



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL
ESTADO DE HIDALGO



INSTITUTO DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA
CENTRO DE INVESTIGACIÓN EN TECNOLOGÍAS DE INFORMACIÓN Y SISTEMAS

INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

***“Caracterización y Modelado de Sensores y
Transductores Electrónicos: Teoría y Experimentos”***

Tesis para obtener el título de:

Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones

Presentan:

*Francisco Olguín Rodríguez
María del Refugio Barrientos Ramírez
José Jaime González Hernández*

Director de tesis:

Dr. Omar Arturo Domínguez Ramírez



Pachuca de Soto, Hidalgo, Noviembre 2007.

Agradecimientos

Gracias a mis Padres Juan Francisco Olguín Camacho y Lidia Isabel Rodríguez García, quienes me han brindado todas las oportunidades para poder desarrollarme como profesionista y que de una manera u otra han hecho el sacrificio de verme realizando este momento, a ellos mi mas profundo amor y dedicación.

Agradezco a mis Hermanas Mariandrea y Lidia el apoyo obtenido, sus consejos y reclamos, y todo lo que hemos vivido, a mis Sobrinos Indira Rebeca y Omar que con sus travesuras me hacen sentir feliz.

Agradezco a mi Tía Martha Rodriguez quien me ha apoyado siempre que la necesito a pesar no retribuirle nada a cambio.

Agradezco al Dr. Omar Arturo Domínguez Ramírez, mi asesor de tesis, que siempre estuvo pendiente de nuestro trabajo de tesis, por sus consejos, la paciencia de habernos esperado tanto tiempo de antemano y de igual forma agradezco la amistad otorgada, y mi mas grande admiración y respeto.

Francisco Olguín Rodríguez

A **Dios**, por haberme permitido llegar hasta este momento con lo principal que es salud y darme la oportunidad de lograr este objetivo.

A **mis padres**, Alberta Hernández Badillo y Fernando González Oliver por darme la posibilidad de vivir, por su apoyo incondicional, su cariño y comprensión. Gracias, los quiero mucho y sin ustedes no hubiera logrado culminar esta meta.

A **mi esposa**, Maria del Refugio Barrientos por el apoyo incondicional y por ser la compañera ideal en los buenos y malos momentos.

A **mi hermano**, Fernando por su apoyo en todo momento, su cariño, comprensión y por todos los consejos que oportunamente me ha dado, gracias por ayudarme a cumplir mi meta.

A **mi asesor** el Dr. Omar Arturo Domínguez Ramírez por el esfuerzo, dedicación, comprensión y apoyo que me dio en todo momento hasta ver culminado este proyecto.

A todas las personas que directa o indirectamente intervinieron para la realización de este trabajo.

José Jaime González Hernández

A **Dios**, por haberme permitido ver culminada una etapa más de mi vida.

A **mi papá**, Mariano A. Barrientos Pérez por el apoyo incondicional que siempre me ha brindado, por los consejos y los regaños, por su cariño, paciencia y comprensión, sin ti no hubiera podido llegar hasta este momento, te quiero mucho papá y este trabajo es para ti.

A **mi esposo**, José Jaime González Hernández por el apoyo incondicional y compañía en los buenos y malos momentos, gracias por todo, te quiero mucho.

A **mis hermanas**, Mariana y Maricela por el apoyo, cariño y comprensión durante la realización de este trabajo de tesis.

A **mi asesor**, el Dr Omar Arturo Domínguez Ramírez por la paciencia, la dedicación y apoyo que en todo momento nos brindó.

A todas las personas que directa e indirectamente ayudaron a la realización de este trabajo.

María del Refugio Barrientos Ramírez

Resumen

Desde hace algún tiempo, se vienen registrando en el mundo cambios tecnológicos importantes que repercuten en el aumento de la capacidad para manejar información fiable de manera segura, se desarrollan cada día dispositivos electrónicos nuevos que vienen a mejorar los sistemas ya existentes y se diseñan nuevas formas para utilizarlos. Tal es el caso de sistemas de cuantificación y monitoreo en automatización y control, los cuales dependen casi generalmente de un instrumento al que muchos de nosotros hemos escuchado alguna vez; este es el **“sensor”**.

En la actualidad se ha reconocido que para mejorar la calidad de los sistemas de automatización también se debe mejorar considerablemente la eficiencia con la cual el monitoreo de datos es interpretado, para ello se toman medidas y criterios específicos según las necesidades de cada uno de los sistemas, para que sean capaces de presentar al usuario no experto información crítica en forma comprensible, detallada y accesible.

En todo proceso de automatización es necesario captar las magnitudes de planta para así saber el estado del proceso que estamos controlando. Para ello empleamos los sensores y transductores. Los sensores han evolucionado convirtiéndose en parte importante de muchos sistemas (industriales, médicos, biológicos, químicos, etc.) que recopilan información para ser procesada por otros. La aplicación de transductores y sensores en las actividades cotidianas, ha permitido evolucionar los métodos y técnicas que utilizamos en nuestras operaciones, que constantemente están variando y haciéndose más complejas.

En esta tesis se propone la forma de realizar un monitoreo sensorial de sistemas que sea capaz de proporcionar datos reales sobre el comportamiento de los sensores, también se detalla cuidadosamente cada uno de los dispositivos sensoriales electrónicos existentes hasta nuestros días y se presentan modelos matemáticos para su interpretación, también se diseñan sistemas electrónicos e interfaces de comunicación de datos que proporcionen en tiempo real la información cuantificable que el sensor está generando a partir de una variación de la variable física.

Acrónimos

Notación	Descripción
ABS	Anti-Blocking System
ADC	Analog to Digital Converter
ANSI	American National Standards Institute
APO	Advanced Planning and Optimization
AVCS	jAngular Velocity Control System
CA	Corriente Alterna
CCD	(Charge-Coupled Device
CD	Corriente Directa
CMM	Capability Maturity Model
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio
DAC	Convertidor Analógico Digital
DAQ	Data Acquisition
DCS	Distributed Control System
ERP	Enterprise Resource and Planning Systems
FEM	Fuerza Electro-Motriz
GPIB	General Purpose Interface Bus
GPS	Global Positioning System
HMI	Human-Machine Interface
HPIB	Hewlett Packard Interface Bus
ICSP	In-Circuit Serial Programming
IDE	Integrated Development Environment
IEC	International Electronic Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISA	Instrument Society of America
LASCR	Light Activated Silicon Controlled Rectifier
LDR	Light Dependent Resistors
LED	Light Emitting Diode
LIMS	Laboratory Information Management System
LVDT	Linear Variable Differential Transformer
LVS	Linear Velocity Sensor

Notación	Descripción
MEMS	MicroElectroMechanical Systems
MES	Manufacturing Execution System
MOS	Metal-Oxide Semiconductor
MR	Magnetorresistivo
NIST	National Institute of Standards and Technology
NMRR	Normal-Mode Rejection Ratio
NTC	Negative Temperature Coefficient
PIC	Peripheral Interface Controller
PLC	Programmable Logic Controller
PLM	Product Lifecycle Management
PTB	Physikalisch-Technische Bundesanstalt
PTC	Positive Temperature Coefficient
RH	Relative Humidity
RTD	Resistance Temperature Detectors
RVDT	Rotary Variable Differential Transformer
SAP	Systeme Anwendungen und Produkte
SCADA	Supervisory Control And Data Acquisition
SCPI	Standard Commands for Programmable Instruments
SCR	Silicon Controlled Rectifier
TTL	Transistor-Transistor Logic
UML	Unified Modeling Language
VCO	Voltage Controlled Oscillator
WIP	Work-In-Process
WMS	Warehouse Management Systems
ZIF	Zero Insertion Force

Índice general

Acrónimos	9
1. Introducción	25
1.1. Implementación y selección de sensores y transductores electrónicos	25
1.2. Caracterización y modelado matemático de sensores y transductores	26
1.3. Implementación de sistemas electrónicos de adquisición de datos	26
1.4. Evaluación de resultados	27
1.4.1. Recopilación de la información de los sensores	27
1.4.2. Presentación de la información sensada	27
1.4.3. Identificación del contexto de trabajo de los sensores	27
1.5. Planteamiento del problema	28
1.5.1. Hipótesis	28
1.5.2. Objetivo general de la tesis	28
1.5.2.1. Objetivos específicos	28
1.5.3. Justificación de la tesis	28
1.5.4. Marco teórico	28
1.6. Propuesta de solución	29
1.7. Contribuciones de la tesis	29
1.8. Organización de la tesis	29
2. Antecedentes	31
2.1. Antropología sensorial	31
2.2. El conocimiento sensorial al conocimiento racional	32
2.3. La aplicación sensorial en el mundo actual	32
2.3.1. Aplicación doméstica	33
2.3.2. Aplicación industrial	33
2.4. Preámbulo de los sensores y transductores	34
2.4.1. Transductores	34
2.4.2. Sensores	35
2.4.3. Clasificación de los sensores	36
2.4.3.1. Aporte de energía	36
2.4.3.2. Señal de salida	36
2.4.3.3. Modo de funcionamiento	37
2.4.3.4. Tipo de relación: entrada/salida	37
2.4.3.5. Ordenamiento de los sensores y transductores electrónicos	37
2.5. Conclusiones	39

3. Sensores y transductores	41
3.1. Introducción	41
3.2. Sensores de desplazamiento o posición lineal y angular	41
3.2.1. Potenciómetros	41
3.2.1.1. Potenciómetros giratorios	43
3.2.1.2. Potenciómetros multivoltas	44
3.2.1.3. Potenciómetros lineales	44
3.2.1.4. Potenciómetros logarítmicos	45
3.2.1.5. Linealidad de potenciómetros	45
3.2.1.6. Resolución de los potenciómetros	47
3.2.1.7. Aplicaciones de los sensores potenciométricos	48
3.2.2. Sensores magnetorresistivos (MR)	48
3.2.2.1. Brújula electrónica	51
Brújula simple de 8 segmentos:	53
3.2.2.2. Posición lineal	53
3.2.2.3. Posición angular	55
Sensor magnético-resistivo gigante (GMR) para medida de ángulos	57
3.2.3. Transformadores diferenciales de variación lineal (LVDT)	58
3.2.3.1. Resolución de los LVDT	59
3.2.3.2. Mediciones de desplazamiento con LVDT	59
3.2.4. Transformadores diferenciales de variación rotacional (RVDT)	60
3.2.4.1. Operación de los RVDT	61
3.2.4.2. Acondicionamiento de señales de los LVDT y RVDT	61
3.2.5. Síncros o transformadores síncronos trifásicos	62
3.2.6. Resolvers o resolucionadores	64
3.2.7. Inductosyn lineales	65
3.2.8. Inductosyn rotatorios	66
3.2.9. Transductores capacitivos de desplazamiento lineal	67
3.2.9.1. Modelos reales	68
3.2.10. Condensadores diferenciales	69
3.2.11. Transductores piezoeléctricos de desplazamiento lineal	70
3.2.11.1. Materiales piezoeléctricos	71
3.2.11.2. Transductores piezoeléctricos como “actuadores”	71
3.2.12. Transductores electro-ópticos de desplazamiento lineal	72
3.2.12.1. Dispositivos de reflexión (con contacto)	72
3.2.12.2. Dispositivos sin reflexión (sin contacto)	73
3.2.12.3. Fuentes de luz láser. Métodos de triangulación e interferometría	74
3.2.13. Codificadores de posición incrementales	75
3.2.13.1. Codificador incremental con sensor magnetorresistivo	76
3.2.13.2. Codificador incremental con bobina e imán	76
3.2.13.3. Codificador incremental con núcleo toroidal	77
3.2.13.4. Codificador incremental de efecto Hall	77
3.2.13.5. Codificador incremental capacitivo	78
3.2.13.6. Codificador incremental de contacto eléctrico	78
3.2.13.7. Codificador incremental óptico	78
3.2.14. Codificadores de posición absolutos	82
3.2.15. Sensores de rango: ultrasónicos y fotoeléctricos	84
3.3. Sensores de presencia o proximidad	85
3.3.1. Detectores magnetorresistivos (MR)	85
3.3.1.1. Detectores de tráfico	86
3.3.1.2. Mediciones en la carretera para la detección de tráfico	86
3.3.2. Detectores de proximidad inductivos (DPI)	87
3.3.2.1. Factores de corrección del objeto o diana para los DPI	88
3.3.2.2. Características de funcionamiento	89
3.3.3. Detectores de proximidad capacitivos (DPC)	90

3.3.3.1.	Factores de corrección del objeto o diana para los DPC	93
3.3.3.2.	Características de funcionamiento	95
3.3.3.3.	Aplicaciones de los sensores capacitivos.	95
3.3.4.	Interruptores de proximidad de efecto hall	96
3.3.5.	Interruptores de proximidad electromecánicos o microswitch's	98
3.3.6.	Detectores fotoeléctricos	98
3.3.6.1.	Exploración directa	98
3.3.6.2.	Exploración reflexiva o reflectante	99
3.3.7.	Detectores ultrasónicos	100
3.3.7.1.	Detectores de propagación por reflexión	101
3.3.7.2.	Detectores de eco o interrupción de la radiación	101
3.3.7.3.	Detector de proximidad ultrasónico o reflexión ultrasónica	101
3.4.	Sensores de velocidad lineal y angular	102
3.4.1.	Sensores de velocidad lineal (LVS)	102
3.4.2.	Tacómetros.	104
3.4.2.1.	Tacómetros generadores de CD	104
3.4.2.2.	Tacómetros de rotor de metal no magnético	105
3.4.2.3.	Tacómetros de campo rotatorio de CA	106
3.4.2.4.	Tacómetros de rotor dentado	106
3.4.2.5.	Tacómetros de captación por fotocelda	107
3.4.2.6.	Tacómetros de frecuencia contra tacómetros de magnitud	107
3.4.3.	Detector de velocidad con efecto Doppler	108
3.4.4.	Giróscopos monolíticos	109
3.4.4.1.	Medida de la velocidad angular	110
3.5.	Sensores de aceleración	111
3.5.1.	Acelerómetros con sensores de desplazamiento lineal	113
3.5.1.1.	Acelerómetros de desplazamiento por LVDT	113
3.5.1.2.	Acelerómetros de desplazamiento por condensadores diferenciales	114
3.5.2.	Acelerómetros con sensores de deformación	114
3.5.2.1.	Acelerómetros con deformación piezorresistiva	114
3.5.2.2.	Acelerómetros de deformación capacitivos	115
3.5.2.3.	Acelerómetros de deformación piezoeléctricos	116
3.5.3.	Servoacelerómetros	117
3.5.4.	Sensor pendular o inclinómetro	118
3.5.4.1.	Inclinómetro direccional capacitivo	118
3.5.5.	Aceleración Integrada (Medida inercial de velocidad y posición)	119
3.6.	Sensores de fuerza	119
3.6.1.	Galgas extensiométricas	119
3.6.2.	Células de carga	121
3.6.3.	Sensores magneto-elásticos	122
3.6.4.	Galgas extensométricas capacitivas	123
3.6.5.	Sensores piezoeléctricos	123
3.7.	Sensores de presión	124
3.7.1.	Tubos de Bourdon	124
3.7.2.	Fuelles	125
3.7.3.	Diafragmas	126
3.7.4.	Sensores de presión piezorresistivos	126
3.7.5.	Sensores de presión monolíticos	127
3.7.6.	Sensores de presión capacitivos	128
3.7.7.	Sensores de presión de efecto Hall	129
3.8.	Sensores de luz	129
3.8.1.	Fotorresistencias o resistores dependientes de luz (LDR)	129
3.8.2.	Fotoceldas o celdas fotovoltaicas	132
3.8.3.	Fotodiodos	135
3.8.4.	Fototransistores	137

