical Devices. John Wiley and Sons, Inc. New Jersey, NJ.
- Ramos, R., Mánuel-Lázaro, A., Del Río, J. and Olivar, G. (2007) 'FPGA-Based Implementation of an Adaptive Canceller for 50/60-Hz Interference in

Electrocardiography'. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 56, No. 6, pp. 2633–2640.

7. Roy, S. H., Wolf S. L. and Rothstein J. M. (2005). The Rehabilitation Specialist's Handbook. 3th edition. F. A. Davis Company. Philadelphia, PA.
8. Sonka, M. and Fitzpatrick, J. M. Editors (2009). Handbook of Medical Imaging. Volume 2. Medical Image Processing and Analysis. Spie Press. Bellingham, WA.
9. Webster, J. G. (Editor) (2009). Medical Instrumentation. Application and Design. John Wiley and Sons, Inc. 4th edition. New Jersey, NJ.

CAPÍTULO 5

EQUIPOS BIOMÉDICOS REPRESENTATIVOS

Como se ha podido comprobar en los capítulos anteriores, existe una gran variedad de equipos biomédicos que se emplean en diferentes circunstancias en la clínica, los que son útiles como ayuda diagnóstica por la información que proporcionan. En este capítulo se analizará la estructura y el funcionamiento de solamente algunos de ellos para detallar más extensamente su forma de operación, algunas particularidades de su operación, los principales circuitos electrónicos que los componen y la importancia de su arquitectura.

INTRODUCCIÓN

Los equipos biomédicos se utilizan para la adquisición de señales e imágenes, para el procesamiento de estas variables, para su adecuación a las condiciones de su manejo y la forma en que se informa al usuario, para la medición de los valores más representativos de la información que adquieren, así como para que sean una réplica lo más acertada posible de las características con las que los fenómenos biomédicos se presentan en el organismo.

Los elementos y las herramientas más poderosas para llevar a cabo estos procesos lo constituyen los transductores, las técnicas y procedimientos electrónicos, así como los métodos computacionales de procesamiento de la información. Los primeros son los encargados de conectar el mundo del organismo humano con el mundo físico para obtener mediante una transformación una representación o una imagen fidedigna de éste en el universo electrónico. Para realizar este proceso se utilizan leyes físicas que explican y modelan la transformación analógica que los transductores realizan en una forma perfectamente conocida. La electrónica cumple con la función de adecuar la información que ha sido obtenida en forma de señales e imágenes a un formato adecuado para su procesamiento. A partir de este formato, los métodos de procesamiento digital realizan la obtención de la información que contienen las variables obtenidas, la que se extrae mediante algoritmos especializados convirtiendo dicha información en cifras, imágenes y videos que son más fácilmente asimilados y utilizados por los usuarios de estos equipos.

EQUIPOS BIOMÉDICOS MÁS COMUNES

Aunque en los capítulos anteriores se han detallado los resultados en cuanto a señales e imágenes obtenidas por parte de diversos equipos, en las siguientes secciones se analiza la operación de estos equipos, al mismo tiempo que se detallan las estructuras internas, vinculando sus elementos componentes, así como los resultados que se obtienen, con los

capítulos anteriores. Además, se relacionan las características físicas y eléctricas de algunos de los más comunes y de uso general, los que se relacionan en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1 Instrumentos y equipos biomédicos más comunes.

Capnógrafo	Equipo que determina la presión parcial de dióxido de carbono (pCO_2) inhalada y exhalada por una persona en forma no invasiva.
Desfibrilador	Dispositivo que mediante fuertes descargas permite recuperar la frecuencia cardíaca normal o reanimar un corazón detenido.
Electrocardiógrafo	Equipo utilizado para capturar, desplegar, procesar y almacenar la actividad eléctrica del corazón.
Electroencefalógrafo	Equipo empleado para capturar, desplegar, procesar y almacenar la actividad eléctrica cerebral.
Electrofisiógrafo	Equipo usado para capturar, desplegar, procesar y almacenar la actividad fisiológica de diferentes órganos.
Electromiógrafo	Equipo utilizado para capturar, desplegar, procesar y almacenar la actividad eléctrica de los músculos.
Electrooculógrafo	Equipo empleado para capturar, desplegar, procesar y almacenar la actividad eléctrica de los ojos.
Equipo de angiografía	Equipo que usa medios de contraste y rayos X para observar los tejidos que no son visibles con la radiografía convencional.
Equipo de fluoroscopia	Sistema que utiliza la tecnología de los rayos X para obtener una imagen en movimiento al usar un detector fluoroscópico.
Equipo de radiografía	Equipo que por medio de radiación ionizante genera imágenes de los tejidos de acuerdo con su densidad.
Espirómetro y Flujómetro	Equipos para medir el volumen y la frecuencia del flujo respiratorio y para determinar el flujo respiratorio máximo, respectivamente.
Fonocardiógrafo	Equipo utilizado para capturar y procesar la actividad acústica del corazón.
Fotopletismógrafo de dedo	Dispositivo que utiliza la transmitancia luminosa a través de algún tejido o la reflexión sobre la piel para detectar el pulso y la presión arterial.
Gamma cámara	Equipo que usa medios de contraste de tipo radioactivo para observar la actividad fisiológica de diversos órganos.
Glucómetro	Dispositivo utilizado para determinar la concentración de glucosa en la sangre.
Hemodiálisis	Equipo que se usa para sustituir las principales funciones del riñón, consistentes en el filtrado de las sustancias nocivas de la sangre.
Mamografía	Usa bajas dosis de radiación para obtener imágenes de los senos y detectar y diagnosticar tempranamente las enfermedades mamarias.
Mapeo cerebral	Sistema de procesamiento de señales EEG que construye, a partir de ellas, imágenes de la actividad eléctrica cerebral.
Marcapasos	Dispositivo que mediante descargas eléctricas controladas regulariza la frecuencia cardíaca.
Ortopantomografía	Equipo de rayos X para obtener imágenes usualmente de todas las piezas dentales, del maxilar y de la mandíbula.
Oxímetro	Equipo usado para determinar la concentración de oxígeno en la sangre de una persona.
Potenciales evocados	Sistema de procesamiento de señales EEG bajo estimulación que obtiene la respuesta sensorial a los estímulos.
Resonancia Magnética	Se emplea la resonancia magnética del hidrógeno para detectar fotones de radiofrecuencia que éstos emiten cuando pierden energía con lo que se construyen imágenes por medios computacionales.

Ultrasonido (US)	Equipo que utiliza ondas ultrasónicas y sus ecos para determinar la profundidad e impedancia acústica de los tejidos y órganos radiados.
Ultrasonido Doppler	Ultrasonido que usa el efecto Doppler para determinar la dirección y la velocidad del flujo sanguíneo.
Tomógrafo	Con el haz de rayos X y los sensores rotando alrededor del paciente, crea imágenes transversales del cuerpo en forma de rebanadas helicoidales y volumétricas.
Tomografía por emisión de positrones (PET)	En vez de rayos X se utiliza la desintegración de isótopos radiactivos que al desintegrarse terminan emitiendo dos rayos gamma opuestos.
Tomografía por emisión de fotón único (SPECT)	En forma similar este equipo usa la desintegración de compuestos radioactivos que emiten fotones de alta energía.

DESFIBRILADOR

El corazón trabaja estimulado por descargas eléctricas que se producen rítmicamente y en forma casi periódica, por lo que este proceso logra que las aurículas y los ventrículos del corazón se contraigan de manera coordinada y en esa forma éste pueda realizar su función de impulsar la sangre por todo el organismo a través del sistema vascular.

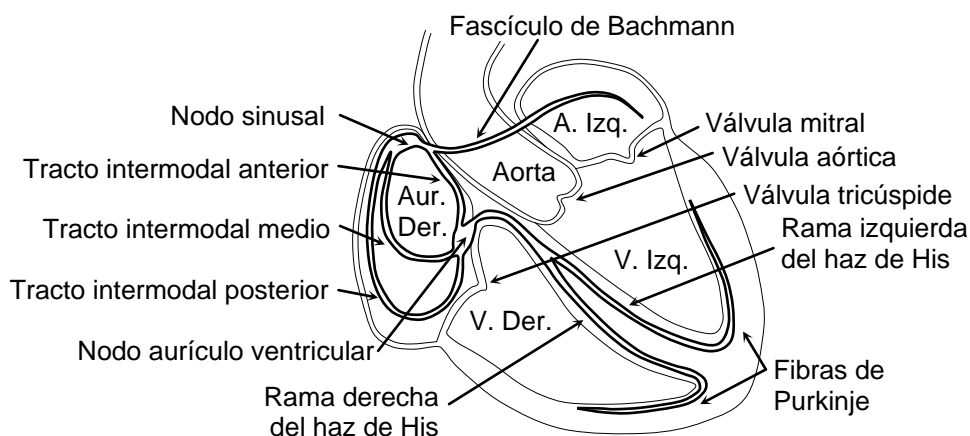


Figura 5.1 Sistema de conducción eléctrica del corazón.

Las descargas eléctricas del corazón se inician en el Nodo Sinusal (Nodo Sinoauricular o Nodo SA, o NSA), el cual es un tejido especializado que se ubica en pared lateral superior de la aurícula derecha, el que produce estímulos eléctricos con una frecuencia que varía aproximadamente entre 60 y 100 veces por minuto. Dichos estímulos viajan desde este nodo hasta el Nodo Aurículo-Ventricular (NAV), también llamado Nodo AV, que se ubica entre las aurículas y los ventrículos, donde los estímulos experimentan un pequeño retraso. Esto permite que las aurículas, que ya se han llenado con la sangre que proviene de las venas cava superior e inferior y de las venas pulmonares, se contraigan un poco antes que los ventrículos. Con este retardo se logra que la sangre de las aurículas pase a los ventrículos para que estos la impulsen al organismo a través de las arterias aorta y pulmonar. Esta última contracción se produce porque los estímulos se distribuyen entre ambos ventrículos, pasando por el septum, por medio del haz de His y las fibras de Purkinje, como se muestra esquemáticamente en el sistema de conducción eléctrica del corazón de la figura 5.1.

Debido a la regularidad con la que repiten las descargas eléctricas, y como consecuencia los latidos del corazón, unido al hecho que todo este complejo mecanismo eléctrico depende del Sistema Nervioso Autónomo, puede suponerse que presenta las características de un sistema auto estimulado o realimentado. Por tanto, desde este punto de vista se trata de un proceso que puede presentar inestabilidades bajo las circunstancias apropiadas.

Por tanto, dependiendo de múltiples causas médicas la frecuencia cardiaca puede sufrir alteraciones por debajo de los 60 latidos por minuto (llamadas bradiarritmias) o por encima de los 100 latidos por minuto (llamadas taquiarritmias), aunque en muchos casos también puede producirse un paro cardiorrespiratorio. Estas condiciones pueden requerir el uso de desfibriladores cuya función es aplicar un fuerte estímulo eléctrico para normalizar la actividad del corazón, lo que constituye un tratamiento eficaz tanto para los casos de arritmias reentrantes, como para la fibrilación auricular o ventricular, la taquicardia ventricular sin pulso y el paro cardiorrespiratorio. La primera de estas condiciones se presenta cuando el impulso de la descarga eléctrica natural del corazón no se extingue después de haberlo estimulado normalmente y persiste para excitarlo de nuevo antes de que se produzca la siguiente estimulación. Por tanto, el tratamiento para esta condición, conocido como cardioversión eléctrica, consiste en sincronizar la descarga del instrumento con la actividad eléctrica natural del corazón, logrando con ello su regularización.

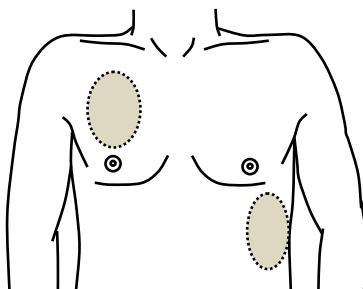


Figura 5.2 Posición de las paletas del desfibrilador cuando se aplica la descarga.

Por su parte, la fibrilación y la taquicardia ventricular sin pulso consisten en una gran desorganización de los impulsos ventriculares sin que se presente un latido efectivo, lo que impide la circulación normal de la sangre. Los síntomas que se presentan son ausencia del pulso, pérdida del conocimiento de la persona afectada y muchas veces sobreviene un paro cardiorrespiratorio, todas condiciones que resultan mortales en sólo unos cuantos minutos, si no se actúa a tiempo. En estos casos el tratamiento consiste en la aplicación, por medio de un par de paletas, de una descarga del desfibrilador en los puntos específicos del tórax de la persona afectada, los que se muestran en la figura 5.2. El efecto del impulso eléctrico es producir la despolarización simultánea de todas las células miocárdicas, con lo que el corazón puede retomar su ritmo eléctrico normal. Un equipo que es útil en los casos de alteraciones esporádicas de la actividad cardiaca es el Monitor Holter, el que se aborda más adelante en el apartado “Otros Equipos”

En la figura 5.3 aparece una comparación entre tres registros; el primero corresponde a la derivación II que constituye un caso típico de fibrilación; el segundo es un registro normal y,

por último, el tercero muestra el efecto de la descarga del equipo en la señal del ECG. En la figura 5.3 a) se observa claramente la actividad caótica del corazón y el aumento de la frecuencia cardíaca, en la figura 5.3 b) aparece un registro normal, mientras que en la figura 5.3 c) se destaca el caso en el que la señal cardíaca regresa a su ritmo normal por efecto de la aplicación de la descarga, momento que se señala con una flecha.

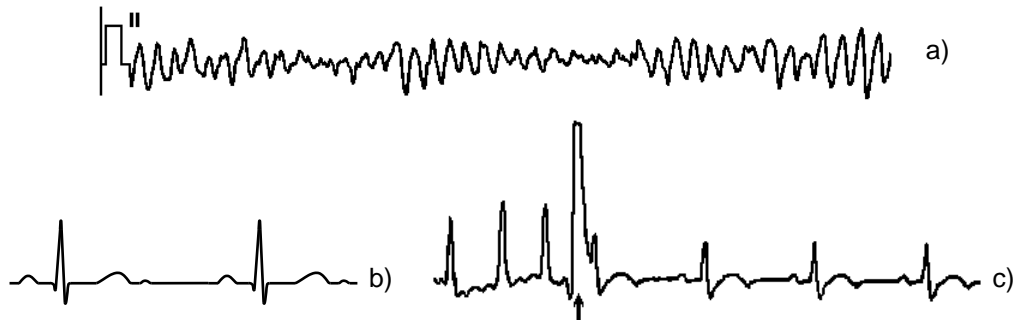


Figura 5.3 Comparación entre a) una fibrilación, b) un registro normal y c) el efecto de aplicar el desfibrilador (la flecha indica el momento en que se aplicó la descarga).



Figura 5.4 Desfibrilador comercial portátil con paletas intercambiables que son compatibles para uso pediátrico. (Imagen tomada del folleto de FEAS CO.).

Características de los desfibriladores

Son equipos de pequeño tamaño, como el que se muestra en la figura 5.4, generalmente portátiles y operados con baterías que pueden proporcionar estímulos pulsantes monopolares, bipolares o senoidales amortiguados de muy corta duración (alrededor de 5 ms), además de que algunos modelos disponen de un monitor de ECG y de registro en papel. Actualmente existen versiones implantables para estimulación directa sobre el miocardio, e inalámbricas que operan como marcapasos y que pueden programarse.

Los impulsos eléctricos que producen se miden por la energía que pueden proporcionar en sus paletas, las que se deben presionar con fuerza sobre los puntos específicos del tórax del paciente, los que se muestran en la figura 5.2. La energía que pueden producir varía entre 50 y 360 joules (newton metro), por medio de las paletas a las que se les aplica gel conductor para disminuir la impedancia del contacto con la piel. En cuanto a su operación, los desfibriladores deben generar los impulsos, además de estar aislados de la red eléctrica para evitar comprometer al paciente. Un circuito simplificado típico que opera con baterías se muestra en la figura 5.5.

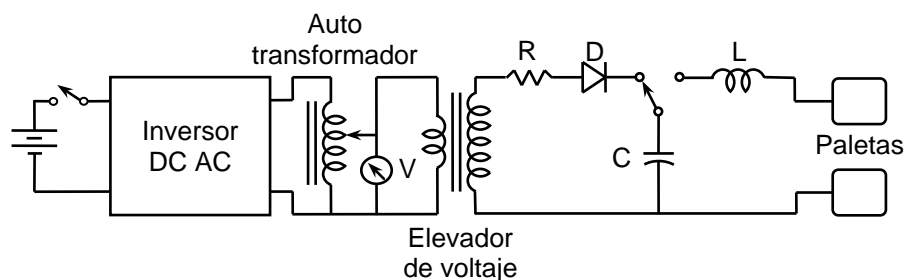


Figura 5.5 Diagrama esquemático del circuito de un desfibrilador portátil típico.

Para generar el pulso se debe disponer de un inversor para que convierta el voltaje de la batería en una señal alterna que se aplica a un auto transformador. Este componente permite seleccionar el nivel de energía, el que se alcanza finalmente con el transformador elevador de voltaje. El resto del circuito realiza la carga del capacitor con el diodo D y el resistor limitador de corriente R. Por último, al activar el segundo interruptor, el capacitor se descarga a través del inductor L, el cual ayuda a conformar el impulso que llega al paciente a través de las paletas.

También cabe mencionar que el uso del desfibrilador (así como del marcapasos) debe estar orientado para realizar tanto la desfibrilación, como la cardioversión. La primera de ellas se utiliza en los casos de paro cardiorrespiratorio, cuando el paciente está inconsciente y presentando fibrilación ventricular o taquicardia ventricular sin pulso. La cardioversión en cambio se emplea para revertir todo tipo de arritmias reentrantes, salvo la fibrilación ventricular. Se denominan reentrantes porque el impulso eléctrico de excitación cardiaca no se extingue luego de la excitación normal y persiste para excitar nuevamente al corazón. En este caso es necesario que el dispositivo (ya sea externo o implantado) pueda sincronizarse con la onda R ya que después de ella es el momento óptimo para realizar la descarga.

MARCAPASOS

El desfibrilador es un dispositivo que es útil cuando se tienen alteraciones importantes en el funcionamiento del corazón en forma ocasional, por lo que es muy utilizado para recuperar su ritmo normal, ya que normalmente no se requiere que se utilice en forma permanente. Sin embargo, cuando la actividad natural del corazón no se recupera completamente por este medio, porque la arritmia no se supera adecuadamente, aunque el corazón pueda volver a

trabajar en forma algo irregular, el tratamiento consiste en la utilización de un marcapasos. Este es un dispositivo implantado quirúrgicamente que está programado para enviar un estímulo similar a un desfibrilador directamente al corazón con el propósito de regularizar la frecuencia cardíaca. Dependiendo de la complejidad del diseño, el dispositivo puede detectar la operación irregular o demasiado lenta del corazón y actuar para corregir el problema, así como que debe ser capaz de producir la descarga en forma sincronizada con el ritmo cardíaco alterado, detectando en el complejo QRS el intervalo QR para actuar durante el intervalo RS ya que con ello se obtienen óptimos resultados.

El marcapasos está compuesto de un generador de impulsos, de un circuito procesador de datos y de uno o varios electrodos conectados directamente al corazón, los que también pueden funcionar como sensores de la actividad cardíaca espontánea. Todo el dispositivo se encuentra alimentado con baterías de yoduro de litio ya que tienen una larga duración de alrededor de 10 años, lo que disminuye la necesidad de una intervención frecuente para reemplazarlas. Estos dispositivos se implantan quirúrgicamente bajo la piel en la región pectoral superior izquierda, debajo de la clavícula, y los electrodos se insertan en una de las venas de la zona para llegar hasta la aurícula derecha, al ventrículo derecho o a ambos, dependiendo de la afección y del número de electrodos que se utilicen.

La colocación de los electrodos se dispone en el ápex del ventrículo derecho o en la orejuela derecha, pudiendo ser de tipo pasivo o activo. El primer tipo consiste en ubicarlos entre las trabéculas (haces musculares) donde se fijan, ya que se produce un cierto grado de fibrosis; el segundo se utiliza cuando la fijación anterior no logra estabilizar al electrodo. Por ello, los activos tienen en el extremo pequeñas salientes, ganchos o prolongaciones en forma de espiral (sacacorchos) con lo que se logra una mejor sujeción.

Los tipos de marcapasos se designan con el código establecido por la Sociedad Norteamericana de Estimulación y Electrofisiología (NASPE, por *North American Society of Pacing and Electrophysiology*) y por el Grupo Británico de Estimulación y Electrofisiología (BPEG, por *British Pacing and Electrophysiology Group*), el cual es conocido como código NBG o NASPE/BPEG, el que se expresa mediante cinco letras. La primera de ellas indica la cámara cardíaca estimulada y la segunda, la cámara sensada (O = ninguna, A = aurícula, V = ventrículo, D = ambas); la tercera, el mecanismo de acción (I = inhibición, T = estimulación, y D = ambos); la cuarta, la programación (O = ninguna, R = respuesta en frecuencia), y la quinta, si existe o no estimulación en varios puntos de las aurículas o ventrículos.

El significado de los códigos para inhibición (I) y estimulación (T, del inglés *triggered*) es el siguiente: la inhibición consiste en una acción condicionada del dispositivo, ya que cuando éste detecta que el corazón trabaja normalmente y no requiere la estimulación, cesa su acción y lo deja latir espontáneamente sin aplicarle estímulos. En cambio, el modo estimulación es la operación inversa, ya que produce siempre los estímulos cuando detecta cualquier despolarización ya sea espontánea o producto de otra señal. La letra R se usa para los marcapasos con respuesta en frecuencia, los cuales comprueban la actividad de la persona para modificar la frecuencia cardíaca dependiendo de dicha actividad, en forma similar a como lo hace el Sistema Nervioso Autónomo que controla la operación del corazón. Los tipos más comunes de marcapasos son los auriculares (AAI), los ventriculares (VVI) y los aurículo ventriculares (VDD y DDD).

En la figura 5.6 se presenta la estructura de un marcapasos DDD que primeramente captura la actividad del corazón por medio de los electrodos, que pueden ser los mismos que

estimulan. Esta información es considerada por el bloque procesador, el cual determina la pertinencia de aplicar o no los pulsos ya que mediante la línea de control puede activar o desactivar al generador de pulsos. Este último es un circuito muy similar a la última parte del desfibrilador de la figura 5.5, aunque debe haber uno para cada electrodo, los que hacen las veces de paletas. Sin embargo, los estímulos eléctricos del marcapasos son diferentes, de muy bajo nivel (del orden de los miliamperes, mA), porque se aplican directamente a la cámara cardíaca que se debe estimular, además de que cuando son varios están programados con pequeños retardos para estimular a diferentes tiempos la aurícula y (o) los ventrículos involucrados.

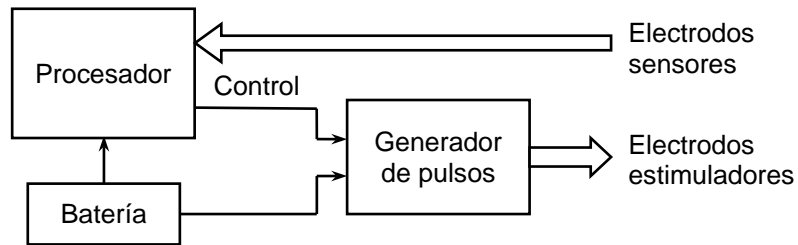


Figura 5.6 Estructura esquemática general de un marcapasos de varios electrodos.

En la actualidad, algunos diseños modernos pueden resultar en aparatos muy pequeños, que son implantados directamente en el ventrículo derecho por lo que la intervención para implantarlos es muy poco invasiva, no utilizan catéteres, pueden ser inocuos para la obtención de imágenes de resonancia magnética y además suelen emplear baterías de muy larga duración, o bien, pueden recargarse externamente mediante una fuente magnética. En la figura 5.7 se muestra un dispositivo marcapasos comercial.



Figura 5.7 Marcapasos DDDR comercial que es compatible con Resonancia Magnética. (Imagen tomada del folleto de BIOTRONIK ADVANCE DEVELOPS).

Características de los marcapasos

Aunque las características específicas dependen de cada fabricante, así como de la aplicación concreta, algunos de sus datos típicos relevantes son los siguientes. Su tamaño oscila normalmente alrededor de 5×5 cm por unos 7 mm de grosor, aunque existen versiones inalámbricas muy pequeñas de 0.8 cm³ y 2 gramos, en tanto que los electrodos pueden ser monopolares o bipolares e independientes para estimulación y detección, pero deben estar aislados en toda su extensión, aunque deben tener puntas de platino para que sea posible detectar y(o) aplicar la descarga directamente a la pared de la cámara cardiaca correspondiente.

Los marcapasos actuales son programables por lo que pueden ser operados en variedad de modos como DDD, DDI, DVI, VDD, VVI, AAI, entre otros, además de que sus estímulos también pueden programarse entre 30 y 180 ppm con amplitudes que van desde 1.5 hasta 7.5 V, con una duración del impulso desde 0.1 a 1.5 ms, pero en todos los casos estos valores pueden habilitarse en varios pasos.

La sonda puede ser unipolar o bipolar y también unicameral o bicameral, debe disponer de una sensibilidad auricular de 0.4 mV y ventricular es 1.2 mV, aunque ambas pueden ser variables. Además, puede realizar otras funciones como controlar las variaciones de frecuencia debidas a los síndromes de bradicardia o taquicardia, regular el aumento o la disminución de la frecuencia cardiaca, debe tener mecanismo antitaquicardia, disponer de telemetría en tiempo real y retardo A–V de 50 a 300 ms, realizar prueba de umbrales y medición automática de ondas P/R y de sensibilidad, efectuar cuenta de eventos, hacer histogramas de la frecuencia cardiaca, entre muchas otras funciones.

ELECTROENCEFALÓGRAFO

La actividad eléctrica del cerebro puede ser adquirida, observada y procesada por medio de un electroencefalógrafo. Estos equipos consisten básicamente en una cierta cantidad de electrodos, amplificadores, filtros, además de un convertidor A/D, una etapa de procesamiento digital y una etapa de almacenamiento y(o) despliegue. Los electrodos se conectan al cuero cabelludo (o directamente al cerebro, en el caso invasivo) de acuerdo con el estándar 10–20 (el que se presenta en la figura 2.15 del Capítulo 2 para la adquisición del EEG), los cuales son responsables de conectar con los amplificadores la actividad eléctrica que se detecta en la superficie del cuero cabelludo. Para ello se colocan con un gel conductor que permite disminuir la impedancia de la fuente de las señales, ya que éstas son débiles, de muy bajo nivel y son generadas con alta impedancia.

En la figura 5.8 se observa un diagrama esquemático general de este tipo de equipos, el cual está basado en los diagramas de las figuras 2.2 (Etapa transductora generalizada) y 4.29 (Diagrama esquemático de la operación del multiplexor o multicanalizador) de los Capítulos 2 y 4. El bloque N Amplificadores se detalla en los temas “*Primera Parte del Instrumento*” y “*Amplificadores*” del Capítulo 2, en tanto que los bloques N Filtros, Multicanalización y Conversión A/D se detallan en los temas “*Filtros*”, “*Muestreo, Cuantización y Multicanalización*” y “*Conversión Analógica a Digital*” del Capítulo 4. Se indican separadamente las fuentes aislada y general del equipo (V_{SS} y V_{CC}). Además, en la figura se incluye un bloque Estimulador con línea de trazos, que se emplea para la adquisición de potenciales evocados.