3.8.5.	Rectificador controlado de silicio activado por luz (LASCR)	138
3.8.6.	Aislador/Acoplador: Foco Incandescente y Celda Fotoconductiva	140
3.8.7.	Aislador/acoplador: diodo emisor de luz (LED) y fototransistor	140
3.8.8.	Sensores de imagen	142
3.8.8.1.	Dispositivo de acoplado por carga (CCD)	142
3.8.8.2.	Semiconductor Complementario de Oxido Metálico (CMOS)	144
3.9.	Sensores de temperatura	145
3.9.1.	Detectores termo-resistivos (RTD) o termoresistencias	145
3.9.1.1.	Tipos de detectores termo-resistivos (RTD)	146
3.9.1.2.	Métodos de medida	147
3.9.2.	Termistores	149
3.9.2.1.	Resistores NTC	149
3.9.2.2.	Resistores PTC	151
3.9.3.	Termopares o termocuplas	152
3.9.3.1.	Códigos de color de los termopares	154
3.9.3.2.	Tipos de termopares	154
3.9.4.	Diodos para medir temperatura	156
3.9.5.	Circuitos integrados lineales para medir temperatura	157
3.9.6.	Pirómetros	158
3.9.6.1.	Pirómetros de radiación	158
3.9.6.2.	Estructura de los pirómetros de radiación	159
3.9.6.3.	Tipos de pirómetros de radiación	159
3.9.6.4.	Pirómetros ópticos.	161
3.10.	Sensores de humedad	163
3.10.1.	Humistor o higrómetro resistivo	163
3.10.2.	Psicómetros	164
3.11.	Conclusiones	165
4.	Caracterización y modelado matemático para sensores y transductores	167
4.1.	Introducción	167
4.2.	Regresión lineal	167
4.2.1.	Estimación de la recta de regresión lineal	168
4.2.2.	Ejemplo de regresión lineal	168
4.3.	Algoritmo computacional para calcular la regresión lineal	169
4.4.	Regresión polinomial	171
4.4.1.	Modelado de sensores y transductores.	173
4.4.1.1.	Marco teórico para el modelado de un sensor	173
4.4.2.	Ejemplo de regresión cuadrática	175
4.5.	Algoritmo computacional para calcular la regresión polinomial por mínimos cuadrados	177
4.6.	Conclusiones	179
5.	Sistemas electrónicos de adquisición de datos para sensores y transductores	181
5.1.	Introducción	181
5.2.	Instrumentación	181
5.3.	Características estáticas y dinámicas de los instrumentos electrónicos	182
5.3.1.	Rango o campo de medida	182
5.3.2.	Resolución	182
5.3.3.	Sensibilidad	182
5.3.4.	Velocidad: frecuencia de muestreo	183
5.3.5.	Campos de medida (rango: range)	184
5.3.6.	Alcance (span)	184
5.3.7.	Errores	184
5.3.7.1.	Error aleatorio	184
5.3.7.2.	Error sistemático	184

5.3.7.3.	Error de clase	184
5.3.7.4.	Propagación de errores	184
5.3.8.	Incertidumbre de medición (uncertainty)	185
5.3.9.	Exactitud y precisión	185
5.3.10.	Histéresis	186
5.3.11.	Zona muerta	186
5.3.12.	Repetibilidad	186
5.3.13.	Reproducibilidad	186
5.3.14.	Deriva	187
5.3.15.	Fiabilidad	187
5.3.16.	Resolución	187
5.3.17.	Trazabilidad	187
5.3.18.	Ruido	187
5.3.19.	Linealidad y respuesta de frecuencia	188
5.4.	Generadores y sintetizadores de señales	188
5.4.1.	Función y clasificación	188
5.4.2.	Generadores de funciones matemáticas	189
5.4.2.1.	Esquema de bloques	189
5.4.2.2.	Elementos de ajuste en el generador de funciones	189
5.4.2.3.	Aplicaciones de los generadores de funciones	190
5.4.3.	Generadores de pulsos	190
5.4.3.1.	Aplicaciones	190
5.4.3.2.	Diagrama de bloques	190
5.4.4.	Osciladores controlados por tensión (VCO)	190
5.4.4.1.	Diagrama de bloques	190
5.5.	Instrumentos electrónicos programables	191
5.5.1.	Conceptos generales sobre GPIB	191
5.5.1.1.	Comandos y funciones	192
5.6.	PIC micro	193
5.6.1.	Descripción de los códigos de operación	193
5.6.2.	Manejo de los puertos del microcontrolador PIC	194
5.6.3.	Registros PORTA y TRISA	195
5.6.4.	Registros PORTB y TRISB	195
5.6.5.	Registros PORTC y TRISC	195
5.6.6.	Registros PORTD y TRISD	195
5.6.7.	Registros PORTE y TRISE	195
5.6.8.	Control de los Módulos TIMER	195
5.6.8.1.	Módulo TIMER0	195
5.6.8.2.	Módulo TIMER1	196
5.6.8.3.	Módulo TIMER2	196
5.6.9.	Manejo de las interrupciones dentro del microcontrolador PIC	197
5.6.10.	Módulo CPP en modo PWM	197
5.6.10.1.	Modo PWM (modulación por ancho de pulso)	198
5.6.11.	Control del Módulo USART	199
5.6.11.1.	USART en modo asíncrono	199
5.6.12.	Control de la memoria de datos EEPROM	200
5.6.13.	Control del módulo A/D (convertor analógico a digital)	201
5.7.	Muestreo y cuantificación	202
5.7.1.	Cadena de medida: margen dinámico y relación señal ruido	202
5.7.1.1.	Margen dinámico	202
5.7.1.2.	Relación señal-ruido de cuantificación	203
5.7.2.	Estructuras básicas de equipos electrónicos de adquisición de señales	204
5.7.2.1.	Unidades de alto y bajo nivel	204
5.7.2.2.	Unidades centralizadas y descentralizadas	204
5.7.2.3.	Equipos de medida con varios buses. Tarjetas de adquisición de datos	204

5.7.2.4.	Arquitectura: cadena de medida, temporizadores, interfaz con bus PCI, circuitos de control y programación	204
5.8.	Conversión digital-analógica	206
5.8.1.	Principios operativos de los convertidores digital/analógicos (CDA's)	206
5.8.1.1.	CDA de resistencias ponderadas	206
5.8.2.	Parámetros	208
5.8.2.1.	Características de entrada	208
5.8.2.2.	Características de salida	208
5.8.2.3.	Características de transferencia	208
5.8.3.	Tipos de CDA's	208
5.9.	Conversión analógica-digital	210
5.9.1.	Principios operativos de los CADs	210
5.9.2.	Muestreo de señales analógicas. Teorema de Shannon	212
5.9.3.	CAD de doble rampa	213
5.9.4.	CAD de aproximaciones sucesivas	214
5.9.5.	CAD de arrastre o servoconvertidor	216
5.9.6.	CAD con comparadores en paralelo	216
5.9.7.	Convertidores sigma-delta	217
5.10.	Conclusiones	218
6.	Implementación experimental de sensores	219
6.1.	Introducción	219
6.2.	Herramientas básicas de desarrollo	219
6.2.1.	Programador PP2	219
6.2.1.1.	Funcionamiento	220
6.2.2.	Tarjeta de desarrollo	223
6.2.2.1.	Funcionamiento	224
6.2.3.	Software utilizado	227
6.2.3.1.	PIC C Compiler	228
6.2.3.2.	Estructuración de la programación en lenguaje C	228
6.2.3.3.	WinPic800.	233
6.2.4.	Desarrollo del firmware del PIC y programas	234
6.2.4.1.	Sensor de temperatura LM35	234
6.2.4.2.	Sensor de temperatura TC1047A	238
6.2.4.3.	Comparación de los sensor de temperatura LM35 y TC1047A	240
6.2.4.4.	Algoritmo computacional de la regresión polinomial	242
6.3.	Conclusiones	245
7.	Conclusiones y Perspectivas	247
7.1.	Perspectivas y trabajo futuro	247
Glosario		249
Bibliografía		253

Índice de figuras

2.1. Sensores humanos [43].	31
2.2. Niveles jerárquicos de control y topología IT de la norma ISA-95 [58].	33
3.1. Potenciómetro común [87].	41
3.2. Clasificación de potenciómetros según el desplazamiento del cursor [75].	42
3.3. Potenciómetro giratorio y circuito característico [2, 33].	43
3.4. Símbolo y esquema del potenciómetro multivuelta [11].	44
3.5. Potenciómetro lineal miniatura (MLP) [46, 87].	45
3.6. Potenciómetro logarítmico [40].	45
3.7. Curva de variación (taper) lineal [77].	46
3.8. Linealidad de las resistencias [12].	46
3.9. Curva de variación (taper) logarítmicas [77].	47
3.10. Modificación de la respuesta en la resistencia de potenciómetros [77].	48
3.11. Sensor magneto-resistivo: permalloy y efecto magnetorresistivo (20 %Fe-80 %Ni) [43].	49
3.12. Permalloy configurado en puente de Wheatstone [43].	50
3.13. Líneas del campo principal (X) o componente norte [74].	51
3.14. Líneas del campo principal (Y) o componente este [74].	52
3.15. Diagrama de bloques simplificado de una brújula electrónica [43].	52
3.16. Brújula simple de 8 segmentos [43].	53
3.17. Salida del sensor en el campo de un imán permanente [43].	54
3.18. Salida del Sensor en un campo magnético fuerte [43].	54
3.19. Detector de proximidad utilizando un sensor magnetorresistivo [43].	55
3.20. Alineación de los vectores de campo magnético internos del sensor [43].	55
3.21. Montaje del sensor y el imán [43].	56
3.22. Medición de un ángulo con el sensor KMZ10B [43].	56
3.23. Medición de un ángulo con dos sensores KMZ10B [43].	57
3.24. Esquema real del sensor KMZ41 [43].	57
3.25. Esquema real del sensor de ángulo GMR [43].	58
3.26. Construcción física y esquema electrónico de un LVDT [68, 43].	58
3.27. Gráficas de voltaje de un LVDT [12].	59
3.28. Construcción física y esquema electrónico de un RVDT [81, 68].	60
3.29. Solución de acondicionador de señal LVDT o RVDT con el AD698 [66].	62
3.30. Estructura electromecánica de un sincro [66].	63
3.31. Representación eléctrica equivalente de un sincro [66].	63
3.32. Estructura electromecánica y diseños físicos de un resolver [84, 39].	64
3.33. Representación eléctrica equivalente de un resolver [66, 39].	65
3.34. Relación entre el deslizador y la regla del inductosyn lineal. [43].	66
3.35. Rotor y estator de un inductosyn rotatorio. [79].	67
3.36. Formas que puede adoptar el elemento sensor capacitivo [2].	67
3.37. Condensador de placas paralelas [88].	68
3.38. Transductor capacitivo con dos placas plano-paralelas [88].	68

3.39. Transductor con capa de dieléctrico sólido [88].	68
3.40. Configuraciones clásicas, o más comunes, de los transductores capacitivos [88].	69
3.41. Sensor de desplazamiento asimétrico o diferencial [2].	69
3.42. Sensor de proximidad capacitivo [2].	70
3.43. Didáctica del efecto piezoeléctrico [88].	71
3.44. Orientación de los dipolos en el efecto piezoeléctrico [88].	71
3.45. Tensión de salida en función del tiempo para un transductor piezoeléctrico [88].	72
3.46. Principio operativo del método de reflexión [88].	72
3.47. Medida de dimensiones con sensor óptico [88].	73
3.48. Sensor fotónico [88].	73
3.49. Dispositivo para medir pequeños desplazamientos [88].	74
3.50. Interferómetro láser para medir pequeños desplazamientos [88].	75
3.51. Codificadores de posición incrementales para posiciones lineales y angulares [64].	75
3.52. Codificador incremental con sensor magnetorresistivo [64].	76
3.53. Codificador incremental con bobina e imán [64].	76
3.54. Codificador incremental con núcleo toroidal [64].	77
3.55. Sensor de efecto Hall [43].	77
3.56. Codificador incremental con escobillas y contacto eléctrico [64].	78
3.57. Foto-interruptor de barrera [43].	78
3.58. Foto-interruptor reflectivo [43].	79
3.59. Codificador incremental óptico con sectores opacos y transparentes [64].	79
3.60. Codificador incremental óptico con zonas reflectoras y no reflectoras [64].	79
3.61. Codificador incremental óptico basado en franjas de interferencia [64].	80
3.62. Disposición de una rejilla fija para eliminar el campo del fotodetector [64].	81
3.63. Determinación del sentido de avance con codificadores incrementales [64].	81
3.64. Duplicación de la resolución en codificadores incrementales [64].	82
3.65. Principio de funcionamiento de los codificadores de posición absolutos [72, 65].	82
3.66. Discos de un codificador digital [64].	84
3.67. Dos modelos de sensores de rango ultrasónicos [88].	85
3.68. Detector de tráfico en automóviles [43].	86
3.69. Detector de tráfico en motocicletas [43].	87
3.70. Detector de proximidad inductivo [76].	87
3.71. Operación y funcionamiento del detector de proximidad inductivo [76].	88
3.72. Objeto estándar para sensores de proximidad [76, 38].	88
3.73. Características de funcionamiento, acercamiento lateral y acercamiento axial de un DPI [48].	90
3.74. Detector de proximidad capacitivo [76].	91
3.75. Capacitor de placas paralelas como un sensor de desplazamiento asimétrico [76].	92
3.76. Comportamiento del electrodo de un sensor como condensador abierto [76].	92
3.77. Elemento de accionamiento de un sensor capacitivo [76].	92
3.78. Curva de la capacitancia [76].	92
3.79. Líneas de campo del sensor capacitivo [76].	93
3.80. Objeto estándar para sensores de proximidad [76, 38].	93
3.81. Características de funcionamiento de un DPC [76].	95
3.82. Ejemplo de algunas aplicaciones de los sensores capacitivos [82].	96
3.83. Magnitudes físicas para explicar el efecto Hall [88].	96
3.84. Interruptor de proximidad basado en el efecto Hall [88].	97
3.85. Sensor de efecto Hall [43].	98
3.86. Modelos comerciales de interruptores electromecánicos [88, 35].	98
3.87. Detección fotoeléctrica de exploración directa [88].	99
3.88. Detector fotoeléctrico de exploración retroreflexiva [88].	99
3.89. Detector fotoeléctrico de exploración Especular [88].	99
3.90. Detectores ultrasónicos en la medida de niveles [64].	101
3.91. Medidor de velocidad lineal de devanado móvil [64].	102
3.92. Medidor de velocidad lineal de núcleo móvil [64].	103
3.93. Sistema masa-resorte [64].	103