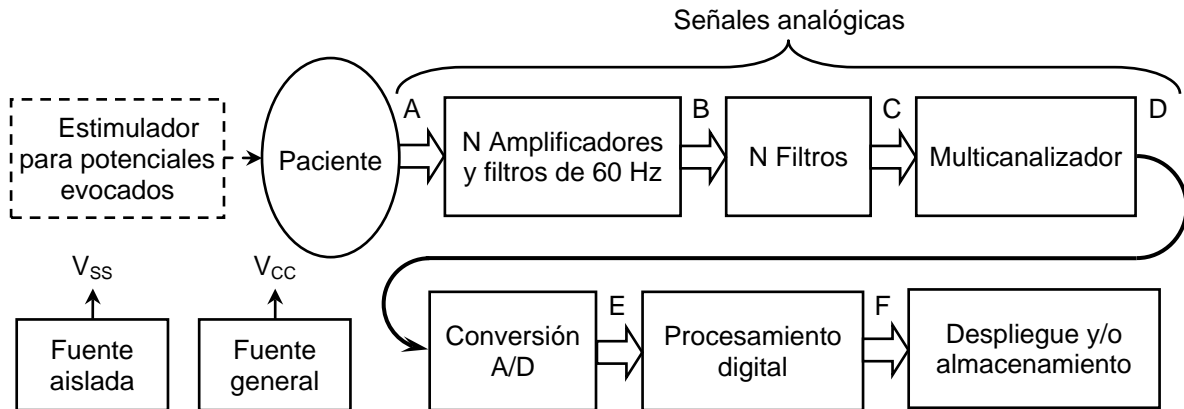


Figura 5.8 Diagrama esquemático típico de un electroencefalógrafo de N canales. En cada punto se tiene: A = N señales $s_n(t)$; B = N señales $s_{nA}(t)$ amplificadas; C = N señales $s_{nAF}(t)$ filtradas; D = N señales $s_{nAF}(t)$ multicanalizadas; E = N señales digitalizadas; F = Resultados.

De acuerdo con la figura, las señales son amplificadas y posteriormente filtradas, para ser muestreadas, cuantizadas y multicanalizadas. Todo lo anterior es con el propósito de disponerlas en una sola línea para ser convertidas al formato digital con un solo convertidor A/D. Una vez que las señales se encuentran en este formato, son adquiridas por la etapa de procesamiento digital, en donde son sometidas a los algoritmos específicos que pueden extraer información de ellas, pero también para realizarles diferentes procesos con el propósito de desplegarlas o de almacenarlas, lo que se realiza en la última etapa.

Como la utilidad del equipo consiste en monitorizar la actividad eléctrica de la corteza cerebral con electrodos situados en el cuero cabelludo (aunque también existen procedimientos invasivos), las principales aplicaciones se orientan al estudio de esta actividad. Usualmente los registros se realizan en condiciones basales de reposo, en vigilia o sueño, y durante diversas estimulaciones dependiendo del estudio, por lo que constituyen una herramienta orientada al diagnóstico de la epilepsia y de diversos trastornos del comportamiento, del sueño o de la incidencia de apneas, así como para estudios en condiciones de hiperventilación (hiperpnéa), o de otras actividades, ya que también se emplean para obtener respuestas de las vías sensoriales a diferentes estímulos de tipo auditivo, visual o somatosensorial, entre otros. En estos últimos casos se trata de la obtención de las respuestas conocidas como potenciales evocados por lo que en la figura aparece el bloque de Estimulación señalado con línea de trazos. En la figura 5.9 se muestra un equipo de electroencefalografía comercial.

Características de los electroencefalógrafos

Para tener la información de las señales en todo el cerebro, la adquisición se realiza en varios canales, los que pueden llegar a ser alrededor de 100, aunque el estándar 10–20 considera únicamente poco más de 21 canales. Además:

- a) Las señales se adquieren en la banda de 0 a 150 Hz,
- b) Se convierten al formato digital en al menos 24 bits;
- c) Frecuencia de muestreo de unos 2 kHz,

- d) La impedancia de entrada de los amplificadores está típicamente arriba de $100\text{ M}\Omega$,
- e) Los electrodos pueden adquirir señales de hasta varios cientos de milivolts (mV), y
- f) Los equipos presentan un bajo nivel de ruido, el que es inferior a un microvolt (μV).



Figura 5.9 Electroencefalógrafo comercial. Se observan el teclado, el monitor, el panel de conexión de electrodos y otros accesorios. (Imagen tomada del folleto de BRAIN QUICK LTM).

Por otra parte, la mayor parte de los electroencefalógrafos dispone de estimuladores de tipo visual, somatosensorial y(o) auditivo (entre otros), con los cuales es posible realizar estudios de potenciales evocados y de mapeo cerebral, por lo que los bloques Estimulador para potenciales evocados y Procesamiento digital disponen de las facilidades de hardware y software para realizarlos.

Aplicaciones de la electroencefalografía

Potenciales evocados. Tal como se ha mencionado, cuando el electroencefalograma se realiza con estimulación de tipo auditivo, visual o somatosensorial, los estímulos provocan una respuesta que se propaga a lo largo de la vía sensorial. Esta respuesta conocida como potencial evocado (PE) o potencial relacionado con evento (ERP, del inglés *event-related potential*), puede ser adquirida en diversos puntos de la trayectoria, aunque usualmente este proceso se realiza con electrodos dispuestos en el cuero cabelludo en las zonas específicas del cerebro que son receptoras de estos estímulos. En resumen, para los estímulos visuales los electrodos se colocan en la región occipital; para los estímulos auditivos, en la zona temporal; en tanto que para los estímulos somatosensoriales se ubican en las zonas accesibles de la trayectoria de la respuesta y los correspondientes a la recepción de la vía sensorial. Existen otros estímulos, como el vestibular, que se adquieren en forma similar.

Como la actividad basal del cerebro permanece siempre, aunque haya o no estímulos, es adquirida conjuntamente con la respuesta que se ha provocado, por lo que se convierte en una señal no deseada que para este efecto se considera como si fuera ruido. Por tal razón, es necesario procesar las señales EEG para extraer los PE, a pesar de que el nivel de la respuesta es de una magnitud diez veces inferior a este ruido. Por tanto, uno de los mecanismos más sencillos para separar ambos tipos de señales es la promediación, la que consiste en realizar una larga serie de estímulos sincronizados los que al ser promediados resultan en el potencial evocado promedio. El proceso se resume a continuación a partir de la Tabla 5.2.

Tabla 5.2 Serie de N estímulos y las correspondientes señales adquiridas.

#	Señal i adquirida	Detalle de la señal i adquirida (i = 1 a N)
1	$s_1(t) = s_{EEG1}(t) + s_{PE1}(t)$	Señal EEG ₁ basal y 1ª. respuesta provocada (PE)
2	$s_2(t) = s_{EEG2}(t) + s_{PE2}(t)$	Señal EEG ₂ basal y 2ª. respuesta provocada (PE)
⋮	⋮	⋮
N	$s_N(t) = s_{EEGN}(t) + s_{PEN}(t)$	Señal EEG _N basal y N-ésima respuesta provocada (PE)

Las señales $s_{EEGi}(t)$ y $s_{PEi}(t)$ de la Tabla son de diferente carácter, ya que las primeras son de la actividad basal del cerebro, por lo que son de tipo aleatorio y usualmente de promedio cero; mientras que las segundas corresponden a las respuestas que se han provocado, por lo que son de tipo determinista. Por tanto, esto significa que, aunque estas respuestas provocadas no son iguales entre sí, deben tener similares características. En consecuencia, al promediar las N señales $s_n(t)$ el resultado que se obtiene es el promedio de las componentes $s_{EEGn}(t) + s_{PEN}(t)$, pero ambos grupos de señales producen promedios con diferentes características. Las N $s_{PEN}(t)$ producen el PE promedio, lo cual se debe a su carácter determinista, mientras que el promedio de las $s_{EEGn}(t)$ tiende rápidamente a cero, debido a su carácter aleatorio de promedio cero.

Por tanto, el proceso de promediación produce los siguientes resultados:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_n(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_{EEGn}(t) + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_{PEN}(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_{PEN}(t) = \text{PE promedio}$$

Como ya se ha mencionado en el Capítulo 2, en la sección “*Potenciales Evocados*”, estas respuestas provocadas o relacionadas a eventos han sido caracterizadas clínicamente por lo que se utilizan para el estudio y el diagnóstico de la vía sensorial correspondiente. Por tratarse de vías sensoriales, también se han realizado estudios con otras vías como del vestíbulo, del olfato y del gusto. Por tal razón, para la obtención de estos resultados, el electroencefalógrafo debe disponer de un estimulador adecuado al PE que se desea obtener, como aparece en la figura 5.8 con el bloque de línea de trazos. Además, debe contar con el software necesario para realizar el proceso de promediación.

Mapeo cerebral. La observación y la interpretación de un registro de EEG, como el de la figura 2.17 del Capítulo 2, resulta una tarea compleja por la cantidad de información que

contiene. Por tal razón, el mapeo cerebral es un método gráfico más fácil de entender que los simples trazos del EEG. La transformación del registro de N canales en un mapa ya se ha descrito en el Capítulo 3, en la sección “*La Imagen de Mapeo Cerebral*”, por lo que resulta evidente que todo el proceso requiere de un programa de software que pueda interpolar y colorear las áreas intermedias entre los puntos en los cuales se ha adquirido el EEG.

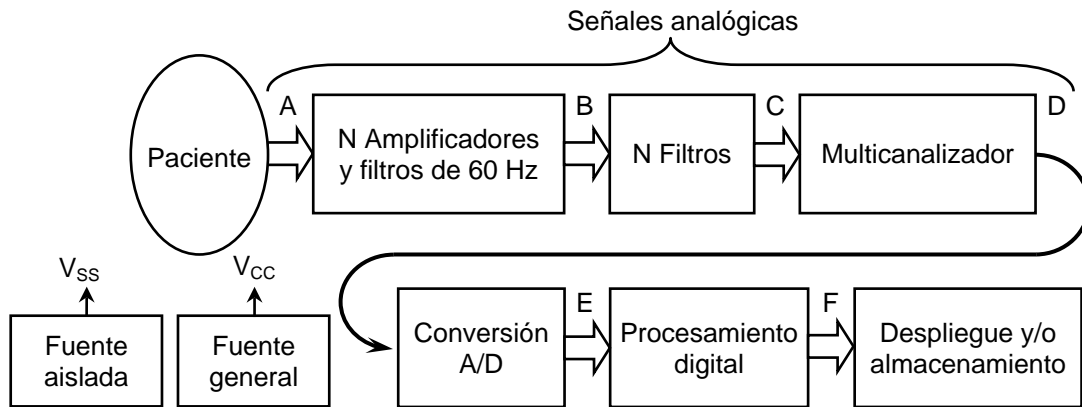


Figura 5.10 Diagrama esquemático típico de un electrocardiógrafo de N canales. En cada punto se tiene: A = N señales $s_n(t)$; B = N señales $s_{nA}(t)$ amplificadas; C = N señales $s_{nAF}(t)$ filtradas; D = N señales $s_{nAF}(t)$ multicanalizadas; E = N señales digitalizadas; F = Resultados.

ELECTROCARDIOGRAFO

En forma similar a como trabaja el electroencefalógrafo, este equipo adquiere las señales eléctricas que produce el corazón en la superficie del tórax siguiendo el estándar de las doce derivaciones que se presentan en la figura 2.12 del Capítulo 2 (aunque también existen registros invasivos). En consecuencia, el diagrama de bloques típico de este equipo sigue la secuencia electrodos, amplificadores, filtros, multicanalización, conversión analógica a digital, procesamiento digital y resultados que se despliegan en un monitor, se registran en una tira de papel y(o) se almacenan para su uso posterior, como se muestra en la figura 5.10.

Este último diagrama es muy similar al electroencefalógrafo de la figura 5.8, aunque en este caso no se requiere del bloque de estimulación. Algo parecido ocurre con los equipos similares como los electrofisiógrafos (que son los que registran y despliegan en forma simultánea varias señales fisiológicas en un monitor, como la señal de ECG, la temperatura, la presión arterial, las frecuencias respiratorias y cardiaca, y la saturación de oxígeno), así como con los electromiógrafos (que son equipos que registran la actividad eléctrica muscular) y los electrooculógrafos (que a su vez registran la actividad eléctrica de los ojos), aunque no son los únicos equipos de este tipo. En la figura 5.11 se muestra un equipo de electrocardiografía comercial

La diferencia entre los equipos mencionados radica en el tipo de señales que adquieren y en las características de éstas, porque por ejemplo todas tienen diferentes intervalos de frecuencia y distintas amplitudes. Además, en este sentido cabe agregar al fonocardiógrafo, el cual es similar al electrocardiógrafo, aunque en lugar de las señales eléctricas registra los sonidos cardiacos que se presentan en la superficie del tórax, lo cual realiza en forma muy

similar a los dispositivos anteriores. En la Tabla 5.3 se detallan las diferencias entre estos equipos, la que es un resumen de la Tabla 2.2 del Capítulo 2.

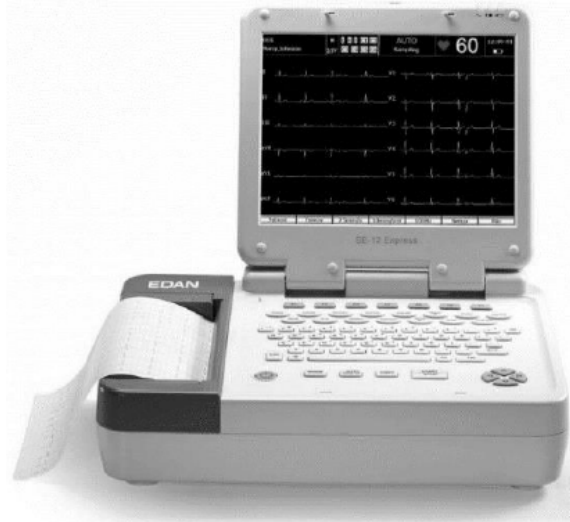


Figura 5.11 Electrocardiógrafo comercial de 12 canales simultáneos con software de análisis e impresión del registro. (Imagen tomada del folleto de EDAN INSTRUMENTS).

Tabla 5.3 Características generales de los principales métodos de registro de bioseñales.

Equipo	Amplitud	Ancho de banda	Canales
Electroencefalógrafo	2 a 100 μV	0.5 a 100 Hz	Hasta 100 y más
Electrocardiógrafo	0.1 a 10 mV	0.01 a 250 Hz	Normalmente 12
Fonocardiógrafo	80 dB	0 a 1.5 kHz	Usualmente 1
Electromiógrafo	1 μV a 5 mV	2 Hz a 10 kHz	Hasta 8
Electrooculógrafo	10 μV a 5 mV	0 a 100 Hz	Alrededor de 5

Características de los electrocardiógrafos

Como trabajan usualmente con doce derivaciones, estos equipos tienen que disponer de al menos doce canales para la adquisición de las señales, los que se corresponden con las 12 derivaciones estándar. Tienen además las siguientes características:

- a) Protección contra las posibles descargas de un desfibrilador,
- b) Sensibilidad para el registro de al menos 10 mm/mV,
- c) Impedancia de entrada superior a los 20 M Ω
- d) Respuesta en frecuencia entre 0 y 150 Hz,
- e) Razón de rechazo de modo común superior a los 100 dB,
- f) Resolución del convertidor A/D de por lo menos 2.5 μV ,
- g) Frecuencia de adquisición de alrededor de 8000 muestras/s
- h) Sensibilidad variable de hasta 5 mm/mV,
- i) Ganancia ajustable en forma automática, pudiendo detectar hasta unos 20 μV .

También algunos equipos cuentan con monitor e impresora para desplegar y(o) imprimir los doce canales, la información del paciente, la configuración del registro, el modo de trabajo y la frecuencia cardiaca. Adicionalmente pueden disponer de detector automático del complejo QRS, dar mensajes de error, pueden detectar electrodos mal colocados o la presencia de ruido. Otros equipos pueden disponer de autocalibración, de registro automático, de filtro de rechazo de la frecuencia de la línea y de filtro de la actividad muscular, suelen estar equipados con programas de análisis automático simultáneo para unas 500 muestras/s, los que proporcionan como resultados más de un centenar de eventos, aunque también pueden manejar bases de datos y archivos relacionados con la adquisición.

EQUIPO DE RADIOGRAFÍA

Los rayos X constituyen una radiación ionizante que tiene la propiedad de atravesar diferentes elementos o sustancias, especialmente los tejidos del cuerpo humano. Tienen una longitud de onda inferior a 10^{-8} m, por lo que su frecuencia es superior a los 30×10^{15} Hz. Su utilidad clínica radica en la obtención de imágenes en las cuales los tejidos del cuerpo humano se destacan con distintos grados de gris, lo que depende de la densidad de dichos tejidos. En consecuencia, el equipo debe disponer de una fuente de radiación de la frecuencia apropiada (tubo de rayos X) para que esta atraviese los tejidos e impresione a una placa fotosensible. Esta placa puede ser de tipo fotográfico, para la radiografía convencional, o de tipo digital. En la figura 5.12 se presenta un diagrama de bloques general de estos equipos, en tanto que en la figura 5.13 se muestra la imagen de un equipo de radiografía comercial.

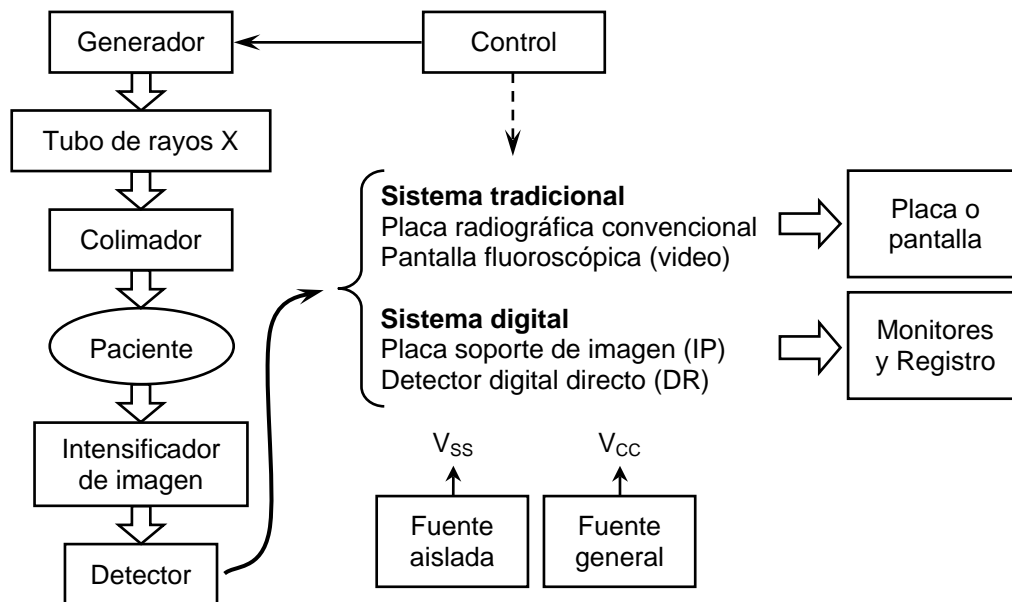


Figura 5.12 Diagrama general esquemático de un sistema típico de radiografía que puede ser analógico tradicional o digital, lo que genera distintos resultados.

Características de los equipos de radiografía

Los equipos de radiografía deben disponer de un tubo de rayos X para producir la radiación, el que se encuentra situado en un cabezal, donde se utiliza alimentación de alto voltaje para

alimentar el tubo de rayos X (alrededor de unos 70 kV) y de bajo voltaje (de 5 a 10 V) para el filamento del generador. Para controlar la operación, los equipos cuentan con mecanismos reguladores de voltaje, corriente y tiempos de exposición específicos, ya que el objetivo a irradiar está perfectamente definido porque son las distintas partes del cuerpo humano que se someten a la radiación. Además, como ya se ha mencionado en el Capítulo 3, no solo pueden revelar fracturas, sino que también permiten evaluar el grado de osteoporosis, o realizar mamografías.

Aplicaciones de la radiografía

Equipo de angiografía. Como se ha visto en el Capítulo 3, el aparato de angiografía es una herramienta que con el equipo de rayos X usa medios de contraste para observar los tejidos que no son visibles para la radiografía convencional, por lo cual debe disponer de una estructura similar a un equipo de rayos X, como el de la figura 5.12. Además de estas características básicas, el sistema requiere de condiciones especiales para el uso de los catéteres que se emplean para inyectar la solución de contraste al paciente.



Figura 5.13 Equipo comercial de radiografía convencional. (Imagen tomada del folleto de GENERAL ELECTRIC HEALTHCARE).

Adicionalmente, la angiografía también se realiza utilizando un mecanismo que hace rotar el sistema de generación de los rayos X junto con el sistema detector de la radiación. Este mecanismo está dispuesto en la forma de un brazo en C, en forma similar a como operan los equipos de tomografía. Lo anterior significa que se obtienen imágenes desde varias direcciones del cuerpo lo que permite una mejor visualización de los resultados, pudiendo además ser registrados con cámaras de video.

Ortopantomografía. Los equipos de radiografía convencional o digital pueden ser fijos o móviles, pero también pueden obtener imágenes radiológicas en la forma de un escáner. El caso típico es la comúnmente llamada radiografía panorámica que se emplea en odontología para obtener imágenes usualmente de todas las piezas dentales, del maxilar y de la mandíbula.

Las radiografías comunes que se realizan a unas cuantas piezas dentales son intraorales, ya que la placa tiene que ser relativamente pequeña porque se coloca dentro de la boca, pero la ortopantomografía ubica la placa en la parte posterior de la cabeza en un accesorio llamado porta chasis. En esta forma la placa radiográfica registra la proyección de la radiación a través de toda la región maxilofacial.

Fluoroscopia y mamografía. Estas son aplicaciones de la radiografía, ya mencionadas en el Capítulo 3, que tienen características especiales debido a su aplicación. La fluoroscopia implica la emisión continua (o pulsante) de la radiación en dosis más bajas para poder generar imágenes en movimiento. Por lo anterior tradicionalmente se utiliza una pantalla fluoroscópica sobre la que incide la radiación y donde se visualizan las imágenes. Los equipos más avanzados de tipo digital disponen de una cámara del tipo Dispositivo de Carga Acoplada (CCD) o detector de panel plano (como de fósforo fotoestimulable, de técnica CMOS o de silicio). Con estos accesorios se obtiene en forma directa o indirecta una imagen radiológica inmediata que puede ser grabada y almacenada.

Por su parte, la mamografía utiliza bajas dosis de radiación para obtener imágenes de los senos y con ello detectar y diagnosticar tempranamente las enfermedades mamarias de las mujeres. Por tal razón usualmente se obtienen imágenes verticales y laterales de los senos, las que pueden ser analógicas o digitales, como en otras aplicaciones de la radiografía. Los sistemas tienen la ventaja que pueden conectarse a un equipo de procesamiento digital para escanear la imagen mediante algoritmos especialmente diseñados que pueden encontrar y destacar las áreas anormales de densidad, masa o calcificación, ya que éstas pueden indicar la presencia de cáncer.

Como ya se ha mencionado en el Capítulo 3, una forma avanzada de generación de imágenes mamarias consiste en la obtención de múltiples imágenes de los senos, tomadas en diferentes ángulos rotando el tubo de rayos X y el detector alrededor del seno, las que son procesadas para reconstruir imágenes en tres dimensiones. Este procedimiento, conocido como mamografía tridimensional (3D) y tomosíntesis digital (DBT, por sus siglas en inglés, *Digital Breast Tomosynthesis*) es similar a la tomografía axial computarizada (TAC).

En consecuencia, la estructura de los dos procedimientos anteriores es básicamente la misma de la figura 5.12, aunque deben disponer además de diversos accesorios para la captura de las imágenes, para la rotación del generador y del mecanismo sensor de la radiación, así como un sistema digital para el procesamiento de la información.

Tomógrafo. Utiliza la radiación X y un grupo de detectores que rotan transversalmente alrededor del cuerpo y siguen una trayectoria helicoidal para obtener información en diferentes direcciones. Esta información permite generar imágenes por medios computacionales en forma de rebanadas del cuerpo (llamadas cortes). Las imágenes pueden observarse en un monitor, grabarse en una película o almacenarse. También por medio de algoritmos especializados pueden crearse modelos tridimensionales de los órganos procesando varios cortes individuales.

Por su forma de trabajo, los equipos de ultrasonido pueden determinar la profundidad, la intensidad y la dirección de los ecos, por lo que es posible generar imágenes ultrasónicas, así como operar proporcionando diferentes resultados, como se señala en la figura 5.14, en la que se mencionan los distintos modos que ya se comentaron en el Capítulo 3 en el párrafo “*La Imagen Ultrasónica*”. Además, los distintos sistemas pueden trabajar con un transductor

o un conjunto de ellos para la emisión y otro para la recepción, pero también hay equipos que utilizan el mismo transductor o arreglo ultrasónico para la emisión y la recepción de los ecos, lo cual depende del modo de trabajo, del equipo y del fabricante.

EQUIPO DE ULTRASONIDO O ECÓGRAFO

Como se sabe los rayos X son ionizantes, lo que a la larga y en dosis elevadas puede afectar el funcionamiento de órganos y tejidos produciendo efectos agudos tales como enrojecimiento de la piel, caída del cabello, quemaduras por radiación o síndrome de irradiación aguda. El uso del ultrasonido para capturar imágenes basadas en los ecos que se producen en el organismo es una práctica más segura, ya que no se han reportado efectos secundarios cuando el equipo se utiliza adecuadamente y se evitan los órganos sensibles. En la figura 5.14 se muestra un diagrama esquemático de este tipo de instrumentos basados en la propiedad del ultrasonido de generar ecos en los tejidos, que en este caso sirven para delimitar las estructuras de los órganos internos. En la figura 5.15 se muestra un equipo portátil de ultrasonido de tipo comercial.

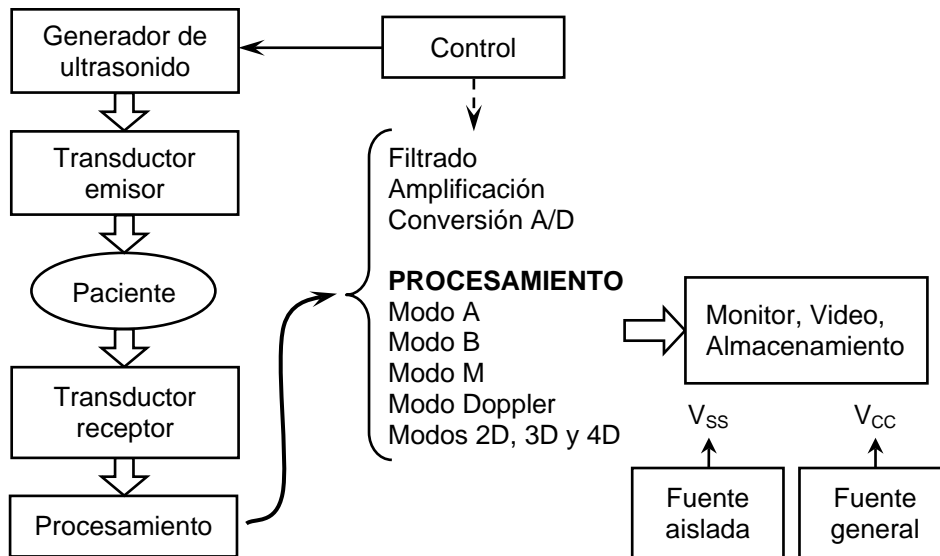


Figura 5.14 Diagrama general esquemático de un equipo típico de ultrasonido que puede operar en varios modos, y que dispone de un sistema de procesamiento digital.