3.94. Motor de corriente continua con tacómetro generador de corriente continua [35].	104
3.95. Esquemas de tacómetros de rotor de metal no magnético [64].	105
3.96. Disposición de elementos en un alternador simple [25].	106
3.97. Esquema del tacómetro de rotor dentado y voltaje de salida [12].	106
3.98. Medición de velocidad con efecto Doppler [64].	108
3.99. Giroscopios o giróscopos [63, 49].	109
3.100. Giroscopios electrónicos [35, 57].	109
3.101. Fuerza de Coriolis [43].	110
3.102. Esquema MEMS de un sensor giroscópico de 2 masas [43].	110
3.103. Sensor ADXRS150, incrementos en la señal de tasa de salida con giro horario y configuración de pines [41].	111
3.104. Acelerómetro con sensor de desplazamiento [78].	111
3.105. Acelerómetro con sensor de deformación [78].	112
3.106. Estructura de un acelerómetro para sensores de posición o desplazamiento lineal [72].	113
3.107. Acelerómetros de desplazamiento por LVDT [78].	113
3.108. Acelerómetros de desplazamiento por condensadores diferenciales [72].	114
3.109. Estructura de un acelerómetro con galga extensométrica [78].	114
3.110. Estructura micromecanizada de un acelerómetro capacitivo [43].	115
3.111. Funcionamiento de un sensor acelerómetro capacitivo [43].	115
3.112. Funcionamiento de un sensor acelerómetro piezoeléctrico [50].	116
3.113. Estructura de volumen micromecanizado de un acelerómetro piezorresistivo [43].	117
3.114. Servoacelerómetro [72].	118
3.115. Comportamiento del acelerómetro aplicado al sistema pendular como un sensor de inclinación [43].	118
3.116. Inclinómetro capacitivo [64].	119
3.117. Galga extensométrica [88].	120
3.118. Relación entre esfuerzos y deformaciones [64].	120
3.119. Puente de sensores de deformación en estructura cilíndrica, y circuitos electrónicos de acondicionamiento de la señal [88].	121
3.120. Efecto Villari [64].	122
3.121. Sensores magnetoelásticos [64].	122
3.122. Galga capacitiva [64].	123
3.123. Parámetros aplicados en las ecuaciones piezoeléctricas [64].	124
3.124. Tubos de Bourdon [88].	124
3.125. Diagrama esquemático del fuelle [56].	125
3.126. Disposición de fuelle con resistencia [78].	125
3.127. Funcionamiento de un diafragma [88].	126
3.128. Funcionamiento de un sensor piezorresistivo [88].	127
3.129. Funcionamiento de un sensor monolítico [88].	127
3.130. Tecnología X-ducer de Motorola [43].	128
3.131. Funcionamiento de un sensor capacitivo [88].	129
3.132. Funcionamiento de un sensor de efecto Hall [88].	129
3.133. Símbolo de fotorresistencia (LDR) y modelo de bajo costo, encapsulado en plástico transparente [64].	129
3.134. Característica resistencia-iluminación de un LDR [64].	131
3.135. Respuesta espectral típica de un fotoconductor de CdS [3].	132
3.136. Efecto fotoeléctrico en una unión p-n [64].	133
3.137. Circuito equivalente simplificado para un detector fotovoltaico [64].	133
3.138. Estructura de un fotodiodo [64].	135
3.139. Velocidad de respuesta de un fotodiodo en función de la tensión de polarización inversa [64].	136
3.140. Distribución espectral de distintas fuentes de radiación óptica [3].	136
3.141. Dispositivo fototransistor [3].	137
3.142. Curva característica de la corriente de colector y símbolo del fototransistor [3].	137
3.143. Respuesta espectral típica del fototransistor [3].	138
3.144. Construcción básica y símbolos de un LASCR [3].	139
3.145. Características de disparo por luz del LASCR [3].	139
3.146. Optoacoplador sellado con foco incandescente y dispositivo LDR [12].	140
3.147. Optoacoplador sellado con LED y fototransistor [12].	141
3.148. Curvas característica de corriente-voltaje y luz-corriente directa para un LED típico [12].	141

3.149. Fundamento de un dispositivo de acoplamiento de carga CCD [64].	142
3.150. Diagrama de bloques de un sensor de línea CCD [64].	143
3.151. Diseño electrónico de un dispositivo de imagen CMOS [43].	145
3.152. Símbolo general del RTD [36].	145
3.153. Curvas de resistencia contra temperatura [36].	146
3.154. Sonda termométrica de platino (Pt) [36].	146
3.155. Termómetro de resistencia de níquel (Ni) [36].	147
3.156. Resistencia metálica evaporada sobre una lámina aislante [36].	147
3.157. Método potenciométrico de medida de la resistencia R_s de un termómetro de Pt [36].	148
3.158. Montajes de dos, tres y cuatro líneas de RTD's en puente de Wheastone [36].	148
3.159. Símbolos de los termistores [64].	149
3.160. Curva de comportamiento de resistores NTC [60].	150
3.161. Curva de potencia del resistor NTC [60].	151
3.162. Comparación de curvas características resistencia/temperatura entre termistores PTC y NTC [60].	152
3.163. Termopar o termocupla y diseño esquemático [69].	153
3.164. Código de colores (internacional) para hilos y cables de compensación y extensión [54].	154
3.165. Curvas de comportamiento de los diferentes tipos de termopares [61].	156
3.166. Gráfica característica de voltaje contra temperatura y amplificador operacional [12].	157
3.167. Configuración de medida con circuito integrado lineal detector de temperatura [88].	157
3.168. Funcionamiento del pirómetro [70].	158
3.169. Pirómetro de radiación tipo espejo [37].	159
3.170. Pirómetro de radiación total [52].	160
3.171. Pirómetro óptico [37].	162
3.172. Variación de la resistencia con la humedad para el sensor PCRC-11 y disposición física [64].	163
3.173. Arreglo del bulbo seco y el bulbo húmedo en un sicrómetro [12].	164
4.1. Diagrama de dispersión del comportamiento del sensor resistivo y recta de la regresión lineal.	169
4.2. Sistema de control de sensores.	173
4.3. Diagrama de dispersión del comportamiento del sensor resistivo y recta de la regresión cuadrática.	176
5.1. Reconstrucción de una señal de alta frecuencia muestreada a baja frecuencia [88].	183
5.2. Reconstrucción de una señal de alta frecuencia muestreada a alta frecuencia [88].	183
5.3. Histéresis de un manómetro [78].	186
5.4. Forma de medir el modo normal de atenuación [78].	187
5.5. Forma de medir el común normal de atenuación [78].	188
5.6. Ajuste de la frecuencia y del ciclo de trabajo corrigiendo la corriente del integrador Miller [78].	189
5.7. Diagrama de bloques de un generador de pulsos [88].	190
5.8. Diagrama de bloques del VCO digital integrado 566 [88].	191
5.9. Formato para todos los tipos de instrucciones [23].	194
5.10. Gráfico explicativo de la secuencia de interrupción [23].	197
5.11. Salida de la señal PWM [23].	198
5.12. Elementos de una cadena de medida genérica en un equipo de adquisición de señales [88].	202
5.13. Adaptación entre los márgenes de variación de las magnitudes de los distintos elementos de la cadena de medida [88].	203
5.14. Función densidad de probabilidad rectangular [88].	204
5.15. Diagrama genérico de una tarjeta de adquisición de señales PCI [88].	205
5.16. Estructura de un equipo en línea de adquisición de señales que muestra la situación de los circuitos CAD y CDA [88].	206
5.17. CDA multiplicador de resistencias ponderadas [88].	207
5.18. Red R-2R en escalera [88].	209
5.19. Resistencias equivalentes [88].	209
5.20. Digitalización de una señal analógica por un convertidor A/D de 3 bits [88].	211
5.21. Digitalización de una señal analógica por un convertidor A/D de 4 bits (16 estados) [88].	211
5.22. Curva de transferencia de un CAD de 3 bits con cuantificación uniforme. [88].	212
5.23. Muestreo a baja frecuencia de la salida de un sensor de alta velocidad [88].	213
5.24. Esquema interno de un CAD de doble rampa de n bits [88].	213
5.25. Gráficas en el proceso de conversión de doble rampa [88].	214

5.26. CAD de aproximaciones sucesivas de 8 bits; esquema interno [88].	215
5.27. Servoconvertidor o CAD de arrastre [88].	216
5.28. Esquema interno de un CAD de comparadores en paralelo (CAD de tipo flash) [88].	217
5.29. Diagrama de bloques de un convertidor sigma-delta [88].	218
6.1. Diagrama electrónico del programador PP2 [10].	220
6.2. Diseño final con zócalo negro de 40 pines [10].	222
6.3. Diseño final con sistema de palanca ZIF [10].	222
6.4. Programador PP2 listo y operando.	223
6.5. Circuito de la tarjeta de desarrollo visto desde la parte posterior.	224
6.6. Pines de I/O de los diferentes puertos de la tarjeta de desarrollo, vista frontal.	225
6.7. Comunicación al puerto serial de I/O, mediante el dispositivo RS232, vista frontal.	225
6.8. Modulo de programación ICSP, vista frontal.	225
6.9. Tarjeta de desarrollo, primera perspectiva.	226
6.10. Tarjeta de desarrollo, segunda perspectiva.	226
6.11. Programador PP2 junto con la tarjeta de desarrollo.	227
6.12. Ventana del entorno de programación PIC C Compiler [45].	228
6.13. Configuración del HyperTerminal para el puerto serial COM6 con los valores del RS232.	232
6.14. Ventana del software de programación WinPic800 [85].	234
6.15. Sensor de temperatura LM35 en configuración básica y en rango completo [73].	235
6.16. Sensor de temperatura LM35 en configuración de divisor de voltaje [55].	235
6.17. Sensor de temperatura LM35 de National Semiconductor.	235
6.18. Curva de voltaje contra temperatura del sensor LM35 [73].	236
6.19. Visualización en HyperTerminal de la relación voltaje contra temperatura del sensor LM35.	237
6.20. Sensor de temperatura TC1047/TC1047A en configuración básica y tipo de encapsulado [71].	238
6.21. Curva de voltaje contra temperatura del sensor TC1047 [71].	238
6.22. Sensor de temperatura TC1047A de MicroChip.	239
6.23. Visualización en HyperTerminal de la relación voltaje contra temperatura del sensor TC1047A.	240
6.24. Comparación en HyperTerminal de los sensores de temperatura LM35 y TC1047A.	242
6.25. Diagrama de dispersión de la comparación voltaje LM35 contra temperatura TC1047.	244
6.26. Curva de regresión de la comparación voltaje LM35 contra temperatura TC1047.	245

Índice de tablas

2.1. Ejemplos de tipos de transductores más comunes.	35
2.2. Clasificación de los sensores.	38
2.2. Clasificación de los sensores.	39
3.1. Unidades magnéticas más comunes [43].	49
3.2. Sensores magnetorresistivos KMZ de Philips [43].	50
3.3. Códigos habituales en codificadores de posición absoluta [48].	83
3.4. Factores de corrección para DPI [76].	89
3.5. Factores de corrección para DPC [38].	94
3.5. Factores de corrección para DPC [38].	95
3.6. Anchura de la banda prohibida, para diversos semiconductores intrínsecos [64].	130
3.7. Características de una célula fotoeléctrica de silicio de aplicación general, modelo S639, a 25°C [64].	134
4.1. Datos de ejemplo de regresión lineal.	168
4.2. Datos de ejemplo de regresión polinomial.	175
5.1. Descripción de los campos del OPCODE [23].	193
5.2. Conversión de la tensión una entrada de 3.7 V [88].	215
6.1. Configuración del convertidor A/D (Nota: x no esta definido).	229

Capítulo 1

Introducción

1.1. Implementación y selección de sensores y transductores electrónicos

En todo proceso de automatización es necesario captar las magnitudes de planta, para así poder saber el estado del proceso que se controla. Para ello se emplean los sensores y transductores en una gran variedad de actividades:

Industrial: sistemas de control, automatización de procesos, robótica y otras.

Educativa e investigación: aprendizaje de automatización y control, desarrollo, innovación e implementación de sistemas sensoriales, interfaces hápticas y otras.

Domótica: casas inteligentes, sistemas de ahorro de energía, etc.

Agricultura y cultivo: riego controlado, invernaderos.

Recreativa: juguetes, salas de cine, efectos especiales.

Transporte: sensores vehiculares, aviones, trenes, sistemas de posicionamiento y orientación.

Otros más: computación, electrónica, construcción, química, etc.

Los sistemas electrónicos aplicados para mejorar la productividad y calidad en las empresas, educación, recreación, etc; son rediseñados y se crean nuevos dispositivos día a día, para obtener una mejor superioridad en su línea de servicio. Son parte de nuestra vida cotidiana, por lo que necesitamos estar a la vanguardia en los avances tecnológicos, los cuales cada vez fabrican dispositivos y sistemas más pequeños y accesibles para su aplicación.

La implementación de transductores y sensores a las actividades cotidianas, ha permitido evolucionar los métodos y técnicas que utilizamos en nuestras operaciones que constantemente están variando y haciéndose más complejas. Se tienen diferentes tipos de sensores y transductores, principalmente los de medición de peso, distancia, volumen, masa, velocidad, temperatura, presión, desplazamiento, etc. La estructura de un transductor electrónico completo se compone de lo siguiente:

1. **Elemento sensor o captador elemental:** convierte las variaciones de una magnitud física en variaciones de una magnitud eléctrica (señal).
2. **Acondicionamiento de la señal:** modifica la señal eléctrica entregada por el sensor para obtener una señal adecuada (amplificación, linealización, filtrado, etc.).

Es sumamente necesario conocer el ambiente en donde el sensor será aplicado, para ello se deberá de evaluar el entorno de trabajo para lo que primordialmente se tendrá que verificar lo siguiente:

1. El ambiente de trabajo o sistema de planta en donde operará el sensor.
2. El tipo adecuado de sensor que se tiene que implementar.
3. La variable electrónica que entregará el sensor.

1. Introducción

4. El ajuste final que hará que el desempeño del sensor sea el mas óptimo.

En base a lo ya mencionado, se puede concluir que es sumamente necesario conocer todos los tipos de sensores existentes y el tipo de aplicaciones así como los usos que tienen; para comprender y entender la importancia de los sensores y transductores en la vida diaria.

1.2. Caracterización y modelado matemático de sensores y transductores

Todos los sensores y transductores electrónicos convierten una magnitud física (mecánica) de entrada en una magnitud física (eléctrica o electrónica) de salida, por lo cual es posible implementar una ecuación que sea capaz de interpretar de manera mas detallada el comportamiento del sensor.

Los sensores tienen comportamientos matemáticos que generan curvas de trabajo desde la linealidad hasta ecuaciones cuadráticas (2do grado) e inclusive de orden superior dependiendo del sensor, para lo cual es muy importante conocer los diferentes métodos matemáticos. El modelado matemático que implementaremos en este trabajo de tesis será la “*Regresión Lineal y la Regresión Polinomial por Mínimos Cuadrados*”, un método matemático-estadístico el cual nos dará una ecuación de trabajo del sensor al introducirle las variables de entrada y de salida en una cantidad de muestras determinadas previamente para su evaluación; el método de la regresión es sumamente práctico y otorga un resultado rápido y eficaz sobre el comportamiento del sensor en cuestión, además de limitar el error para el estudio sensorial.

Por lo tanto, la caracterización y modelado de los sensores y transductores electrónicos estará en base a los siguiente puntos:

1. Conocer que señales de entrada y salida nos va a otorgar el sensor, amplificándolas si fueran muy pequeñas para cuantificar y filtrándolas en caso de que tuvieran ruido.
2. Saber si el sensor tiene un comportamiento lineal o cuadrático (de antemano se debe de conocer el comportamiento del sensor).
3. Caracterizar el sensor con la *regresión lineal* si se sabe que el sensor posee un comportamiento lineal, o con la *regresión polinomial* si posee un comportamiento cuadrático; desconociendo si el sensor ya ha sido caracterizado o se posee información del sensor por medio de una hoja de datos técnicos.
4. En caso de poseer la hoja de datos técnicos, se podrá comprobar directamente el comportamiento del sensor sin realizar el punto anterior; cabe aclarar que la caracterización y modelado matemático ayudara a entender mejor el desempeño del sensor, pudiendo servir esta para comprobar la calidad y construcción de los sensores con respecto a los datos otorgados por el fabricante en la hoja de datos técnicos.
5. Una vez obtenida la ecuación que describirá el comportamiento del sensor (ecuación directa), pasaremos a obtener la ecuación inversa del sensor, para ello despejaremos la ecuación por medio de sus variables de entrada (x) y salida (y) “ $y = mx + b$ ” o “ $y = ax^2 + bx + c$ ” por la ecuación inversa: entrada (y) y salida (x).
6. Ya que se tiene la ecuación inversa, procederemos a aplicarla para obtener y cuantificar los datos obtenidos por el sensor en tiempo real y así evaluar el error con el cual el sensor se esta desempeñando, los datos obtenidos en tiempo real tiene que coincidir o aproximarse a los datos obtenidos previamente por el sensor al momento de evaluar su comportamiento.

La caracterización y modelado de los sensores sirve para obtener una idea práctica-aplicativa sobre el comportamiento del sensor.

1.3. Implementación de sistemas electrónicos de adquisición de datos

Las viejas formas de medición empleadas por el hombre para entender y controlar su entorno se han beneficiado con los avances tecnológicos, en el manejo de información principalmente, dando pasos a métodos en donde es vital manejar y aplicar

dicha información en tiempo real. Todo ello conlleva al monitoreo constante de los datos y corregirlos inmediatamente ya sea manual o automáticamente cuando se salen de sus límites de operación.

El monitoreo de datos es posible gracias a los “*Sistemas Electrónicos de Adquisición de Datos*” dichos sistemas tienen diferentes formas de cuantificar la información medida y de otorgar al usuario o controlador una idea exacta sobre el sensor en tiempo real, la operabilidad de los sistemas de adquisición de datos varía con respecto a los sistemas que se quieren cuantificar, medir o monitorear, para ello cada sistema sensorial posee un único sistema electrónico que interpreta los datos sensoriales para generar la información que es útil y comprensible; el usuario no va a entender lo que el sensor electrónico le da como voltaje, corriente o resistencia, y para ello el sistema de adquisición los interpreta y convierte a datos totalmente cuantificables y entendibles.

Hay diferentes sistemas electrónicos de adquisición de datos, algunas empresas se dedican a la fabricación, venta e implementación de algunos modelos específicos, pero en este trabajo de tesis, se implementará nuestro propio sistema electrónico de adquisición de datos, controlaremos el comportamiento de un sensor en particular y se desarrollará el sistema a partir de un microcontrolador programado, monitorizando, evaluando y almacenando la información del sensor para fines prácticos.

1.4. Evaluación de resultados

Los datos obtenidos del sensor servirán para poder controlar sistemas de lazo cerrado, para generar sistemas automáticos de sensado, monitoreado, almacenamiento histórico-estadístico de la información, corrección, actualización e innovación de sistemas sensoriales, etc.

1.4.1. Recopilación de la información de los sensores

La información será almacenada en una base de datos contenida en un equipo de cómputo, dicha información será analizada constantemente y por medio de ella se podrán generar registros históricos sobre el comportamiento del sensor, además de servir directamente a la retroalimentación de sistemas de lazo cerrado con lo cual se espera que en la práctica sea de gran utilidad para el mejoramiento de los sistemas de planta y el desempeño más preciso de los sistemas sensoriales.

1.4.2. Presentación de la información sensada

La información será presentada en tiempo real en el equipo de cómputo, con la ventaja que implica el modificar rápidamente los parámetros sensoriales y observar la rapidez con la cual el cambio es transmitido al sistema de control de lazo cerrado, para ello la información del sensor se tiene que ajustar y controlar automáticamente con el menor error posible; el sistema electrónico de adquisición de datos hará el trabajo.

1.4.3. Identificación del contexto de trabajo de los sensores

Depende generalmente del sistema de planta donde se desea implementar el sensor, se parte del parámetro cuantificable y del medio donde el sensor se desarrollará, dependiendo en gran medida de las prestaciones del sensor; para ello se debe de conocer a fondo todos los sistemas sensoriales eléctrico-electrónicos existentes, sus rangos de operación o límites de trabajo y la forma en la que el sensor nos traducirá sus valores medidos.

El sensor debe de tener una parte aplicativa para la cual fue diseñado, y no se debe de hacer un uso indiscriminado de un sensor para el cual las prestaciones de trabajo no se prestan a otros ambientes, repercutiendo en un mal trabajo del sensor e incluso un deterioro o destrucción del mismo; en un caso más drástico hasta puede generar daños a los sistemas de planta e incluso lesiones o muerte al personal que opera dichos sistemas.

El presente trabajo de tesis pretenderá mostrar una visión detallada sobre el comportamiento electrónico sensorial y otorgará las bases para implementar los sensores según sus características de trabajo.

1.5. Planteamiento del problema

De acuerdo a lo anterior, se ha puesto de manifiesto la necesidad de recopilar información crítica en forma clara y oportuna para mejorar la toma de decisiones en los procesos de implementación de sensores y transductores electrónicos a un sistema de automatización y control. Para su solución, este problema se puede descomponer en los siguientes problemas específicos los cuales siguen la línea de la argumentación anterior:

1. **Recopilación de la información de los sensores:** *¿Cómo se modelará un sensor de acuerdo a las características ofrecidas por el proveedor del dispositivo?*
2. **Presentación de la información sensada:** *¿Qué tipo de implementación electrónica se diseñará para ofrecer un mejor resultado para obtener una evaluación mas confiable del comportamiento del sensor?*
3. **Identificación del contexto de trabajo de los sensores:** *¿Cuál es el mejor método para poder evaluar el comportamiento de un sensor en condiciones experimentales?*

1.5.1. Hipótesis

¿Es posible implementar sensores y transductores a un sistema de control bajo las siguientes condiciones?:

- La respuesta de un sistema de control que sea calculada por medio de la regresión polinomial por mínimos cuadrados y el error generado con la información.
- Se pueda utilizar un mismo modelado matemático y circuito de prueba para diferentes sensores.

1.5.2. Objetivo general de la tesis

Dar información básica sobre los principios físicos de operación de los sensores y transductores, la electrónica necesaria para la adaptación e interacción con otros sistemas electrónicos y las aplicaciones de los principales transductores y sensores de uso en la industria, investigación, educación, etc.

1.5.2.1. Objetivos específicos

- Comprender de manera práctica el uso de los sensores.
- Aprender sobre la aplicación de los sensores en la gran mayoría de las ramas del desarrollo humano.

1.5.3. Justificación de la tesis

La elaboración de este trabajo de investigación fue el resultado de un profundo interés en la rama de la electrónica y el control y de la curiosidad por saber la tecnología necesaria para poder seleccionar el mejor sensor o transductor de acuerdo a las necesidades de cada proyecto que se quiera realizar, así como estar al tanto de las nuevas aplicaciones en este ramo de la electrónica tan importante.

1.5.4. Marco teórico

Un transductor es un dispositivo que convierte una señal de un tipo de energía en otra. Generalmente se recurre a algún medio capaz de transformar el movimiento mecánico en algún tipo de señal eléctrica. La base es sencilla, pero diferente para cada tipo de transductores, por que hay dispositivos o elementos electrónicos que actúan de diferente forma con la acción transductora del elemento en cuestión y también depende particularmente del medio al que se aplicará el transductor.

No es lo mismo aplicar un medio de transducción para un elemento que convertirá a señales eléctricas la humedad a otro que tendrá acción directa con la temperatura, por ello se han fabricado dispositivos específicos que determinan cada variable.

Los dispositivos que convierten el valor de una variable controlada en una señal eléctrica son llamados transductores eléctricos. El número de los distintos transductores eléctricos es muy grande. Se han inventado transductores eléctricos para medir prácticamente cualquier variable física, sin importar lo confusa que sea. Industrialmente, las variables físicas más importantes que se encuentran son: posición, velocidad, aceleración, fuerza, potencia, presión, razón de flujo, temperatura, intensidad de luz y humedad; y para todas y cada una de ellas se han diseñado transductores específicos, y de los cuales hablaremos en la presente tesis.

1.6. Propuesta de solución

La solución que se propone consiste en el diseño y construcción de un *sistema electrónico de adquisición de datos*, el cual busca resolver los problemas anteriores como se explica a continuación.

1. **Recopilación de la información de los sensores:** el sistema electrónico de adquisición de datos será capaz de otorgar a cualquier equipo de cómputo los datos del sensor, con lo cual será posible guardarlos en una base de datos destinada para tal fin.
2. **Presentación de la información sensada:** el sistema electrónico de adquisición de datos será capaz de mostrar en tiempo real el comportamiento del sensor e incluso poder monitorear cualquier sensor a distancia.
3. **Identificación del contexto de trabajo de los sensores:** el sistema electrónico de adquisición de datos permitirá trabajar con cualquier sensor en cualquier ambiente de trabajo, tendrá que ser un dispositivo versátil, eficiente y de bajo costo.

1.7. Contribuciones de la tesis

Las contribuciones de esta tesis corresponden a propuestas teóricas, con resultados comprobatorios experimentales, implementaciones prácticas y acondicionamiento de algoritmos clásicos.

Las contribuciones principales son:

1. La determinación de los datos característicos de un sensor para su comercialización.
2. Permite definir las reglas de diseño en sistemas de instrumentación y control.
3. Con el sistema se podrá evaluar el control de calidad en la producción de sensores.

1.8. Organización de la tesis

Este trabajo de investigación se encuentra dividido en siete capítulos, un glosario y las referencias bibliográficas. En cada capítulo se inicia con introducción y conclusiones al término del mismo, en seguida se da una pequeña introducción del contenido de cada capítulo incluyendo el actual:

Capítulo 1 introducción: describirá la razón de ser del siguiente trabajo de tesis, se propondrá el trabajo a realizar, los métodos y formas de aplicación de los sensores y transductores electrónicos.

Capítulo 2 antecedentes: se da a conocer una breve reseña histórica sobre la aparición y evolución de los sensores y transductores electrónicos, se ordenarán temáticamente y se describirá brevemente el comportamiento de cada uno de los sensores que tratará este trabajo de tesis; además de incluir algunos sensores nuevos que actualmente se utilizan en el campo de la medicina, la biología, el medio ambiente, entre otras áreas específicas. Se dan las bases de instrumentación y metrología indispensables para la evaluación de los sensores y transductores.

Capítulo 3 sensores y transductores electrónicos: Se da a conocer las terminologías utilizadas para describir y especificar el funcionamiento y comportamiento general de todos los sensores y transductores electrónicos existentes que fueron descritos y ordenados en el capítulo 1.

1. Introducción

Capítulo 4 caracterización y modelado matemático: se describe el método de regresión lineal y polinomial por mínimos cuadrados para la caracterización y modelado de sensores y transductores así como algunos ejemplos prácticos que se realizaron para la evaluación de sensores.

Capítulo 5 sistemas electrónicos de adquisición de datos: se describirán los métodos para hacer un sistema de adquisición de datos con los cuales los sensores y transductores otorguen información útil cuantificable a sistemas de cómputo; se estudiarán algunos sistemas de adquisición de datos y programas de interfase ya existentes.

Capítulo 6 implementación experimental de sensores: se propone el prototipo que ayudará a obtener los valores necesarios para realizar la ecuación directa característica de cualquier sensor o transductor utilizando los métodos descritos en los capítulos anteriores a fin de ver el funcionamiento de este y poder evaluar si es el diseño correcto o tiene alguna falla para la medición y cuantificación de sensores y transductores.

Capítulo 7 conclusiones y perspectivas: reúne las conclusiones generales de este trabajo de tesis y describe las perspectivas y bases para la realización de trabajos futuros.

Glosario: Se constituyó un glosario organizado lexicográficamente y debidamente referenciado, con el propósito de situar al lector de este trabajo en el contexto de la electrónica y en particular de los temas tratados en esta tesis.

Bibliografía: Se incluyen todas las referencias consultadas a las que se da crédito oportuno a lo largo de la tesis, se ordenan en 2 bloques y en orden alfabético: referencia bibliográfica (libros) y referencia digital (internet).

Capítulo 2

Antecedentes

2.1. Antropología sensorial

Realmente no se tiene alguna fecha determinada para mencionar cuando nacieron y evolucionaron los sistemas sensoriales, lo que se conoce es que todos ellos vienen por la necesidad de comprender más los fenómenos que nos rodean y el motivo de su desarrollo forma parte primordial de la evolución humana.

Desde que la raza humana tiene uso de razón, siempre ha poseído sistemas sensoriales naturales (olfato, tacto, oído, visión y sabor); figura 2.1, que le han permitido aprender a subsistir en este mundo[43].

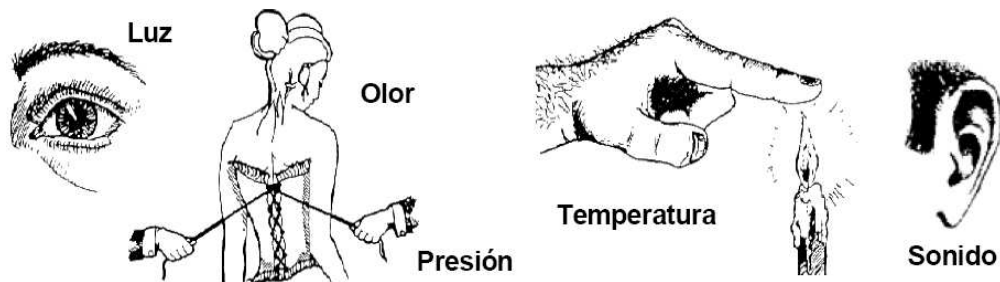


Figura 2.1: Sensores humanos [43].

Con el olfato y el sabor es capaz de detectar la composición química de los alimentos, aprende a reconocer aromas y sabores agradables y desagradables, con el tacto aparte de conocer la textura de la materia que lo rodea, detecta con ella temperatura y presión; el oído le permite escuchar y aprender sonidos y es el medio precursor para la obtención del idioma y con la visión aprende a reconocer la forma y dimensión de lo que le rodea.

No se sabe realmente si en alguna época de la evolución humana se llegó a poseer algún nivel sensorial más sofisticado; lo que sí sabemos es que nuestra capacidad sensorial es muy limitada (biológicamente) en comparación con las ventajas sensoriales que tienen algunos animales. La cualidad creativa que distingue al ser humano como un animal racional origina que analicemos y observemos con más detenimiento los fenómenos que ocurren a nuestro alrededor, creando con ello medios y herramientas que nos permiten comprender lo que sucede más allá de nuestros sentidos; pero esto no es totalmente aplicable con aquellos individuos que no poseen uno o varios sentidos, un ejemplo claro de ello es la virtud que posee una persona ciega que ha perfeccionado el tacto y el oído para comprender mejor su medio ambiente; o con individuos que desean aprender a cuantificar un fenómeno físico determinado, por ejemplo, un catador de vinos que tiene que educar su paladar y su olfato para determinar si una cosecha es buena y de qué año es; y así muchos ejemplos más. Estos sistemas aun en la actualidad se siguen ocupando a costa de lo que la tecnología ya ofrece.

La parte sensorial limitada de los seres humanos permitió que se diseñaran nuevas formas de cuantificar el medio físico que le rodea, todo ello gracias a la necesidad de comprender más sobre su entorno (**Cultura**[27]). La premisa fundamental en

2. Antecedentes

que se basa el concepto de “antropología de los sentidos” es que la percepción sensorial es un acto no sólo físico, sino también cultural. Esto significa que la vista, el oído, el tacto, el gusto y el olfato no sólo son medios de captar los fenómenos físicos, sino además vías de transmisión de valores culturales¹.