Características de los equipos de ultrasonido

Los equipos emplean cristales piezoeléctricos, los cuales al ser estimulados eléctricamente vibran en frecuencias que oscilan entre 0.5 MHz y 11.0 MHz, al mismo tiempo que realizan el proceso inverso que consiste en la generación de señales eléctricas debidas a los ecos, ya que son estímulos con las mismas frecuencias ultrasónicas. En consecuencia, el trabajo de los transductores consiste en la obtención de los ecos que se producen en los límites entre los distintos tejidos del cuerpo. Como la frecuencia de trabajo del equipo de ultrasonido está directamente relacionada con la absorción y la atenuación del haz, resulta que, a mayor frecuencia, el ultrasonido se absorbe más rápidamente. Por tanto, las frecuencias entre 0.5 y 1 MHz se emplean preferentemente para visualizar las estructuras más profundas, mientras

que las más altas son útiles para examinar la piel y el tejido subcutáneo. Por otra parte, las frecuencias más altas generan una mayor resolución de las imágenes que las frecuencias más bajas.



Figura 5.15 Equipo comercial de ultrasonido portátil con dos transductores. (Imagen tomada del folleto de MINDRAY MEDICAL INTERNATIONAL Co.).

El uso más difundido de los equipos de ultrasonido corresponde a la visualización del feto en sus distintas fases de crecimiento, aunque también se emplea para evaluar algunas características del flujo sanguíneo por medio del efecto Doppler. Con este sistema es posible obtener información sobre la presencia, dirección y tipo del flujo sanguíneo. Esta información puede procesarse para generar sonogramas o espectrogramas e imágenes a color superpuestas a la información anatómica que se ha obtenido en tiempo real.

GLUCÓMETRO PORTÁTIL

Para controlar el nivel de glucosa en sangre se emplea este dispositivo de fácil utilización, el que requiere una pequeña muestra de sangre para realizar la medición en miligramos por decilitro (mg/dL). La sangre se coloca en una tira de prueba en la que se produce una reacción electroquímica que permite la realización de la medición al conectarla con el dispositivo medidor, siguiendo un diagrama de bloques como el que corresponde a un glucómetro portátil que aparece en la figura 5.16.

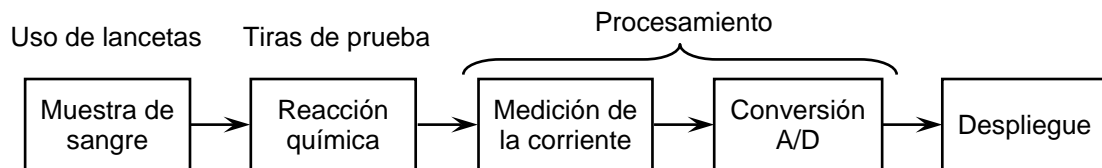


Figura 5.16 Diagrama esquemático general de un glucómetro portátil.

Por tanto, el procedimiento requiere la utilización de lancetas para obtener una muestra de sangre; tiras de prueba que contienen glucosa oxidasa (aunque también se utilizan otras enzimas), en las que se produce una reacción electroquímica, la que genera una variación de conductancia en la tira de prueba. Un dispositivo electrónico mide la variación de la conductancia por medio de las variaciones de una corriente, la que es proporcionalmente mayor mientras mayor sea la concentración de glucosa en la muestra de sangre. Posteriormente, el dispositivo realiza una conversión analógica a digital para que pueda ser desplegada en una pequeña pantalla.

Para que la medición pueda realizarse adecuadamente, las tiras reactivas deben bloquear la porción celular de la sangre mediante un filtro barrera para que a la zona reactiva solo pueda pasar el plasma. Entonces, la medición de la concentración de glucosa en estos dispositivos consiste básicamente en un sistema de medición enzima/coenzima, porque la medición se realiza sobre la variación de la corriente que se produce.



Figura 5.17 Glucómetro comercial portátil y dos tiras desechables de prueba. (Imagen tomada del folleto de glucómetros BAYER).

Por otra parte, en muchos dispositivos existe la posibilidad de que el resultado pueda ser almacenado en una memoria interna junto con otros datos. Además, como puede deducirse por la reacción química, la medición que se realiza no ocurre en tiempo real porque la requiere de unos cuantos segundos para completarse y las tiras reactivas deben descartarse después de su uso. Por tal razón para repetir la medición se necesitan algunos minutos adicionales. En la figura 5.17 se muestra un glucómetro portátil que trabaja con muestras de sangre que producen una reacción química en tiras reactivas desechables.

Esta forma no es la única para completar la medición de la concentración de glucosa en la sangre, ya que existen otros mecanismos de medición, como biosensores implantados en forma subcutánea que, aunque también son discontinuos, proporcionan un resultado más

continuo; o bien, métodos fotométricos que usan la variación de color que produce la reacción para obtener un resultado, entre otros sistemas.

GAMMA CÁMARA

El uso de las radiaciones ionizantes no se limita a la radiografía, ya que la gamma cámara es el detector más ampliamente utilizado en la medicina nuclear. Su operación consiste en la administración al paciente de un radiofármaco controlado cuyas características hacen que al metabolizarse se distribuya en los órganos o en las estructuras corporales de acuerdo con la actividad que estos realizan. En consecuencia, el organismo produce emisiones de rayos gamma de baja intensidad que pueden ser detectados por la cámara.

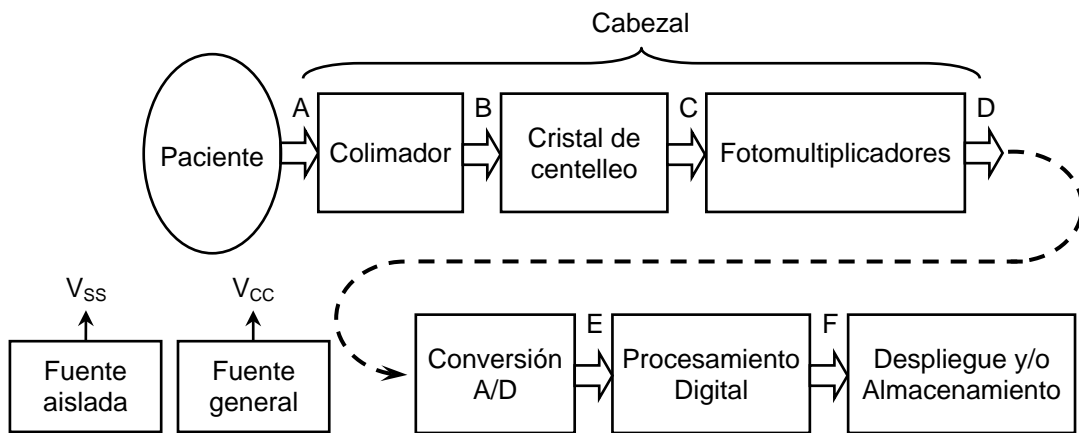


Figura 5.18 Diagrama general de una gamma cámara típica. A = Radiación emitida por el radiofármaco; B = Radiación captada y colimada en paralelo; C = Destellos luminosos del cristal; D = Amplificación de los fotones; E = Información digital; y F = Resultados.



Figura 5.19 Gamma cámara. (Imagen tomada del folleto de SIEMENS).

La estructura de este equipo consta de un cabezal detector de la radiación que rota transversalmente alrededor del paciente, el que está compuesto de un colimador que dirige ortogonalmente la radiación emitida por el paciente; un gran cristal de centelleo que es el que la detecta; y un conjunto de fotomultiplicadores que se acoplan ópticamente. La estructura está diseñada para impedir que otras fuentes de radiación no deseadas afecten su funcionamiento y para evitar todas las fuentes de interferencia. A continuación, las señales obtenidas a la salida de los fotomultiplicadores se conectan a un sistema electrónico para su procesamiento y visualización. En la figura 5.18 se describe un diagrama de bloques general de este equipo y en la figura 5.19, se muestra la imagen de un equipo de gama cámara.

Como el radiofármaco se distribuye en el organismo del paciente y emite radiación gamma en todas direcciones, se requiere el uso de un colimador que se encargue de seleccionar solo la radiación que procede del paciente en la dirección ortogonal éste. El cristal de centello reacciona a la radiación colimada produciendo destellos luminosos. Finalmente, los fotomultiplicadores se encargan de amplificar estos destellos, lo que genera un patrón de dos dimensiones que representa la proyección de la distribución de la actividad existente en los órganos y estructuras corporales en donde se ha distribuido el radiofármaco.

Cada destello es detectado por los fotomultiplicadores, de tal forma que dependiendo de la intensidad de los destellos amplificados se determina la energía del rayo gamma original. Además, con la posición de los fotomultiplicadores se obtienen las coordenadas del origen del destello, el que se representa como un punto luminoso en la pantalla de visualización, aunque por este medio no se obtiene información sobre la profundidad de la fuente de la radiación.

Los equipos analógicos utilizan un osciloscopio de memoria, con lo que la acumulación de los puntos produce una mayor o menor densidad de luminosidad en la pantalla, lo que corresponde con la distribución de la sustancia radiactiva en el paciente. Los equipos digitales, en forma similar, generan en la memoria del procesador una matriz en la que cada posición corresponde a un valor específico de coordenadas, por lo que en dicha matriz se acumulan las incidencias detectadas, lo que al final de la adquisición se produce una imagen que destaca las posiciones y las intensidades en cada punto. En esta imagen las intensidades pueden señalarse en forma de píxeles en una escala de color o de niveles de gris. Por tanto, lo que se obtiene es una proyección ortogonal de la distribución del fármaco en el cuerpo del paciente, por lo que la imagen no contiene ninguna información sobre la profundidad a la que se encuentra la fuente de emisión, lo que significa que las imágenes obtenidas son solo de dos dimensiones, por lo que reciben el nombre de gammagrafías planares.

EQUIPO DE HEMODIÁLISIS

Este equipo se utiliza para realizar hemodiálisis el cual es un procedimiento que se sirve para sustituir las funciones principales del riñón, lo que toma unas cuatro horas varias veces por semana. El proceso consiste en el filtrado de las sustancias nocivas presentes en la sangre, las que son producto del metabolismo. En este aparato se toma la sangre de una arteria del brazo la que es bombeada a través de tubos blandos hacia el equipo en el que hay un filtro especial llamado dializador (también llamado *riñón artificial*). El dializador deja pasar el

exceso de agua, los desechos nocivos y los líquidos adicionales, pero retiene los elementos importantes para el torrente sanguíneo, como son las células sanguíneas y los nutrientes.

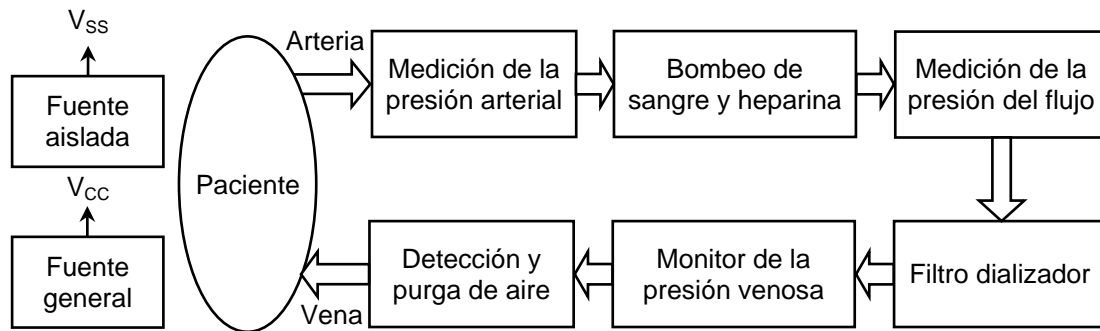


Figura 5.20 Diagrama esquemático de un equipo de hemodiálisis. Las flechas indican el flujo de la sangre y los bloques representan los procesos involucrados.

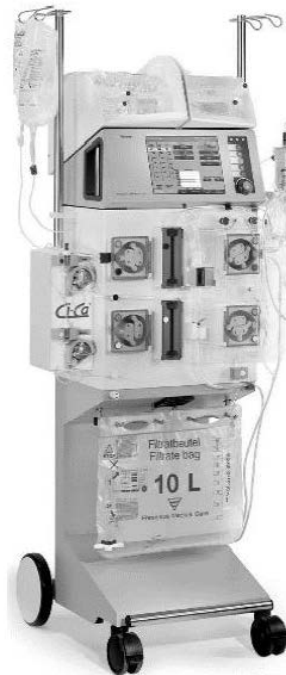


Figura 5.21 Equipo comercial de hemodiálisis. (Imagen tomada del folleto de FRESENIUS MEDICAL CARE).