Se menciona como valores culturales a todo aquello que permite que el ser humano aprenda sobre su entorno, tecnologías evolutivas como las herramientas, actitudes humanas o formas de comunicación; pero este trabajo de tesis está enfocado a los métodos y dispositivos sensoriales físicos, por lo tanto la inclinación cultural de la que se habla estará directamente relacionada con la tecnología (ingenio, herramientas, desarrollo y aprendizaje).

2.2. El conocimiento sensorial al conocimiento racional

Mao Tse-tung² explica en sus importantes obras filosóficas, como “sobre la práctica”, que el proceso de desarrollo (o acumulación) de conocimientos tiene dos etapas básicas: El conocimiento *sensorial* y el conocimiento *racional*. Para pasar al conocimiento racional, después de asimilar las sensaciones (en la primera etapa) es necesario dar un gran paso, o salto, y sistematizarlas: identificar las “pautas” y captar el carácter esencial y la identidad básica del fenómeno que está más allá de la superficie [80].

Haciendo mención a la filosofía anterior de Mao Tse-tung, en el mundo actual la implementación sensorial parte fundamentalmente en entender con lógica todo lo que nos rodea y del como analizamos y aprendemos de esas sensaciones; y no de creer que funcionan de una u otra forma determinada. Un individuo es capaz de interpretar de diferentes formas la lógica racional con la cual analiza diferentes señales y esta capacidad también cambia de una persona a otra, para lo cual es necesario una definición precisa para poder calificar y cuantificar lo que el conocimiento sensorial nos está ofreciendo.

El hombre experimenta sensaciones como calor o frío, duro o suave, fuerte o débil, agradable o desagradable, pesado o ligero. Y así poco a poco le ha ido añadiendo adjetivos (según como cree que son) a estas sensaciones para calificarlas. Estos calificativos como por ejemplo, en el caso de la temperatura: helado, frío, fresco, tibio, templado, caliente, tórrido, carecen de fiabilidad y de exactitud; ya que no es lo mismo decir que estamos a una temperatura de 0°C, 10°C, 23°C, 50°C o 100°C; lo cual define a la temperatura con magnitudes que permiten que exista una forma de cuantificación más precisa y exacta, y para lo cual, los parámetros calificativos anteriores ya poseen un punto de comparación con las magnitudes y ahora así se puede decir que una temperatura de 0°C es helado, una de 23°C es fresco, o una de 100°C es muy caliente. Parte del estudio sensorial se basará en el tipo de instrumentación y metrología que corresponderá tener a cada tipo de sensor para cada caso de estudio, según sus magnitudes, usos y descripciones.

El **Raciocinio**[34] es una cualidad humana única en los animales, somos capaces de entender, y analizar casi toda la información que se nos da, y con ello podemos obtener conclusiones razonablemente lógicas que también son únicas para cada individuo, es por eso que el análisis central de la medición y cuantificación sensorial se enfocará primordialmente en lo que se necesita para extender las capacidades sensoriales humanas, y así ofrecer una forma razonable de entender el medio en el que el ser humano se desarrolla.

Una parte de la aplicación sensorial extendida parte esencialmente de la necesidad del hombre de conocer y evaluar lo que sucede en lugares donde no puede tener acceso (no puede cuantificarlo directamente o es un ambiente peligroso), para ello se sirve de elementos (sensores y transductores) que son capaces de otorgarle una forma de medición sin que el tenga que estar en el lugar específico, aparte estos sistemas son capaces de cuantificar y evaluar el medio conforme los criterios para los que fueron desarrollados y que en el posterior capítulo describiremos detalladamente.

2.3. La aplicación sensorial en el mundo actual

Las viejas formas de medición empleadas por el hombre para entender y controlar su entorno se han beneficiado con los avances tecnológicos, y al paso de los años han cambiado radicalmente haciéndose estos más sofisticados, prueba de ello

¹Constance Classen [90]

²Mao Tse-tung; Lo que se menciona reside de la forma en como el conocimiento racional es separado de las creencias (actos de fe). [80]

está en que ahora los sistemas sensoriales son más complejos, los dispositivos son más fiables y tienen un mejor desempeño en los ambientes de trabajo para los cuales fueron diseñados. Los métodos con los cuales son controlados los sensores se mejoran a diario y la forma en la cual la información sensorial es interpretada es más rápida, eficaz y precisa.

2.3.1. Aplicación doméstica

En el mercado actual se puede encontrar una gama de dispositivos diseñados para otorgar cuantificaciones sensoriales de cualquier tipo, la instrumentación que venden puede ser de la más barata hasta la más costosa, pero ofrece al comprador una manera fácil y rápida de sentir cualquier tipo de magnitud. Se venden desde termómetros, higrómetros, tacómetros, acelerómetros, etc. La exactitud de estos dispositivos no es muy fiable para muchos de menor precio, ya que no cumplen con normas de calidad que certifican que el producto está dentro de los márgenes de error recomendados para el sensor. A pesar de ello pueden ser útiles para obtener parámetros de medición en donde no se requiera de una medida exacta. En cambio, los dispositivos sensoriales más caros tienen la ventaja de ser ocupados como una herramienta instrumental para la calibración de cualquier otro sensor, e incluso pueden ser adaptados o conectados muchos de ellos a sistemas y equipos de cómputo sin la necesidad de tener que desarrollar algún sistema de interfaz para lograr tal suceso.

2.3.2. Aplicación industrial

Desde hace ya algunos años con la llegada de las computadoras principalmente, el desarrollo en tecnologías de información ha incrementado considerablemente y con ello han crecido también las empresas e industrias que necesitan que ese manejo informativo sea fácil, seguro y rápido. En la actualidad el desarrollo y la aplicación de sistemas que cuantifiquen de forma correcta los procesos de control en cualquier ámbito se basan esencialmente en el manejo de los equipos de cómputo.

El estándar internacional de la Instrument Society of America (ISA)-95³, es utilizado para la integración de los sistemas de control de una empresa. ISA-95 consiste en modelos y terminologías. Éstos se pueden utilizar para determinar qué información, entre los sistemas para las ventas, finanzas, la logística y los sistemas para la producción, el mantenimiento y la calidad tienen que ser intercambiados, para ello a continuación hacemos mención al siguiente estándar internacional de la ISA, figura 2.2[58].

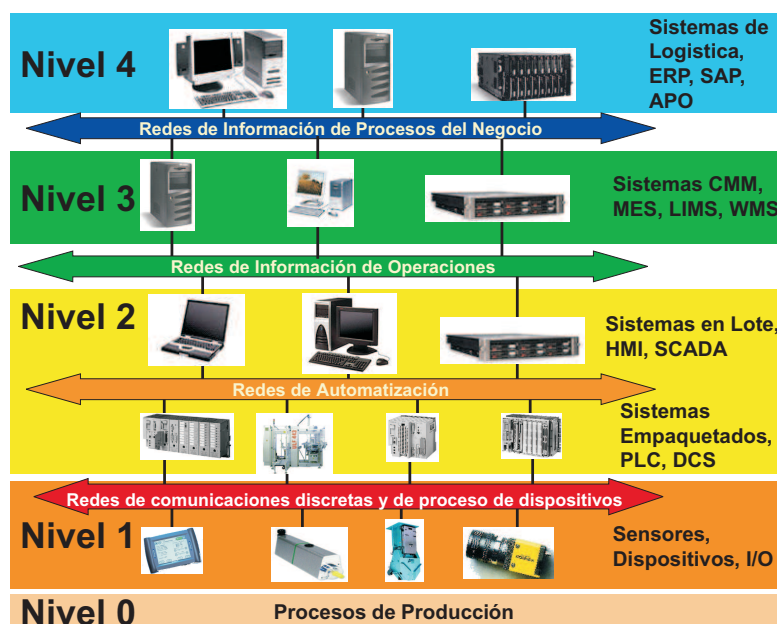


Figura 2.2: Niveles jerárquicos de control y topología IT de la norma ISA-95 [58].

³ISA-95 era llamado S95. En 2003 ISA decidió retitular S95 en ISA-95.

2. Antecedentes

El estándar ISA-95 está constituido por los niveles que a continuación se describen[58]:

Nivel 0 (Procesos de producción): involucra todo lo relacionado al proceso de producción que será controlado por el estándar internacional ISA-95. Se determina que tipo de control sensorial será implementado al proceso de producción.

Nivel 1 (Sensores y dispositivos de entrada/salida): involucran la implementación de todos los sensores en la línea del proceso y fuera de la línea de proceso (in line y off line). Determina la localización de cada uno de los sensores para un desempeño operativo correcto.

Nivel 2 (Sistemas empaquetados y sistemas en lote): involucra sistemas de visualización y circuitos lógicos programables o sistemas electrónicos dedicados a procesos como lo son: Peripheral Interface Controller (PIC), Programmable Logic Controller (PLC), Data Acquisition (DAQ), Distributed Control System (DCS), Human-Machine Interface (HMI), Supervisory Control And Data Acquisition (SCADA), entre otros. También involucra cualquier elemento que realiza una acción dentro del proceso de planta, como pueden ser electro-válvulas, relés, motores, reostatos, bobinas y cualquier elemento actuador que tenga que ver con sistemas empaquetados.

Nivel 3 (Mantenimiento de información en la producción): gestiona y define los datos y la información, generando los registros, los reportes y el análisis con los cuales se retroalimenta cada una de las decisiones que fueron puestas en marcha en el proceso. El mantenimiento de la información en la producción se centraliza para proporcionar mayor control y disponibilidad de los expedientes o registros. Los elementos que controlan esto son los sistemas de Capability Maturity Model (CMM), Manufacturing Execution System (MES), Laboratory Information Management System (LIMS), Warehouse Management Systems (WMS). Los expedientes electrónicos se manejan y se controlan a través de sistemas del nivel 3 con el rastro de intervención, el control de acceso, la reserva, hardware y las redes generalmente estándares de la conectividad con el Enterprise Resource and Planning Systems (ERP).

Nivel 4 (Sistemas de logística): los sistemas de logística típicos son el Advanced Planning and Optimization (APO), que es parte esencial de los productos que maneja el Systeme Anwendungen und Produkte (SAP), y que en conjunto con el ERP, utilizarán componentes múltiples de software y de hardware para alcanzar la integración. Un ingrediente dominante de la mayoría de los sistemas de ERP es el uso de una base de datos unificada de almacenar los datos para los variados módulos del sistema [16]. Esta información se estructura en base a los modelos de Unified Modeling Language (UML), que son la base para el desarrollo de interfaces estándares entre los sistemas de ERP, y de UML.

El estándar ISA-95 se puede utilizar para varios propósitos, por ejemplo como guía para la definición de las exigencias del consumidor, para la selección de los surtidores para Manufacturing Execution System (MES), o como plataforma para el desarrollo de los sistemas de las bases de datos que integran el MES la cual varía libremente a través de las diferentes industrias “manufactura” (semiconductor, proceso, alimento y bebida, etc.).

El MES posee muchas partes y puede ser desarrollado a varias escalas. Para ello en una empresa un simple Work-In-Process (WIP) puede seguir a una solución compleja integral que supervisa y controla todos los recursos usados en el proceso de fabricación de algún elemento que requiere de otros sistemas de la empresa como: el Enterprise Resource and Planning Systems (ERP), el Product Lifecycle Management (PLM), y el Supervisory Control And Data Acquisition (SCADA); con sistemas de planeamiento y tiempos de planeación (tácticos a largo plazo y a corto plazo).

2.4. Preámbulo de los sensores y transductores

La gran mayoría de los procesos en automatización y control traen consigo dispositivos sensores y transductores que les ayudan a realizar una tarea determinada, pero para ello hay que conocer bien la diferencia entre un dispositivo sensor y un elemento transductor. A continuación se muestra de manera detallada el significado de un sensor y un transductor y las diferencias y similitudes que hay entre estas definiciones.

2.4.1. Transductores

Un transductor es un dispositivo que convierte un tipo de energía en otro. En la transducción siempre se extrae una cierta energía del sistema donde se mide, por lo que es importante garantizar que no sea perturbada por algún factor externo. Existe una gran cantidad de transductores en el mercado, para poder medir magnitudes físicas, como se muestran en la tabla 2.1.

Posición	Desplazamiento	Presencia
Proximidad	Movimiento	Velocidad
Aceleración	Inclinación	Presión
Fuerza	Tacto	Temperatura
Luz	Imagen	Flujo
Caudal	Humedad	Químicos
Gases	Humos	Acústicos
Biométricos	Corriente	Conductividad

Tabla 2.1: Ejemplos de tipos de transductores más comunes.

Cualquier dispositivo que convierta estas señales en una señal de otro tipo debería considerarse un transductor, y la señal de salida podría ser de cualquier forma física “útil” (eléctrica o mecánica). En la práctica general de esta tesis pondremos los transductores que ofrecen una señal de salida eléctrica, debido al interés de este tipo de señales en la mayoría de procesos de medida y aplicaciones de automatización y control industriales. Los sistemas de medida electrónicos ofrecen, entre otras, las siguientes ventajas:

1. Debido a la estructura electrónica de la materia, cualquier variación de un parámetro no eléctrico de un material viene acompañada por la variación de un parámetro eléctrico, eligiendo el material adecuado. Esto permite realizar transductores con salida eléctrica para cualquier magnitud física no eléctrica.
2. Dado que en el proceso de medida no conviene extraer energía del sistema donde se mide, lo mejor es amplificar la señal de salida del transductor. Con amplificadores electrónicos se pueden obtener fácilmente ganancias de potencia de hasta 1000 en una sola etapa, a baja frecuencia.
3. Además de la amplificación, hay una gran variedad de recursos, en forma de circuitos integrados, para acondicionar o modificar las señales eléctricas. Incluso hay transductores que incorporan físicamente en un mismo encapsulado parte de estos recursos.
4. Existen también numerosos recursos para presentar o registrar información si se hace electrónicamente, pudiéndose manejar no sólo datos numéricos, sino también textos, gráficos y diagramas.
5. La transmisión de señales eléctricas es más versátil que la de señales mecánicas, hidráulicas o neumáticas, y sin olvidar que éstas pueden ser más convenientes en determinadas circunstancias.

2.4.2. Sensores

Un sensor es un dispositivo que, a partir de la energía del medio donde se mide, da una señal de salida transformable, siendo función de la variable medida. El sensor y el transductor se emplean a veces como sinónimos, pero no lo son, ya que el sensor sugiere un significado más extenso: “la ampliación de los sentidos para adquirir un conocimiento de cantidades físicas que por su naturaleza o tamaño, no pueden ser percibidas directamente por los sentidos”. Por otro lado, transductor sugiere que la señal de entrada y la de salida no deben ser homogéneas; por lo tanto un sensor es un tipo de transductor que transforma la magnitud que se quiere medir, en otra, que facilita su medida. Pueden ser de indicación directa (por ejemplo, un termómetro de mercurio) o pueden estar conectados a un indicador (a través de un convertidor analógico a digital, una computadora y un display) de modo que los valores sensados puedan ser leídos por un humano.

Un sensor es un elemento que produce una señal relacionada con la cantidad que se está midiendo y proporciona una ecuación matemática de entrada y salida congruente con el comportamiento del sensor . Podríamos decir por esta definición

2. Antecedentes

que un sensor es lo mismo que un transductor, sin embargo, en un sistema de medición representativa se utilizan sensores, mientras que un transductor se encargara de cambiar las variables de entrada (mecánicas, térmicas, magnéticas, eléctricas, ópticas y moleculares (químicas)) a una salida de señal eléctrica (voltaje, corriente o resistencia).

En este capítulo se estudiarán todos los sensores, en particular los que se utilizan como transductores electrónicos. Se definirá la terminología utilizada para especificar el funcionamiento de cada uno de los sensores y transductores y se darán ejemplos de transductores de uso común en ingeniería electrónica, así como también una descripción detallada, aplicaciones y formas de los sensores.

2.4.3. Clasificación de los sensores

El número de sensores disponibles para las distintas magnitudes físicas es tan elevado que no se puede proceder racionalmente a su estudio sin clasificarlos previamente de acuerdo con algún criterio.

2.4.3.1. Aporte de energía

Según el “*aporte de energía*”, los sensores se pueden dividir en moduladores y generadores.

- **Sensores moduladores o activos:** la energía de la señal de salida procede, en su mayor parte, de una fuente de energía auxiliar o externa. La entrada solo controla la salida.
- **Sensores generadores o pasivos:** la energía de salida es suministrada por la entrada, o sea que es un sensor que no requiere una fuente externa de excitación ya que es capaz de generar su propia excitación.

Los sensores moduladores requieren en general más conexiones que los generadores, ya que la energía de alimentación suele suministrarse mediante conexiones distintas a las empleadas por la señal. Además, esta presencia de energía auxiliar puede crear un peligro de explosiones en algunos ambientes. Por contra, su sensibilidad se puede modificar a través de la señal de alimentación, lo que no permiten los sensores generadores.

2.4.3.2. Señal de salida

Según a la “*señal de salida*”, los sensores y transductores pueden clasificarse en dos tipos básicos; analógicos o digitales dependiendo de la forma de la señal convertida.

- **Sensores analógicos:** la salida varía a nivel macroscópico, proporcionan una señal de forma analógica continua. La información está en la amplitud, si bien se suelen incluir en este grupo los sensores con salida en el dominio temporal, por ejemplo voltaje, corriente o resistencia eléctrica. Esta señal puede ser tomada como el valor de la variable física que se mide.
- **Sensores digitales:** la salida varía en forma de saltos o pasos discretos. No requieren de un Convertidor Analógico Digital (DAC), y la transmisión de su salida es más fácil, dada en forma de un conjunto de bits de estado en paralelo o formando una serie de pulsaciones que pueden ser contadas a determinado intervalo de tiempo. De una forma, las señales digitales representan el valor de la variable medida. Tienen también mayor fidelidad y mayor fiabilidad, y muchas veces mayor exactitud, pero lamentablemente no hay modelos digitales para muchas de las magnitudes físicas de mayor interés.

Los transductores digitales suelen ofrecer la ventaja de ser completamente compatibles con las computadoras y equipos digitales que los transductores analógicos; los transductores analógicos deben depender según sea el caso de un Analog to Digital Converter (ADC) para poder convertir la señal analógica a digital y así interpretar la información electrónica del sensor en la automatización discretizada.

2.4.3.3. Modo de funcionamiento

Atendiendo al “*modo de funcionamiento*”, los sensores pueden ser de defección o de comparación.

- **Sensores que funcionan por defección:** la magnitud medida produce algún efecto físico, que engendra algún efecto similar, pero opuesto, en alguna parte del instrumento, y que está relacionado con alguna variable útil. Un dinamómetro para la medida de fuerzas es un sensor de este tipo en el que la fuerza aplicada deforma un muelle hasta que la fuerza de recuperación de éste, proporcional a la longitud, iguala la fuerza aplicada.
- **Sensores que funcionan por comparación:** se intenta mantener nula la defección mediante la aplicación de un efecto bien conocido, opuesto al generado por la magnitud a medir. Hay un detector del desequilibrio y un medio para restablecerlo. Las medidas por comparación suelen ser más exactas porque el efecto conocido opuesto se suele calibrar con un patrón o magnitud de referencia de calidad. El detector de desequilibrio sólo mide alrededor de cero y, por lo tanto, puede ser muy sensible y no necesita estar calibrado. Por contra, tiene en principio menor respuesta dinámica y, si bien se pueden automatizar mediante un servo mecanismo, no se logra normalmente una respuesta tan rápida como en los de defección.

2.4.3.4. Tipo de relación: entrada/salida

Según el “*tipo de relación: entrada/salida*”, los sensores pueden ser:

- Orden cero
- Primer orden
- Segundo orden
- Orden superior

El orden está relacionado con el número de elementos almacenadores de energía independientes que incluye el sensor, y repercute en su exactitud y la velocidad de respuesta. Esta clasificación es de gran importancia cuando el sensor forma parte de un sistema de control en lazo cerrado.

2.4.3.5. Ordenamiento de los sensores y transductores electrónicos

El ordenamiento adecuado de los sensores y transductores electrónicos es de suma importancia para el desarrollo de este trabajo, se pretende otorgar una idea general del alcance que tienen estos dispositivos en diferentes áreas de uso común, como es el desplazamiento, la velocidad, la temperatura, la fuerza, etc.

Para comenzar, los sensores serán ordenados y clasificados según dos criterios:

1. **La interacción con el sistema o área en el que se desea realizar la medida:** se ha dispuesto una clasificación general de acuerdo a lo siguiente: desplazamiento y posición, presencia o proximidad, velocidad, aceleración, presión, fuerza, tacto, flujo o caudal, luz, temperatura, humedad y gases.
2. **El principio físico en el que se basa su mecanismo:** dependiendo principalmente del sensor, será el medio eléctrico por el cual el dispositivo funcionará, los hay resistivos, inductivos, capacitivos, electromagnéticos, termoelectrónicos, piezoeléctricos, piroeléctricos, fotovoltaicos, electroquímicos, semiconductores, ultrasónicos, autorresonantes y digitales.

En la tabla 2.2 se resumen todos estos criterios de clasificación y se dan ejemplos de sensores de cada clase. Ahora bien, para el estudio de un gran número de sensores se suele acudir a su clasificación de acuerdo con la magnitud medida.

Se habla, en consecuencia, de sensores de temperatura, de presión, caudal, humedad, posición, velocidad, aceleración, fuerza, par, etc. Sin embargo, esta clasificación difícilmente puede ser exhaustiva ya que la cantidad de magnitudes que se puede medir es prácticamente inagotable.

2. Antecedentes

Magnitud detectada	Tipo de Sensor	Transductor	Características
Sensores de Desplazamiento y Posición Lineal o Angular	Resistivos	Potenciómetros (Lineal y Giratorio)	Analógicos
		Sensores Magnetorresistivos (MR)	Analógicos
	Inductivos	Transformadores Diferenciales de Variación Lineal (LVDT)	Analógicos
		Transformadores Diferenciales de Variación Rotacional (RVDT)	Analógicos
		Síncros o Transformadores Síncronos Trifásicos	Analógicos
		Resolvers o Resolutores	Analógicos
		Inductosyn® Lineales	Analógicos
		Inductosyn® Rotatorios	Analógicos
	Capacitivos	Transductores Capacitivos de Desplazamiento Lineal	Analógicos
		Condensadores Diferenciales	Analógicos
	Piezoeléctricos	Transductores Piezoeléctricos de Desplazamiento Lineal	Analógicos
Ópticos	Transductores Electro-Ópticos de Desplazamiento Lineal	Analógicos	
Digitales	Codificadores de Posición (Incrementales y Absolutos)	Digitales	
Ultrasónicos	Sensores de Rango: Ultrasónicos y Fotoeléctricos	Analógicos	
Sensores de Presencia o Proximidad	Resistivos	Detectores Magnetorresistivos (MR)	Analógicos
	Inductivos	Detectores de Proximidad Inductivos (DPI)	On-Off y Analógicos
	Capacitivos	Detectores de Proximidad Capacitivos (DPC)	On-Off
	Electromagnéticos	Interruptores de Proximidad de Efecto Hall	On-Off
	Electromecánicos	Interruptores de Proximidad Electromecánicos o Microswitch's	On-Off
	Fotoeléctricos	Detectores Fotoeléctricos	On-Off
	Ultrasónicos	Detectores Ultrasónicos	Analógicos
Sensores de Velocidad Lineal o Angular	Electromagnéticos	Sensor de Velocidad Lineal (LVS)	Analógicos
		Tacómetros Generadores de CD	Analógicos
		Tacómetros de Rotor de Metal No Magnético	Analógicos
		Tacómetros de Campo Rotatorio de CA	Analógicos
		Tacómetros de Rotor Dentado	Analógico
	Ópticos	Tacómetro de Captación por Focelda	Digitales
		Codificadores Ópticos Incrementales (Detector Óptico)	Digitales
	Ultrasónicos	Detector de Velocidad con Efecto Doppler	Analógicos
Vibratorios	Giróscopos Monolíticos	Analógicos	
Sensores de Aceleración	Resistivos	Acelerómetros de Desplazamiento Potenciométrico	Analógico
		Acelerómetros con Deformación Piezorresistiva	Analógico
	Inductivos	Acelerómetros de Desplazamiento por LVDT	Analógico
		Acelerómetros de Desplazamiento por Inductosyn® Lineales	Analógico
		Servo-Acelerómetros	Analógico
		Sensor Pendular o Inclinómetro	Analógico
	Capacitivos	Acelerómetros de Desplazamiento por Condensadores Diferenciales	Analógico
		Acelerómetros de Deformación Capacitivos	Analógico
Piezoeléctricos	Acelerómetros de Deformación Piezoeléctricos	Analógico	
Otro	Aceleración Integrada (Medida Inercial de Velocidad y Posición)	Analógico	
Sensores de Fuerza	Resistivos	Galgas Extensiométricas	Analógico
		Células de Carga (Load Cell)	Analógico
	Magnéticos	Sensores Magneto-Elasticos	Analógico
	Capacitivos	Galgas Extensométricas Capacitivas	Analógico
Piezoeléctricos	Sensores Piezoeléctricos	Analógico	
Sensores de Presión	Resistivos	Potenciómetros + Tubos de Bourdon o Fuelles	Analógico
		Sensor de Presión Piezorresistivo	Analógico
		Sensor de Presión Monolítico	Analógico
	Inductivos	LVDT + Tubos de Bourdon o Fuelles	Analógico
	Capacitivos	Sensor de Presión Capacitivo	Analógico
	Electromagnéticos	Sensor de Presión de Efecto Hall	Analógico

Tabla 2.2: Clasificación de los sensores.

Magnitud detectada	Tipo de Sensor	Transductor	Características
Sensores de Luz	Resistivo	Fotorresistencias o Resistores Dependientes de Luz (LDR)	Analógicos
	Generador	Fotoceldas o Celdas Fotovoltáicas	On-Off y Analógicos
	Semiconductor	Fotodiodos	On-Off
		Fototransistores	On-Off
		Rectificador Controlado de Silicio Activado por Luz (LASCR)	On-Off
	Ópticos	Aislador/Acoplador: Foco Incandescente y Celda Fotoconductive	On-Off y Analógicos
		Aislador/Acoplador: Diodo Emisor de Luz (LED) y Fototransistor	On-Off
	Imagen y Visión	Dispositivo Acoplado por Carga (CCD)	Pixels
Metal Óxido Semiconductor Complementario (CMOS)		Pixels	
Sensores de Temperatura	Resistivos	Detectores Termo-Resistivos (RTD) o Termoresistencias	Analógico
		RTD Ni100	Analógico
		RTD Pt100	Analógico
		Termistores con Resistencia NTC y PTC	Analógico/On-Off
	Generador	Termopares o Termocuplas	Analógico
	Semiconductor	Diodos para Medir Temperatura	Analógico
		Circuitos Integrados para Medir Temperatura	Analógico
	Óptico	Pirómetros de Radiación	Analógico
		Pirómetros Ópticos	Analógico
		Pirosensores (Sensores Detectores de Llamas)	On-Off
Sensores de Humedad	Resistivos	Humistor o Higrómetros Resistivos (Polímero Cerámico Resistivo)	Analógico
	Mixto	Psicómetros	Analógico

Tabla 2.2: Clasificación de los sensores.

2.5. Conclusiones

En todo proceso de automatización y control se utilizan los sensores y los transductores para captar las magnitudes de los procesos que se realizan, es por eso que se hace necesario saber la importancia de conocer las diferencias entre ellos, así como también la clasificación de estos; ya sea por aporte de energía, señal de salida, modo de funcionamiento así como por el tipo de relación entrada/salida. Al final se dio una clasificación que pretendemos sea muy completa y explícita en cuestión al modo de operación de los dispositivos sensoriales que actualmente están en el mercado.

Capítulo 3

Sensores y transductores

3.1. Introducción

Los sensores electrónicos han ayudado no solo a medir con mayor exactitud las magnitudes, sino a poder operar con dichas medidas. Pero no se puede hablar de los sensores sin sus acondicionadores de señal, ya normalmente los sensores ofrecen una variación de señal muy pequeña y es muy importante saber como equilibrar las características del sensor con las de algún circuito para que este le permita medir, acondicionar, procesar y actuar en base a lo que el elemento transductor esta procesando. Este capítulo pretende hacer una recopilación detallada y extendida de los sensores. Por supuesto, la rápida evolución de estos componentes hace que este trabajo nunca esté al día ni terminado, por lo que hay que consultar en cada momento el estado actual de los mismos. La siguiente compilación explicativa de los sensores y transductores electrónicos, tiene su base en el ordenamiento referido de la tabla 2.2 del capítulo anterior.

3.2. Sensores de desplazamiento o posición lineal y angular

3.2.1. Potenciómetros

El potenciómetro es el transductor eléctrico de posición más común. Los potenciómetros pueden ser usados solos, o pueden conectarse a un sensor mecánico para convertir un movimiento mecánico en una variación eléctrica. Un *potenciómetro* es un elemento resistivo que tiene un contacto deslizante que puede desplazarse a lo largo de un canal o pista; figura 3.1 [87].

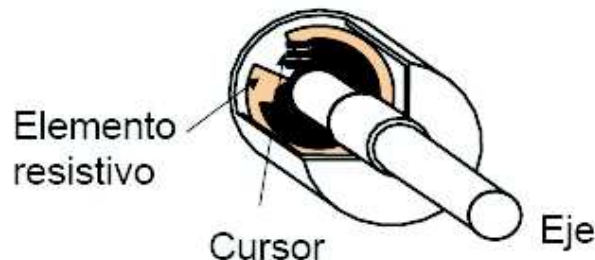


Figura 3.1: Potenciómetro común [87].

Los potenciómetros generan una señal de salida análoga generalmente, tienen un aporte energético del tipo modulador o activo y no tienen límites propios de aplicación ya que los hay de diferentes tipos y formas y es muy común encontrarlos en cualquier sistema o circuito electrónico. Es un elemento transductor de uso común y a continuación se describirán las características conforme al diseño de diferentes potenciómetros que se pueden encontrar en el mercado electrónico.

En los potenciómetros según el desplazamiento mecánico que intervenga se pueden dividir en tres tipos:

1. **Circulares:** está formado por una pista o canal circular sobre la que se desliza un contacto deslizante giratorio, figura 3.2(a) [75].
2. **Rectilíneos:** está formado por una pista o canal recto sobre el cual el contacto deslizante se desliza linealmente, figura 3.2(b) [75].
3. **Helicoidales:** está formado por una pista enrollada, la cual tiene el contacto deslizante en un punto determinado del helicoide, figura 3.2(c) [75].