Los desechos y los líquidos adicionales contenidos en la sangre son transportados, dentro del equipo, hacia un líquido especial de limpieza (llamado *dialisato*), mientras que la sangre ya dializada vuelve a fluir hacia el paciente a una vena cercana a la arteria del mismo brazo de la que se extrajo la sangre, por lo que solo hay una pequeña cantidad de sangre fuera del cuerpo en todo momento. El proceso de extracción e inyección de la sangre se realiza

rutinariamente por un acceso vascular, el que consiste básicamente en una fístula arteriovenosa que se ha creado previamente por medio de una intervención quirúrgica menor, lo cual se realiza uniendo una arteria y una vena contiguas del brazo. Esta intervención es necesaria para que la arteria y la vena adquieran el diámetro adecuado para el flujo requerido por la dialización.

Las máquinas de diálisis actuales monitorean en forma continua varios parámetros de seguridad que son críticos, incluyendo entre ellos la tasa de flujo de la sangre y del dialisato, la presión sanguínea, el ritmo cardíaco, la conductividad, el pH, entre otros. El equipo puede emitir una alarma cuando alguna de estas lecturas está fuera del valor normal. La figura 5.20 representa un diagrama general simplificado de uno de estos aparatos y en la figura 5.21 se muestra la imagen de un equipo comercial de hemodiálisis.

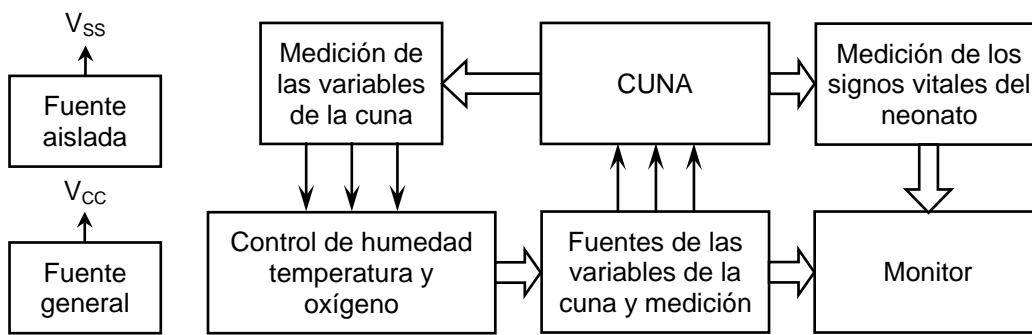


Figura 5.22 Diagrama esquemático general de una incubadora.

OTROS EQUIPOS

Existe una serie de equipos médicos y biomédicos que son generalmente de terapia, aunque también prestan ayuda en caso de incapacidades y algunos son de aplicación general. Varios de ellos se detallan a continuación.

Incubadora

En ciertos casos específicos los recién nacidos necesitan un apoyo para poder desarrollarse correctamente, porque la madre ya no puede darles esta protección. Por tanto, la incubadora le proporciona un ambiente óptimo que constituye también una protección contra gérmenes y ruidos externos. Estos aparatos disponen de controles de temperatura, de humedad y de oxígeno, para proporcionar al recién nacido los valores óptimos que su cuerpo necesita. Al mismo tiempo, tienen un monitor que despliega el ritmo cardíaco, la respiración y los signos vitales del bebé. La figura 5.22 muestra un diagrama general de este aparato y en la figura 5.24 a) se presenta un equipo comercial de incubadora.

Equipo de anestesia

Este equipo es un instrumento compuesto por partes mecánicas, neumáticas y electrónicas cuyo objetivo es proporcionar un suministro controlado de gas médico continuo y preciso al paciente por vía respiratoria, ya sea con respiración normal o forzada. Los gases comúnmente utilizados son el oxígeno, el óxido nitroso, el aire y diversos vapores anestésicos que son necesarios para una intervención quirúrgica. Estos gases se

administran a los pacientes con un flujo y presión seguros para garantizar una adecuada respiración y el nivel de anestesia apropiado, incluyendo un ventilador y dispositivos de monitoreo del paciente.

Un diagrama esquemático general de este equipo se describe en la figura 5.23, en la que se incluye la etapa de medición de parámetros del paciente y su despliegue en un monitor, mientras que en la figura 5.24 b) se muestra un equipo comercial de máquina de anestesia.

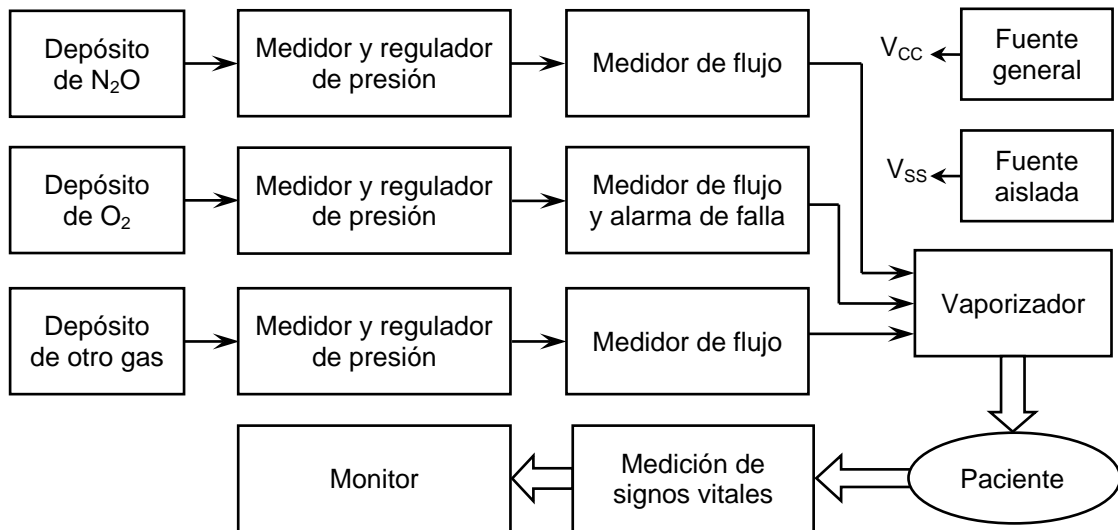


Figura 5.23 Diagrama esquemático general de un equipo de anestesia que incluye la medición de los signos vitales del paciente

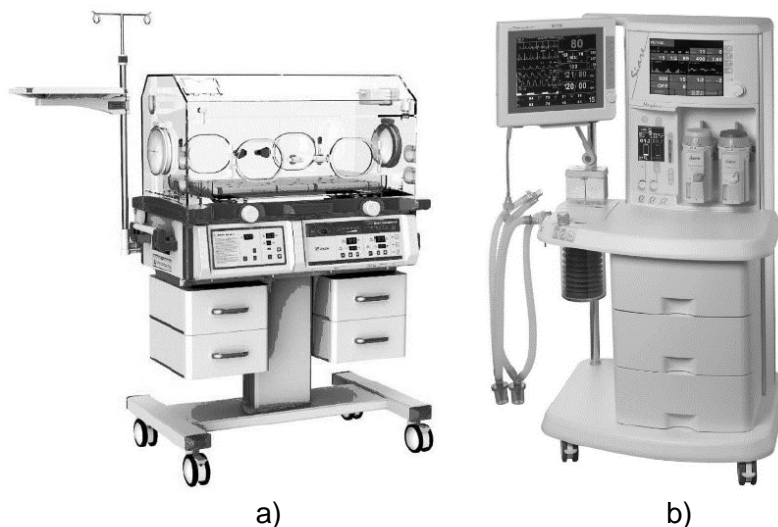


Figura 5.24 Equipos comerciales de a) Incubadora; b) Equipo de anestesia. (Imágenes tomadas de los folletos de ZHENGZHOU DISON INSTRUMENT y SIARE ENGINEERING INTERNATIONAL GROUP, respectivamente)

Holter

Este dispositivo es simplemente un monitor de la actividad cardiaca, que la adquiere en largos periodos (usualmente 24 o hasta más de una semana), la registra y que en algunos casos puede realizar un análisis del ECG mediante un conjunto de algoritmos especialmente diseñados para este propósito. Estos algoritmos pueden detectar algunas anomalías en el funcionamiento del corazón, como las alteraciones del ritmo cardíaco, la presencia de extrasístoles o la alternancia de la onda T, que pueden ser de esporádica ocurrencia y por esa razón no detectarse en un ECG en la clínica. Su uso consiste en disponer varios electrodos adheridos en determinados puntos del pecho, lo que suele depender del modelo del dispositivo, los que suelen ser solo unos cuantos, razón por la cual no coinciden con los puntos estándar de la captura de las señales del ECG que aparecen en la figura 2.14 del Capítulo 2. Esto es debido a su carácter ambulatorio, porque se trata de minimizar los artefactos debidos a la actividad muscular, motivo por el cual se disponen sobre los huesos y no sobre los músculos.

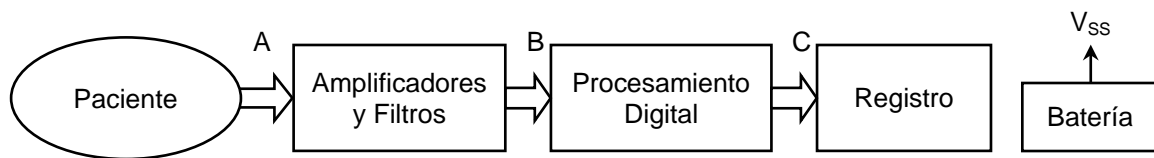


Figura 5.25 Diagrama esquemático simplificado de un Holter. A = Señales electrocardíacas; B = Señales amplificadas y filtradas; C = Señales procesadas y resultados.

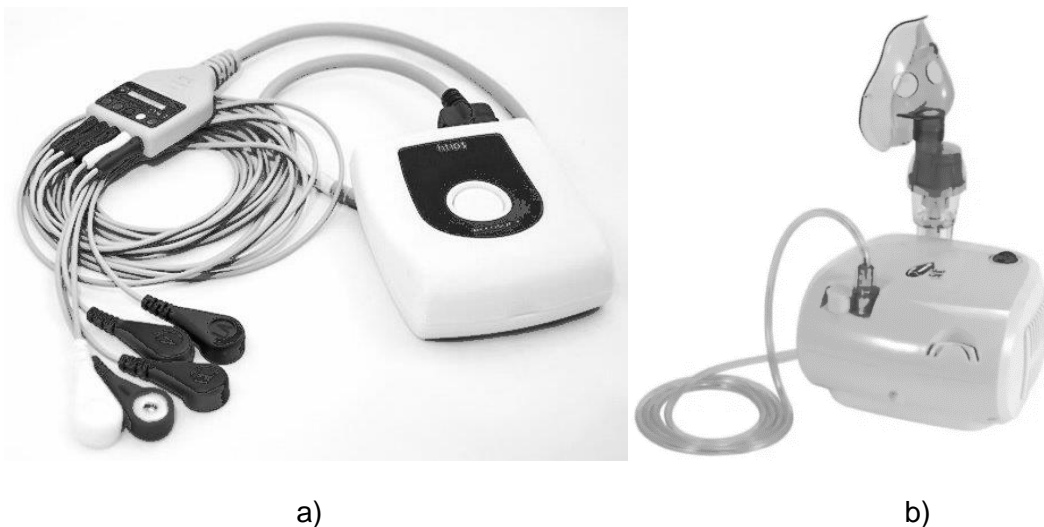


Figura 5.26 Equipos portátiles de tipo comercial. a) Holter; b) Nebulizador. (Imágenes tomadas de los folletos de ECCOSUR S.A. y HOMECARE DE MEXICO, S.A. de C.V., respectivamente).

El dispositivo es ambulatorio para que pueda registrar la actividad eléctrica del corazón mientras el paciente realiza todas sus actividades normales, ya que algunas anomalías cardiacas se presentan solo en determinadas circunstancias, como durante el ejercicio, en

condiciones de estrés e, incluso, durante el sueño. Durante todo el periodo de utilización el dispositivo puede detectar los latidos cardíacos anormales esporádicos y registrar el tipo de patrón que producen, con qué frecuencia ocurren, cuánto duran y si se presentan al mismo tiempo con otros síntomas. En la figura 5.25 se presenta un diagrama simplificado de este instrumento y en la figura 5.26 a) se muestra una imagen de un dispositivo de tipo Holter.

Nebulizador y Respirador o Ventilador

Estos dos dispositivos están muy vinculados con la función respiratoria. El nebulizador convierte un líquido en aerosol, lo que facilita la administración de medicamentos por vía aérea, ya que en esta forma es más cómodo para el paciente inhalar diversos fármacos por medio de una mascarilla o un tubo endotraqueal mientras respira en forma natural o forzada. El respirador o ventilador es un dispositivo mecánico que contribuye a la respiración natural cuando el paciente tiene problemas para hacerlo por sí solo, pero también puede sustituirla en casos extremos. En la figura 5.26 b) se presenta un equipo comercial de nebulización.



a) **b)**
Figura 5.27 a) Equipo comercial de respiración y b) monitor del equipo. (Imagen tomada del folleto de STERNMED GmbH).

La aplicación del respirador puede darse en forma invasiva o no invasiva. La primera se realiza a través de un tubo endotraqueal que se introduce por la boca o la nariz hasta los bronquios; o bien, cuando el paciente tiene obstruida la vía aérea, se emplea un tubo de traqueostomía, procedimiento médico en el cual se coloca una cánula o sonda en la tráquea para abrir la vía aérea. A su vez la ventilación mecánica no invasiva se realiza sin intubación endotraqueal, por medio de una mascarilla facial. Ambos dispositivos ayudan a respirar o a controlar la respiración y(o) la administración de algún medicamento. En la clínica se trata de un sencillo dispositivo electromecánico neumático que se controla por la presión o el

volumen del gas suministrado al paciente pudiendo en casos extremos sustituir por completo la respiración natural. En la figura 5.27 a) se presenta un equipo comercial de respiración y en la figura 5.27 b) el monitor del mismo equipo.

INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN

Una gran cantidad de equipos biomédicos operan siguiendo el esquema de convertir una señal biológica de tipo analógico en una señal eléctrica para cuantificarla. Las señales biológicas son mesurandos de diverso tipo como, por ejemplo, temperatura, presión, campo magnético, desplazamiento, volumen o flujo, entre otros. Como no están en un formato adecuado para ser procesados directamente, estos mesurandos son convertidos a señales eléctricas de voltaje o de corriente por medio de un transductor especialmente diseñado para ser amplificados, filtrados, convertidos al formato digital para finalmente ser procesados, almacenados o desplegados en una pantalla o monitor, siguiendo el diagrama de bloques de la figura 5.28.

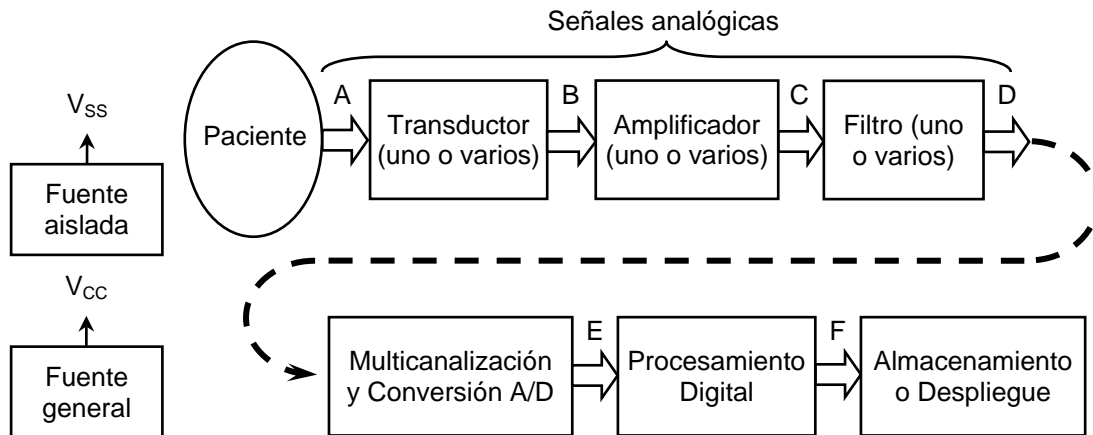


Figura 5.28 Diagrama esquemático de la estructura de un sistema que usa transductores para adquirir uno o varios mesurandos. A = Señales biológicas; B = Señales eléctricas; C = Señales amplificadas; D = Señales filtradas; E = Señales digitalizadas; F = Resultados.

La estructura de la figura puede ser mucho más compleja, porque pueden ser varios transductores trabajando en paralelo, junto con amplificadores de ganancia y ancho de banda específicos, filtros, seguidos de una etapa de multicanalización, otra de conversión A/D y de un sistema de procesamiento digital, como el que se detalla en la figura, ya que son sistemas de medición. Entre estos instrumentos están el oxímetro, el espirómetro, el flujómetro y el pletismógrafo, los que se detallan a continuación.

Oxímetro

La medición de la concentración de oxígeno en la sangre es un procedimiento no invasivo que se realiza en forma indirecta mediante un procedimiento que se basa en que la hemoglobina (Hb) puede absorber la luz de ciertas longitudes de onda en diferente proporción cuando se trata de oxihemoglobina (Oxy Hb, la que transporta el oxígeno) y

desoxihemoglobina (Deoxy Hb, la que no lleva oxígeno). Por ello la medición se realiza en un dedo o en el lóbulo de una oreja aplicando la radiación que producen dos diodos emisores, uno de los cuales emite luz roja (absorbida por la Deoxy Hb), cuya longitud de onda es de alrededor de 650 nm; mientras que el otro emite luz infrarroja (absorbida por la Oxy Hb), la cual tiene una longitud de onda de 950 nm aproximadamente. La medición se realiza usando dos diodos receptores que determinan la diferencia entre la luz emitida y la que ha atravesado los capilares del dedo o del lóbulo de la oreja. Con estos valores se calcula el porcentaje de absorción de ambas longitudes de onda y, por comparación, se determina la concentración de oxígeno en sangre.

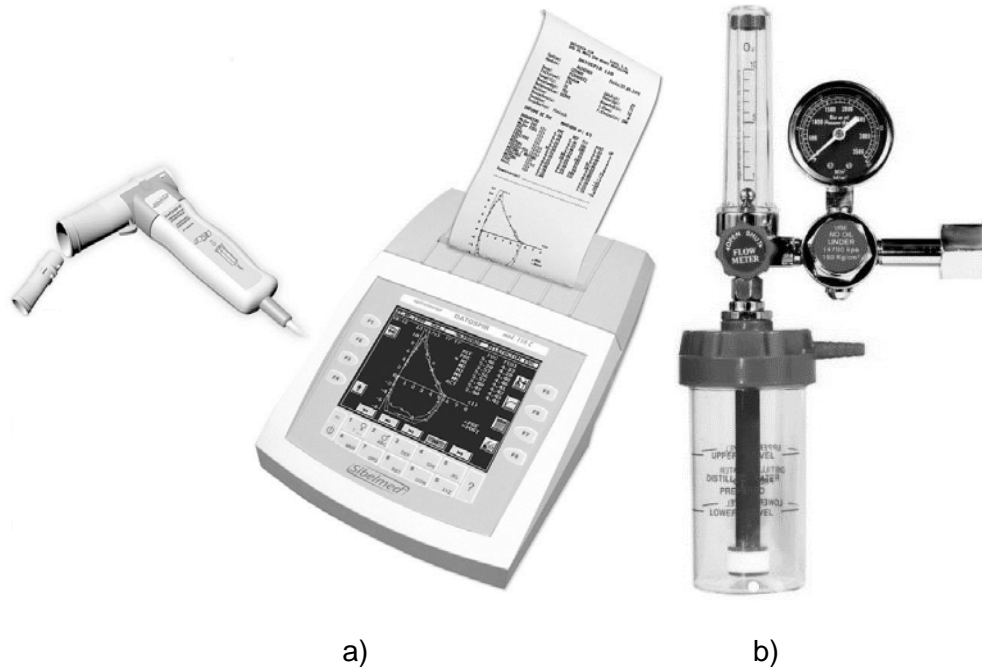


Figura 5.29 a) Espirómetro comercial con boquilla respiratoria y b) Flujómetro comercial con regulador. (Imágenes tomadas de los folletos de SIBELMED GROUP y AMCAREMED TECHNOLOGY, respectivamente).

Espirómetro y Flujómetro

El espirómetro es un instrumento destinado a la evaluación del funcionamiento de los pulmones, ya que mide el volumen y el flujo de aire de la respiración cuando el paciente está respirando en forma normal o forzada. El flujómetro, por su parte es el instrumento destinado a la medición de la máxima cantidad de aire exhalado. El principio mediante el cual se realiza la medición implica varias formas de transducción, como las siguientes:

- a) Fuelle. La respiración infla y desinfla un fuelle especialmente diseñado, por lo que registra el movimiento y, por ende, el volumen y el flujo de aire,
- b) Turbina. La velocidad de giro de una hélice en el interior del tubo por donde se respira permite generar gráficas flujo-volumen y volumen-tiempo,
- c) Neumotacómetro o de obstrucción. El flujo del aire de la respiración pasa a través de un tubo que tiene una obstrucción, lo que produce una diferencia de presión a

ambos lados de la obstrucción. Este instrumento mide esta diferencia para determinar el flujo.

- d) Campana o de agua. El aire empuja una campana sumergida en agua o la libera, por lo que el desplazamiento de la campana es una medida del volumen y del flujo.
- e) Transductor de ultrasonido. Cuando el ultrasonido se propaga en diagonal al flujo de aire tarda menos tiempo si va en el sentido del flujo, que en el sentido contrario. La diferencia entre estos tiempos indica el volumen y el flujo de aire.
- f) Pletismógrafo. En una cabina hermética, la presión de la cabina aumenta cuando se inspira por una boquilla conectada al exterior, en tanto que cuando se espira, disminuye. La diferencia de presiones indica el volumen y el flujo de aire.
- g) Hilo caliente o anemómetros de hilo caliente. Un hilo de platino se mantiene a temperatura constante por medio de una corriente, por lo que cuando el paso del aire lo enfría la corriente debe aumentar. Esto implica que lomo a variación de la corriente se detecta se tiene un resultado que permite calcular el flujo de aire.

En la figura 5.29 a) se muestra un espirómetro comercial y en la figura 5.29 b) un flujómetro comercial.

Capnógrafo

Este equipo mide la concentración de dióxido de carbono (CO_2) inhalada y exhalada por una persona. La mayor parte de los capnógrafos trabajan con uno de dos principios: la Espectroscopía de Absorción Infrarroja y la Espectroscopía Fotoacústica. El primer principio consiste en aprovechar la propiedad que tiene el CO_2 de absorber la radiación infrarroja que tiene una longitud de onda de 4.3 μm . Utilizando esta propiedad, a partir de una fuente de radiación de esa longitud de onda es posible medir la concentración de CO_2 en tiempo continuo en una cámara de análisis durante todo el ciclo respiratorio y por tanto obtener un trazo capnográfico. La cantidad de radiación que es recibida por el fotodetector resulta ser proporcional al número de moléculas presentes en la cámara, lo que hace posible calcular los valores de la concentración de CO_2 .

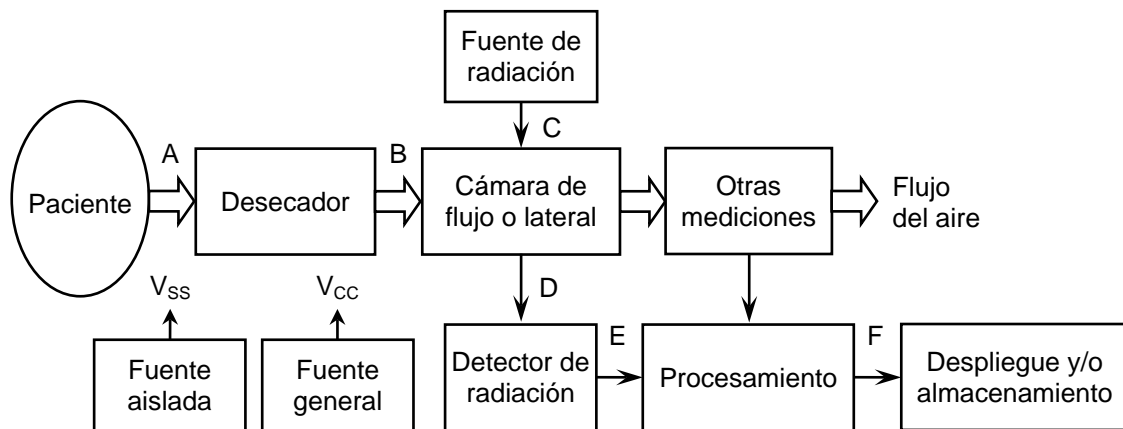


Figura 5.30 Diagrama general de un capnógrafo típico. A = Flujo respiratorio; B = Aire desecado; C = Radiación de 4.3 μm ; D = Radiación no absorbida; E = Medición; y F = Resultados.

El segundo principio de la Espectroscopía Fotoacústica, el que es menos utilizado, consiste en irradiar el CO_2 con una longitud de onda de 4.3 μm pulsante. Cuando esto ocurre se tiene

que la radiación es absorbida por el CO_2 , lo que produce calor el que genera variaciones de temperatura del fluido de acuerdo con los pulsos. Las variaciones de temperatura dan lugar a cambios de presión lo que produce un sonido que se detecta mediante un micrófono conectado a la celda.

El capnógrafo suele incluir un oxímetro para medir la saturación de oxígeno (SpO_2) y la frecuencia cardíaca o la frecuencia de pulso. En la figura 5.30 se presenta un diagrama de bloques general de este instrumento, en el que se indica que la cámara puede ser de flujo (cuando la detección se realiza dentro del tubo de respiración) o lateral (cuando la detección se realiza extrayendo una muestra de aire del tubo). Además, en la figura 5.31 a) se muestra un capnógrafo comercial.



Figura 5.31 a) Capnógrafo y b) Fotopleletismógrafo. (Imágenes tomadas de los folletos de NONIN MEDICAL, INC. y BIOTEKNA BIOMEDICAL TECH., respectivamente).

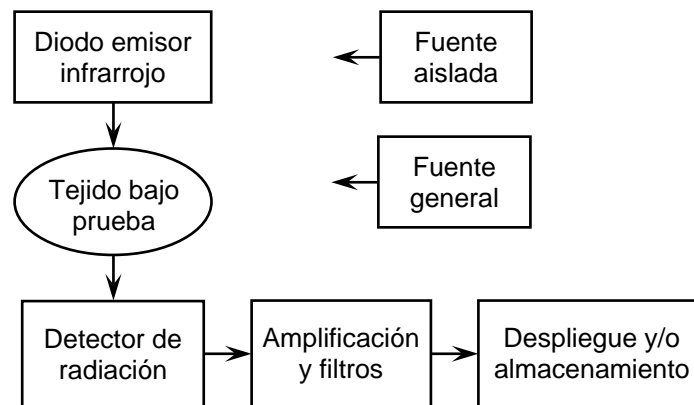


Figura 5.32 Estructura esquemática de un fotopleletismógrafo de dedo o de oreja.