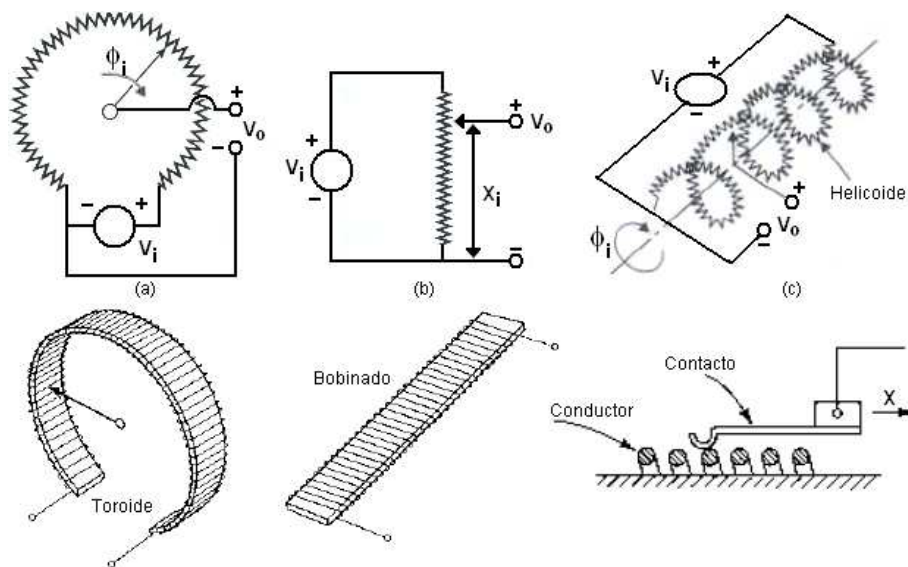


Figura 3.2: Clasificación de potenciómetros según el desplazamiento del cursor [75].

Ahora en la construcción de la pista o canal circular sobre la que rota el contacto deslizante, se tienen 2 técnicas empleadas para:

1. **Película depositada:** sobre un soporte aislante se deposita una película formando una pista que será recorrida por el cursor. Es posible obtener potenciómetros de tamaño muy reducido. Permiten una regulación continua. Combinadas con diferentes materiales de la pista conductora darán lugar a los siguientes tipos:
 - **Película depositada de carbón:** están constituidas por carbón coloidal (negro de humo), mezclado en proporciones adecuadas con baquelita y plastificantes adecuados para obtener una hoja con una resistencia volumétrica constante. Dan lugar a potenciómetros de reducido tamaño con escasas posibilidades de disipación de potencia (máximo 2W) y tolerancias estándar de 10 % y 20 %. Permiten una regulación continua. Su coste es muy reducido. Como desventaja específica se puede señalar una dependencia no despreciable con la temperatura del valor de la resistencia ofrecida por la película de carbón. Se puede cortar o estampar como un elemento uniforme en forma de C; y, si se trata de aplicaciones especiales, con otra forma como en línea recta. Este material muestra una buena linealidad y una larga vida rotatoria, su mejor característica es el precio, pero como inconvenientes tiene las variaciones de temperatura y su tiempo de vida.
 - **Película depositada metálica:** las capas de estos tipos de resistencias están formadas en base a mezclas de óxidos de estaño y antimonio depositadas sobre un soporte generalmente de vidrio. El cursor, como en las de capa de carbón, suele ser de aleaciones de cobre (Cu) y oro (Au) o plata (Ag), tomando los terminales de salida en contactos metalizados practicados sobre la capa. Permiten disipar potencias algo más elevadas (hasta 4W) con unas tolerancias bajas (1 %, 2 % y 5 %) y muy buena linealidad (0.05 %). Su costo es elevado.

- **Película depositada tipo Cermet:** son una combinación de un material CERámico y METal que mejora muchísimo las características del carbón. La capa está constituida por una mezcla aglomerada de materiales vítreos y metales nobles, depositada sobre un sustrato de cerámica. Suelen presentarse en tamaños reducidos, adecuados para ajustes dada la gran precisión y linealidad que alcanzan, sobre todo los modelos lineales multivuelta. Este tipo de potenciómetros son destinados a montaje en circuito impreso, para permitir ajustes del mismo se denominan trimmers (sean cuales sean sus características).
2. **Bobinados:** en este tipo la resistencia se obtiene enrollando un cable conductor (con una conductividad no muy elevada para que el cable no tenga que ser muy largo) alrededor de un soporte aislante (cerámico, plástico, etc). Soportan corrientes elevadas pero su tamaño es muy grande. Además la resistencia obtenida no es regulable de forma continua, sino en incrementos del valor de la resistencia de una espira. Como inconveniente específico cabe destacar una elevada inductancia debido a su forma de bobina, que les hace inadecuados para señales de alta frecuencia. Tiene aplicaciones de potencia elevada desde varios vatios hasta kW. Sus principales ventajas son el bajo coeficiente de temperatura, su vida mecánica, bajo ruido, alta disipación, y estabilidad con el tiempo.
- **Bobinados de pequeña disipación:** la constitución de este tipo de resistencias es muy parecida a la de las resistencias bobinadas fijas. Suelen usar los mismos materiales, aleaciones Ni-Cu para pequeños valores de resistencia, y Ni-Cr para valores altos. Su principal aplicación es la limitación de corriente en circuitos serie, por lo que se pueden denominar reostatos, aunque la potencia que pueden aguantar no es muy elevada, por lo que también los encontraremos en aplicaciones como potenciómetros. Los valores estándar que se pueden conseguir por este método son limitados, resultando como máximo de $50k\Omega$. Pueden disipar potencias de hasta 8W y se presentan en tolerancias de 5 % y de 10 %.
 - **Bobinados de potencia:** se pueden comparar a los modelos vitrificados de alta precisión de las resistencias fijas. Este tipo de resistencias son las que realmente se denominan reostatos, capaces de disipar elevadas potencias aplicadas como limitadores de corriente. El rango de valores que se puede obtener es limitado, dependiendo de la potencia máxima a disipar y puede ser como máximo de $5k\Omega$ para 100W y $10K\Omega$ para 250W si bien la potencia disipada puede llegar a los 1000W y su temperatura máxima de funcionamiento a los $200^{\circ}C$. Se presentan en tolerancias de 5 % y de 10 %.
 - **Bobinados de precisión:** en este tipo se usan aleaciones metálicas de pequeña resistividad (Au-Ag) en lugar de aumentar el diámetro del hilo y así conseguir pequeños valores con reducidas dimensiones. Por sus aplicaciones, a este tipo se les suele denominar trimmers bobinados. Llegan a disipar potencias de 1,5W, con valores de resistencia limitados a un máximo de $100k\Omega$ y tolerancias de 1 % y de 5 %. Se pueden presentar en montajes multivuelta con una resolución de 0.0001Ω

3.2.1.1. Potenciómetros giratorios

El potenciómetro giratorio es el mas común de todos los elementos electrónicos, en general está formado por una pista o canal circular, ya sea de película o bobinado; sobre la que rota un contacto deslizante giratorio unido fielmente a una flecha o eje con el cual se pueda hacer girar el contacto deslizante como se puede observar en la figura 3.3 [2].



Figura 3.3: Potenciómetro giratorio y circuito característico [2, 33].

3. Sensores y transductores

Con un voltaje de entrada constante V_s entre las terminales 1 y 3, el voltaje de salida V_o entre las terminales 2 y 3 es una fracción del voltaje de entrada, la fracción que depende de la relación de resistencia R_{23} entre las terminales 2 y 3 comparada con la resistencia total R_{13} entre las terminales 1 y 3, es decir: $V_o/V_s = R_{23}/R_{13}$. Si la resistencia de la pista por unidad de longitud (por ángulo unitario) es constante, entonces la salida es proporcional al ángulo a lo largo del cual gira el deslizador. En este caso un desplazamiento angular se puede convertir en una diferencia de potencial [2].

Este tipo de potenciómetros son utilizados en sistemas de control donde se busca una automatización sencilla, para regular mediante voltaje o corriente una determinada posición angular que no requieran de una exactitud determinada a un desplazamiento para el sistema en el que se aplique. Este tipo de potenciómetros puede tener un comportamiento lineal o logarítmico dependiendo de su designación.

3.2.1.2. Potenciómetros multivoltas

Para un ajuste fino y más exacto de la resistencia existen potenciómetros multivuelta, en los que el cursor va unido a un tornillo axial desmultiplicador o sinfín, de modo que para completar el recorrido necesita varias vueltas del eje de mando; generalmente tienen un límite determinado de 10 a 25 vueltas dependiendo de la marca.

Los potenciómetros de precisión de una única vuelta tienen elementos resistivos planares (circulares), mientras que los potenciómetros de precisión multivuelta disponen de elementos helicoidales. En la Figura 3.4 presentamos una vista en corte de un potenciómetro multivuelta, donde el cursor gira y atraviesa de forma axial la longitud de la caja, al tiempo que sigue el elemento resistivo helicoidal [11].

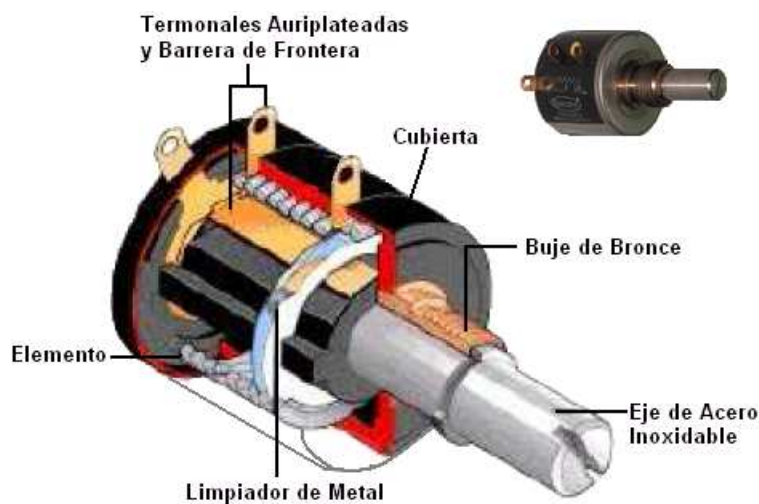


Figura 3.4: Símbolo y esquema del potenciómetro multivuelta [11].

La mayoría de los potenciómetros multivuelta se manejan mediante tornillos diales "como en de los micrómetros o tornillos de Palmer" para permitir la repetibilidad de las selecciones. Sus elementos resistivos se encuentran bobinados o son hélices híbridas; o sea bobinados resistivos que a su vez son enrollados para hacer un helicoide. También los hay como elementos híbridos que se encuentran arrollados como hélices cubiertas de un plástico conductor en lugar de un bobinado. De 10 hasta 25 vueltas pueden ser necesarias para que el cursor recorra toda la longitud del elemento. En la actualidad, los elementos resistivos de un potenciómetro de precisión suelen estar fabricados con plástico conductor, o con cermet, en lugar de ser un bobinado.

3.2.1.3. Potenciómetros lineales

Los potenciómetros lineales son transductores de distancia y posición con contacto y rozamiento. La medida se obtiene mediante el deslizamiento de unas escobillas montadas sobre un pistón y que se mueve sobre una pista plástica resistiva o

bobina, que en función del punto donde se encuentre, dará un valor proporcional en resistencia. En la figura 3.5 se puede ver un ejemplo de un potenciómetro lineal miniatura [87].



Figura 3.5: Potenciómetro lineal miniatura (MLP) [46, 87].

El montaje es muy sencillo, ya que incorpora todo lo necesario para realizarlo de una forma fácil. Dispone de diferentes opciones mecánicas, como son las rótulas, puntas palpadoras, muelle, etc., todo ello pensado para cubrir las diferentes aplicaciones de montaje posibles. Tienen un rango desde 25mm hasta 950mm, con una linealidad desde 0.2 % hasta 0.75 %. Su salida resistiva es de 1k Ω , 5k Ω o 10k Ω aunque esto es dependiendo de los modelos.

Este tipo de potenciómetros son utilizados en medida de distancia y posicionado de maquinaria para diferentes industrias, como la madera, cerámica, mármol, etc., en las que no existen grandes distancias y se busca una automatización sencilla.

3.2.1.4. Potenciómetros logarítmicos

Son un tipo especial de potenciómetros que comúnmente se encuentran dentro de sistemas de control de volumen de consolas y mezcladoras de audio. La figura 3.6 nos muestra un potenciómetro logarítmico típico de estos sistemas, algunos equipos caseros ocupan potenciómetros logarítmicos giratorios como se vieron anteriormente [40].

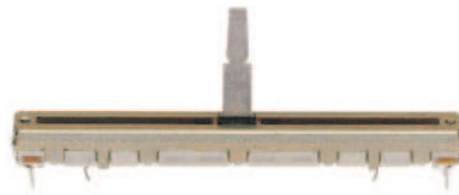


Figura 3.6: Potenciómetro logarítmico [40].

Un potenciómetro logarítmico tiene una equivalencia asimétrica con respecto al recorrido, formando una curva que suele tener forma exponencial o logarítmica. Esto es así a causa de la “ley estímulo-reacción de Fechner”, en la que se demostró que el oído humano no tiene una respuesta lineal a las variaciones de volumen, sino que responde al logaritmo de la amplitud.

Este tipo de potenciómetros funcionan como un dispositivo de desplazamiento lineal pero sin obtener una linealidad, ya que hace contacto a través de una pista de grosor variable; conforme se desplace el contacto a través de la pista variable se estará obteniendo un valor logarítmico.

3.2.1.5. Linealidad de potenciómetros

Las curvas de comportamiento por desplazamiento de los potenciómetros cumplen con una propiedad de los potenciómetros que se conoce como **ley de variación o taper** en inglés; y que es la característica que particulariza la variación de la resistencia respecto al desplazamiento del cursor.

Variación lineal: la gran mayoría de los potenciómetros son lineales. El término lineal significa que un movimiento mecánico dado del cursor produce un cambio dado en la resistencia, sin importar la posición del cursor en la extensión del

elemento. En otras palabras, la resistencia del elemento está distribuida de manera igual por la longitud del elemento. El grado preciso de linealidad de un potenciómetro es muy importante en algunas aplicaciones. Los fabricantes por tanto especifican un porcentaje de linealidad en los potenciómetros que fabrican. Todo esto puede comprenderse haciendo referencia a la figura 3.7 [77].

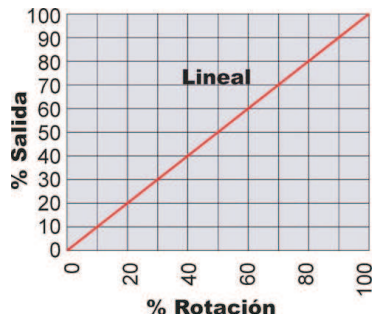


Figura 3.7: Curva de variación (taper) lineal [77].

En la figura 3.7 se muestra una gráfica de porcentaje de salida contra rotación del eje para un potenciómetro perfectamente lineal (ideal). Puede pensarse en la resistencia graficada en el eje vertical como la resistencia entre la terminal del cursor y una de sus terminales, como se vio en la figura 3.3. El ángulo del eje trazado en el eje horizontal es el ángulo a través del que se ha girado el eje, siendo 0° la posición en la que el cursor está en contacto directo con la terminal. Como se puede ver, un potenciómetro perfectamente lineal presenta una cantidad dada de cambio de resistencia para un número dado de grados de rotación del eje, sin importar dónde se encuentra el eje [77].

Por supuesto, es imposible fabricar potenciómetros con una linealidad perfecta, en la práctica la resistencia se desvía de la línea recta ideal, figura 3.8(a). El punto de peor desviación de la línea recta ideal determina el porcentaje de linealidad del potenciómetro. Por ejemplo, en su peor punto, la resistencia real se desvía de la línea recta ideal en 10 %. Esto significa que la resistencia real difiere de la resistencia esperada una décima parte de la resistencia total, por tanto, es 10 % lineal como se ve en la figura 3.8(b) [12].