Fotopleletismógrafo de dedo

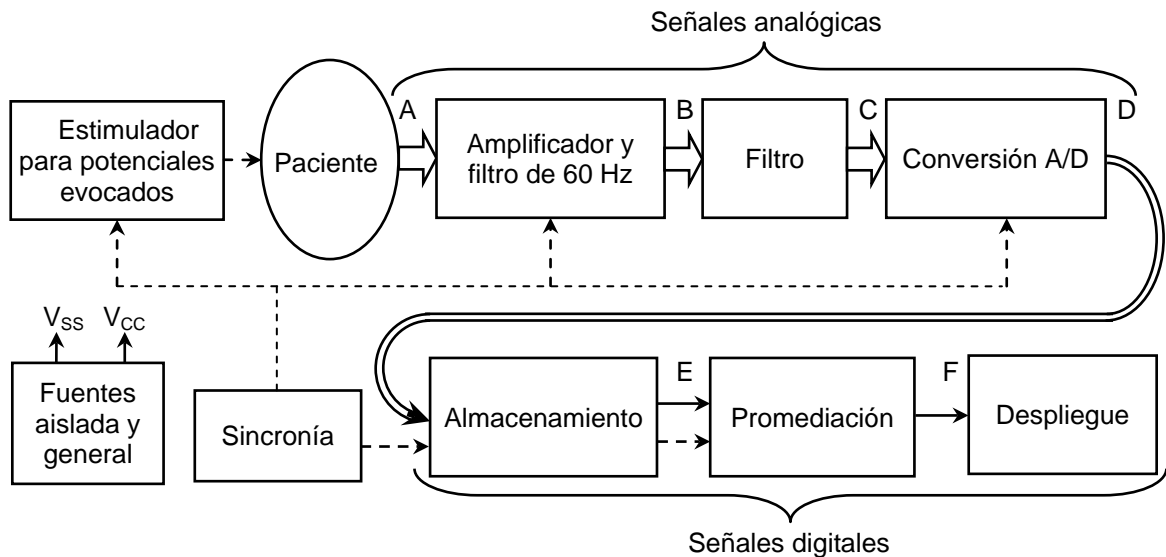
Se trata de un dispositivo basado en una técnica óptica simple y de bajo costo que se utiliza para detectar cambios de volumen de la sangre a nivel micro vascular del tejido. El

mecanismo de la fotopleletismografía utiliza principios ópticos que consisten en que la propiedad de la luz infrarroja puede reflejarse en los glóbulos rojos que transportan la hemoglobina. Debido a este principio, la luz emitida por un LED se refleja o se trasmite a través de un tejido bajo prueba (usualmente un dedo o el lóbulo de la oreja) la que es detectada por un fotosensor que la convierte en un voltaje. Cuando aumenta el flujo cutáneo de la sangre también aumenta la cantidad de luz reflejada o transmitida. De esta manera se obtiene una medida cuantitativa del flujo sanguíneo. Este dispositivo se utiliza principalmente para la medición de la frecuencia cardíaca, el flujo sanguíneo y la respiración. En la figura 5.32 se aprecia un diagrama simplificado de este instrumento. Y en la figura 5.31 b) se muestra un fotopleletismógrafo comercial.

EJEMPLOS

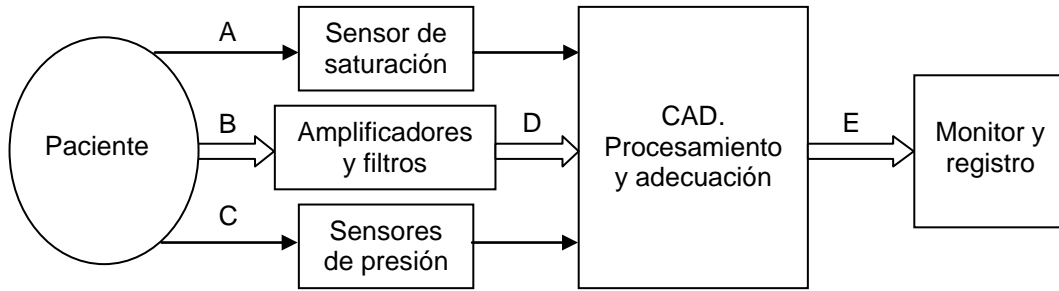
1. Modifique el sistema de la figura 5.8 para incluir los detalles específicos de la adquisición de Potenciales Evocados.

R: El diagrama modificado que incluye los pasos para la obtención de Potenciales Evocados con un solo canal de adquisición resulta ser el que se muestra, en el que se detallan los siguientes puntos: A = señales EEG sincronizadas. B = señales de A, amplificadas y rechazo de 60 Hz. C = señales de B filtradas. D = señales de C sincronizadas y convertidas a la forma digital. E = señales de D almacenadas y sincronizadas. F = potencial evocado promedio.



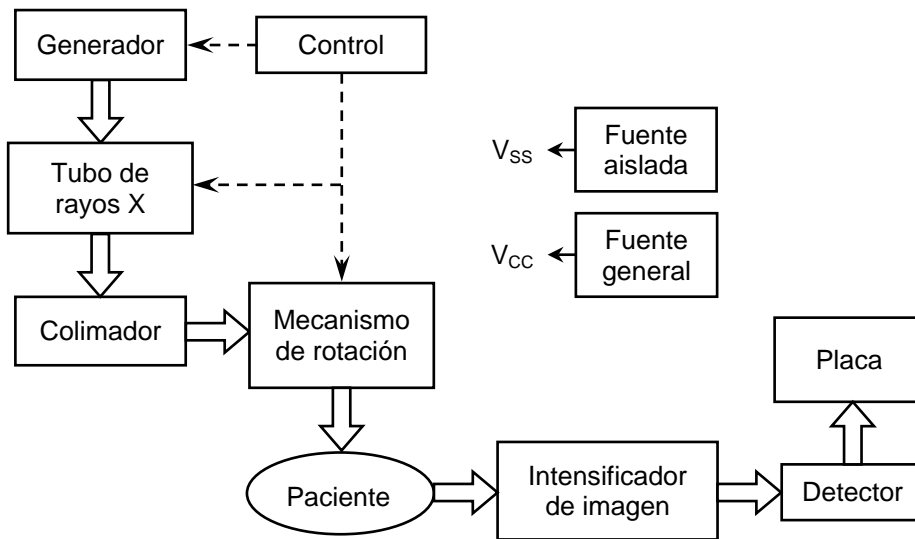
2. Un electrofisiógrafo dispone de entradas para 12 canales de ECG, dos canales de presión invasiva, mide presión sistólica, diastólica y frecuencia cardíaca y también saturación de oxígeno. Elabore un diagrama de bloques del sistema.

R: De acuerdo con el siguiente diagrama de bloques, en el que se cumple con las características señaladas, el sistema queda de la siguiente forma. En A se captura la saturación de oxígeno mediante un transductor; en B se obtienen las señales de ECG por medio de electrodos; y en C se capturan las señales de presión por medio de transductores apropiados; en D se dispone de las señales procesadas; y en E, las señales ajustadas al formato digital listas para ser presentadas en el monitor.



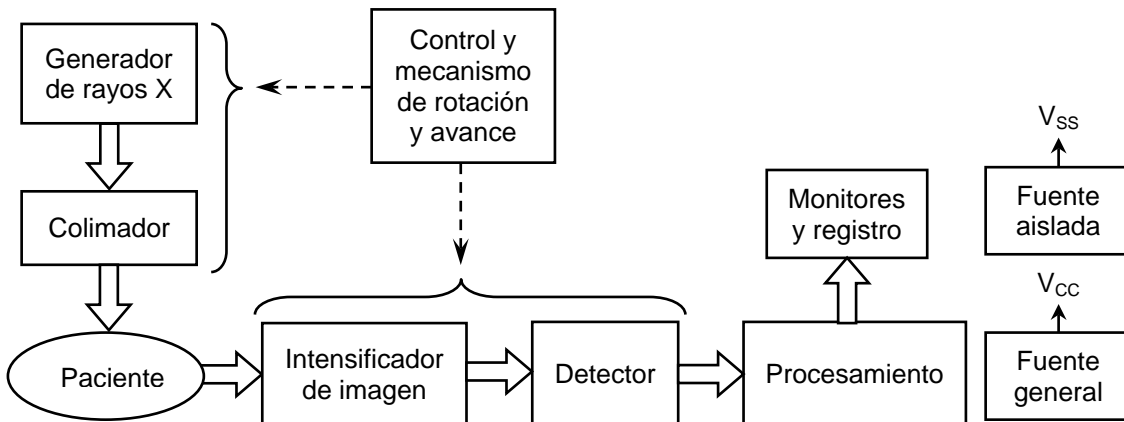
3. Modifique el sistema de la figura 5.12 para incluir los detalles de la ortopantomografía.

R: La gran diferencia de este sistema con un equipo de rayos X convencional es que la fuente de la radiación debe girar en un ángulo que permita escanear la mandíbula, por lo que debe realizar un movimiento de rotación para obtener la radiografía panorámica.



4. La tomografía se basa en la emisión de rayos X los que se proyectan sobre el paciente y se desplazan en forma helicoidal para posteriormente procesar los resultados obtenidos por los sensores para construir con programas de cómputo imágenes de cortes del cuerpo. Haga un diagrama de bloques del sistema.

R: De acuerdo con la forma en que opera el equipo de tomografía, la siguiente imagen es un diagrama general del sistema.



EJERCICIOS

1. Una etapa de adquisición de señales analógicas captura sólo cuatro (4) señales asincrónicas y su salida son las mismas señales digitalizadas en serie:
 - a. Dibuje un diagrama estructural detallado de la etapa,
 - b. Señale con claridad y muy brevemente la función de cada bloque, y
 - c. Mencione al menos dos (2) aplicaciones de esta etapa.
2. Un instrumento mide aceleración mediante una masa libre que se apoya en un dispositivo piezoeléctrico. Haga un diagrama estructural detallado del instrumento indicando en cada paso el mesurando correspondiente, desde la entrada (aceleración) hasta la salida (voltaje).
3. Una etapa de adquisición de señales analógicas captura solo tres (3) señales: un canal de ECG, la temperatura y la concentración de CO₂ respiratorio. La salida son estas señales digitalizadas, en formato paralelo y por tres puertos independientes:
 - a. Dibuje un diagrama estructural detallado y completo de la etapa,
 - b. Señale con claridad y muy brevemente la función de cada bloque, y
 - c. Indique las características de las señales de las salidas de cada bloque.
4. Un determinado equipo mide presión por medio de un pilar elástico, el que deforma a un puente de galgas resistivas dispuestas estratégicamente en el pilar. Por efecto de la deformación las galgas modifican sus resistividades. Además, por ellas se hace circular una corriente mediante una fuente de alimentación y una resistencia fija. Haga un esquema físico del transductor y un diagrama eléctrico y estructural detallado del sistema.
5. Un determinado sistema de ultrasonido funciona de la siguiente manera:
 - a. Emite una señal constante de ultrasonido mediante un transductor especializado.
 - b. Recibe los ecos del tejido estimulado en un segundo transductor sensible.
 - c. La señal obtenida es amplificada.
 - d. La señal es procesada para eliminar el ruido y darle más contraste.
 - e. La señal se convierte en un mapa bidimensional.Finalmente, el sistema presenta este mapa en un monitor.
Haga un diagrama estructural detallado del sistema completo.
6. Un sistema de almacenamiento de datos clínicos debe trabajar con lo siguiente:
 - a. Datos generales del paciente (nombre, edad, peso, estatura, etc.),
 - b. 10 señales ECG obtenidas en cada uno de 5 momentos diferentes, y
 - c. 10 Imágenes de tomografía computarizada.Haga un diagrama estructural detallado del sistema completo.
7. Un instrumento captura señales de ECG en 8 canales y además temperatura, para entregar en secuencia los resultados en forma digital en 8 bits en paralelo. Haga un diagrama de bloques detallado del instrumento.
 - a. Indique la función de cada bloque,
 - b. Indique las características de cada señal en cada uno de los pasos, y
 - c. Indique los valores de ganancia, frecuencia, codificación, etc.

BIBLIOGRAFÍA

1. Surawicz, B. and Knilans, T. (2008) Chou's electrocardiography in clinical practice. 7th edition, Saunders Elsevier. Philadelphia PA.
2. Franco Salazar, G. (2007) Manual de electrocardiografía y electroencefalografía, Manual Moderno. México.
3. Misra, U. K. and Kalita, J. (2009) Clinical Electroencephalography. Elsevier Private Limited Company. India.
4. Jankovic, J., Mazziotta, J., Pomeroy, S. and Daroff, R. (2016) Bradley's Neurology in Clinical Practice. 2-Volume Set. 7th Edition. Elsevier, Nueva York, NY.
5. Sanei, S. and Chambers, J. (2008) EEG Signal Processing. John Wiley & Sons Ltd., Hoboken, NJ.
6. Valentinuzzi, M. E. (2011) Cardiac Fibrillation-Defibrillation: Clinical and Engineering Aspects. Series on Bioengineering & Biomedical Engineering. World Scientific Publishing Co. Singapore.
7. Jeffrey, K. (2001). Machines in Our Hearts: The Cardiac Pacemaker, the Implantable Defibrillator, and American Health Care. Johns Hopkins University Press. Baltimore, MD.
8. Aldrich, J. E. (2007) Basic Physics of Ultrasound Imaging. Critical Care Medicine. Vol 35 No. 5. Pp. 131-137.
9. Kossoff, George (2000). Basic Physics and Imaging Characteristics of Ultrasound. World Journal of Surgery. Vol 24 No.2, Pp. 134-142.
10. Costelloe Colleen M., Murphy William A. Jr., Gladish Gregory W. and Rozner Marc A. (2012) Radiography of Pacemakers and Implantable Cardioverter Defibrillators. American Journal of Roentgenology, Vol. 199, No. 6. Pp 1252-1258.
11. Colomina Beatriz (2018) X-Ray Architecture. Lars Muller Publishers. Zurich, Suiza.
12. Schmitz Christoph H., Graber Harry L., Barbour Randall L. (2006) Peripheral vascular noninvasive measurements. Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation. 2nd. Edition. Pp 234-252. John Wiley & Sons, Inc. New York, NY.