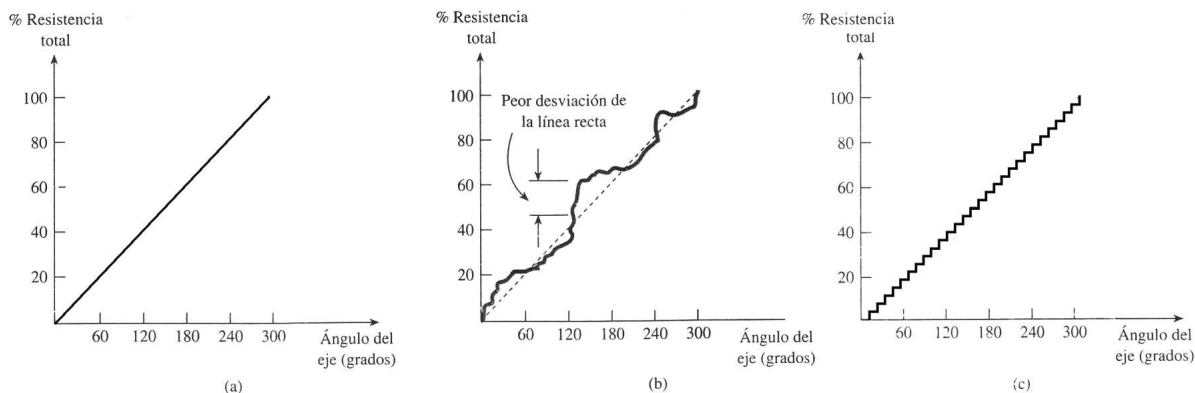


Figura 3.8: Linealidad de las resistencias [12].

Por tanto, al especificar un fabricante un potenciómetro de 500Ω con una linealidad de 10 % tendrá una gráfica de resistencia contra ángulo del eje en la que la resistencia real se desvía de la línea recta ideal en no más de 50Ω.

Mientras una linealidad de 10 % podría ser la adecuada para muchas aplicaciones industriales del potenciómetro, con casi completa seguridad no sería adecuada para una aplicación de medición. Generalmente, los potenciómetros usados

como transductores tienen linealidades de menos de 1 %, y a veces tan bajas como 0.1 %. Para un potenciómetro de 500Ω con una linealidad de 0.1 %, la resistencia real se desviará de la resistencia de línea recta esperada en no más de 0.5Ω , figura 3.8(c) [12].

Variación logarítmica: la relación entre la posición del cursor y la resistencia obtenida es logarítmica, de forma que la posición del cursor es proporcional al logaritmo de la resistencia. Este tipo de potenciómetros son de utilidad cuando actúan sobre la frecuencia o la amplitud de una señal acústica, ya que el oído humano percibe ambas magnitudes de forma logarítmica y eso hace que la acción sobre el potenciómetro nos parezca lineal.

Para que percibamos un sonido como “el doble de fuerte” que otro, ha de tener diez veces más volumen. Para ello necesitamos controles de volumen que actúen de manera similar y en los que la variación de amplitud sea muy pequeña al principio y muy grande al final. En este caso, necesitamos una variación positiva más comúnmente conocida como potenciómetro logarítmico o de audio, figura 3.9(a) [77].

Variación antilogarítmica: también llamado logarítmico negativo o exponencial, nos ayuda a conseguir el efecto contrario a la logarítmica, son sumamente raros encontrarlos, figura 3.9(b) [77].

Variación log-antilog: presenta comportamiento logarítmico en una mitad del recorrido del cursor y antilogarítmico en la otra mitad, resultando coincidir en su valor medio con uno de comportamiento lineal, figura 3.9(c) [77].

Para poder comprobar cuando un potenciómetro es lineal o logarítmico lo mejor es comprobarlo con el multímetro. Si al 50 % del recorrido da el 50 % del valor podemos estar razonablemente seguros de que es lineal (o “log-antilog”). Si no, lo más normal es que sean logarítmicos o de audio.

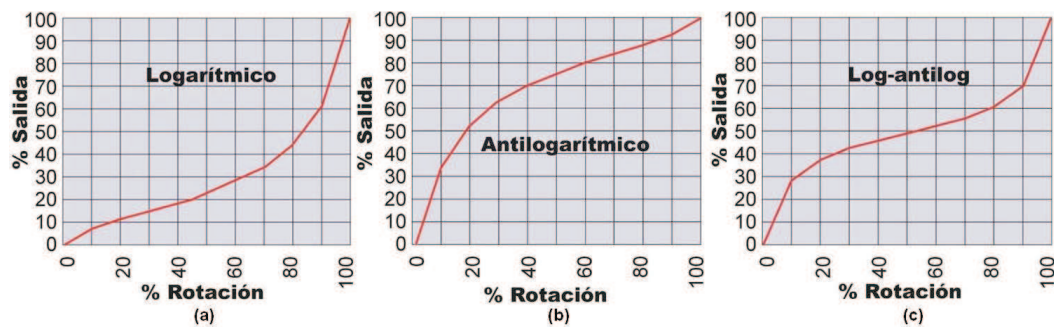


Figura 3.9: Curva de variación (taper) logarítmicas [77].

Si se observa detenidamente en las gráficas veremos que realmente las curvas están hechas con segmentos rectos. No son curvas auténticas. Esto está hecho deliberadamente pues en la realidad las curvas son así, ya que es muchísimo más fácil y económico el hacer las pistas de los potenciómetros de este modo que si fuesen progresivos de un modo real. De hecho en la realidad no tienen más que dos o tres “rampas” con las que se puede dibujar a “grosso modo” la curva final [77].

3.2.1.6. Resolución de los potenciómetros

Muchos potenciómetros lineales son de la variedad bobinada. En un potenciómetro bobinado, una pieza de alambre delgado está enrollada muchas veces alrededor de un núcleo aislante, e introducida dentro de un cilindro o tubo. El cursor (eje o flecha que controla la resistencia de forma lineal) se mueve de una vuelta de alambre a la siguiente, a medida que se ajusta el potenciómetro. El punto importante es que hay un límite al cambio mínimo de resistencia posible. El cambio mínimo en resistencia posible es igual a la resistencia de una vuelta del alambre. Por ejemplo, un potenciómetro bobinado de 500Ω que tenga 200 vueltas tendrá una resistencia por vuelta de $500\Omega/200 = 2.5\Omega$. El ajuste mínimo posible del potenciómetro moverá el cursor de una vuelta a la vuelta siguiente, por lo que el cambio mínimo de resistencia posible será de 2.5Ω . Este cambio mínimo posible de la resistencia determina la resolución del potenciómetro lineal.

Ahora en cambio, para los potenciómetros logarítmicos la resolución tiene que ser todavía más precisa y constante, esto debido a que su mayor utilización es dentro de consolas de audio. La verdad, el oído humano tampoco tiene tanta resolución

3. Sensores y transductores

para notar la diferencia, pero en los sistemas de audio de alta definición y que trabajan en modo estéreo o surround (de 2 a 7 canales), las industrias se preocupan por otorgar un sistema que pueda cambiar el volumen a como el oído lo interpreta. Pues bien, nuestra intención es conseguir todos estos modos de una manera sencilla. Los potenciómetros logarítmicos son mas caros que los lineales pero lo que es peor es que la oferta es mucho menor. No se habla de dispositivos extraños, como los antilog y los log-antilog ni mucho menos de rarezas como los seno-coseno, que es casi improbable encontrarlos en México y si los halláramos su costo sería muy elevado, sino de los mismos logarítmicos de audio de toda la vida. En catálogos o preguntando en tiendas de electrónica, los potenciómetros lineales tienen infinidad de valores, pero en los potenciómetros logarítmicos solo hay unos cuantos, normalmente de $10k\Omega$, $47k\Omega$, $100k\Omega$, $220k\Omega$ y $470k\Omega$.

Si no encontramos o no queremos pagar demasiado por un potenciómetro logarítmico, podemos utilizar la “modificación de la respuesta en la resistencia de potenciómetros” (taper resistor). El truco es sencillísimo y funciona de maravilla. Se trata de añadir una resistencia (RX) del modo que se indica en la figura 3.10. Esta resistencia ha de ser del 20 % del valor nominal del potenciómetro lineal. Realmente no se garantiza mucho con este método, ya que cualquier tipo de falla en la resolución del potenciómetro repercutirá considerablemente en el desempeño del montaje [77].

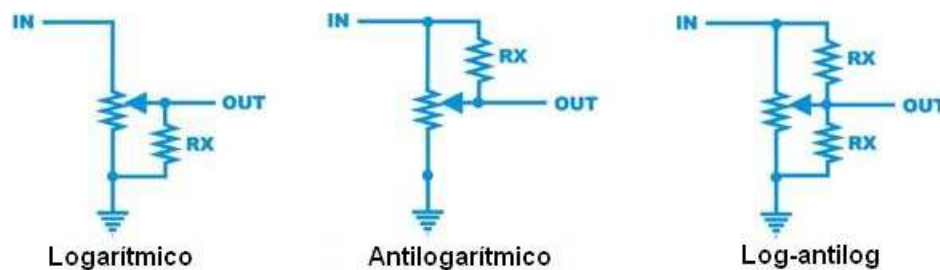


Figura 3.10: Modificación de la respuesta en la resistencia de potenciómetros [77].

Como regla general, los potenciómetros que tienen una buena resolución inherente tienen una mala linealidad, y viceversa. Por supuesto, tomando grandes cuidados en el proceso de manufactura, es posible hacer potenciómetros que tengan tanto buena resolución como buena linealidad. Los potenciómetros usados para propósitos de medición generalmente son de este tipo. Tienen buena resolución, buena linealidad y buenas características ambientales (la temperatura y la humedad no los afectan). Y son algo caros, costando hasta 20 veces más de lo que costaría un potenciómetro de control sencillo.

3.2.1.7. Aplicaciones de los sensores potenciométricos

Algunas aplicaciones típicas de los sensores potenciométricos son:

- Máquina herramienta y de ensayos.
- Apertura de invernaderos.
- Control de compuertas y elevadores.
- Ensayos dinámicos en la industria del automóvil.
- Análisis modal en aeronáutica.
- Medida de suspensión en ferrocarril, automoción, aeronáutica y audio de alta definición.

3.2.2. Sensores magnetorresistivos (MR)

El efecto Magnetorresistivo (MR) data de 1856, donde Thomson observó este efecto aunque no se encontró ninguna aplicación práctica. Posteriormente con los semiconductores se empezó a utilizar como detectores de movimiento. La gama de sensores magnetorresistivos de Philips está caracterizada por su alta sensibilidad en la detección de los campos magnéticos, en un amplio rango de temperatura de trabajo, con un “offset” muy bajo y estable, y con una baja sensibilidad a la tensión

mecánica. Por lo tanto, son un excelente medio de medida tanto en desplazamiento lineal como en angular, bajo condiciones ambientales extremas en aplicaciones de automoción o maquinaria (ruedas dentadas, varillas de metal, levas, etc.). Otra aplicación de los sensores magnetorresistivos es la medición de velocidad rotacional.

Un ejemplo donde las propiedades de los sensores magnetorresistivos pueden ser útiles es en las aplicaciones de automoción, tal como detección de velocidad de una rueda para el control de Anti-Blocking System (ABS), en sistemas de control de motores y en detectores de posición para la medición de la posición de un chasis, en la medición de posición de válvulas o de los pedales. Otro ejemplo, es en la instrumentación y control de equipos, que frecuentemente requieren sensores de posición capaces de detectar desplazamientos en la región de las décimas de milímetro (o a veces menor) y en sistemas de ignición electrónica donde se tiene que poder determinar con gran precisión la posición angular de un motor de combustión. Debido a su alta sensibilidad los sensores magnetorresistivos pueden medir campos magnéticos muy débiles y son ideales para aplicaciones en brújulas electrónicas, corrección del campo de la tierra y detección de tráfico.

Los sensores magneto resistivos utilizan el efecto magneto-resistivo, que se basa en la propiedad de un material que cambia su resistividad por la presencia de un campo magnético externo (las unidades comunes utilizadas para los campos magnéticos se muestran en la tabla 3.1 siguiente [43].

1kA/m = 1.25mTesla (en el aire)
1mT = 10 Gauss

Tabla 3.1: Unidades magnéticas más comunes [43].

En la figura 3.11 se muestra el principio de trabajo básico de un sensor MR, con una tira de material ferromagnético llamado **permalloy**, que es una aleación de hierro y níquel con proporciones de alrededor del 20 % y 80 % respectivamente. El material se deposita en un sustrato de vidrio mediante técnicas de película fina [43].

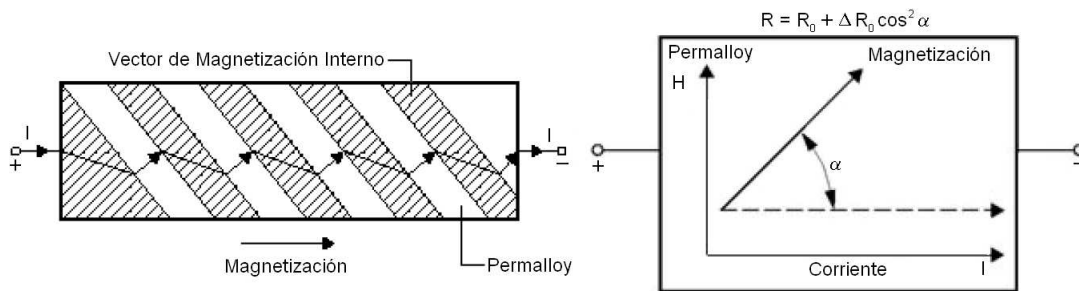


Figura 3.11: Sensor magneto-resistivo: permalloy y efecto magnetorresistivo (20 %Fe-80 %Ni) [43].

Suponiendo que, cuando no está presente un campo magnético externo, el permalloy tiene un vector de magnetización interno paralelo al flujo de la corriente I de izquierda a derecha. Si se aplica un campo magnético externo H paralelo al plano del permalloy, pero perpendicular al flujo de la corriente I , el vector de magnetización interno del permalloy rotará alrededor de un ángulo α . Como resultado, la resistencia R del “permalloy” cambiará en función del ángulo de rotación α , dado por la ecuación 3.2:

$$R = R_0 + \Delta R_0 \cos^2 \alpha \tag{3.1}$$

R_0 y ΔR_0 son parámetros del material y para lograr las características óptimas del sensor, Philips utiliza “Ni19Fe81”, el cual tiene un valor alto de R_0 y una baja magneto-restricción. Con este material, ΔR_0 es del orden del 3 %. Es obvio que es una ecuación cuadrática, es decir, que la característica de la resistencia/campo magnético no es lineal, entonces, cada valor de R no está asociado necesariamente con un único valor de H .

3. Sensores y transductores

Básicamente, el efecto MR se puede utilizar para la medición angular y la velocidad rotacional, donde no se requiera la linealización de la característica del sensor. En la serie de sensores KMZ, hay cuatro tiras de “permalloy” que están ordenadas en forma de laberinto en el silicio. Están conectadas en una configuración en puente de Wheatstone, que tiene las siguientes ventajas: la reducción de la deriva por temperatura, el que se duplica la señal de salida y que el sensor se puede alinear en fábrica. Además se incluyen dos resistencias R_T , como se muestra en la figura 3.12(a), que son para ajustar el “offset” del sensor casi a cero durante el proceso de producción, también se muestra en la figura 3.12(b) la estructura de las cuatro tiras de permalloy [43].

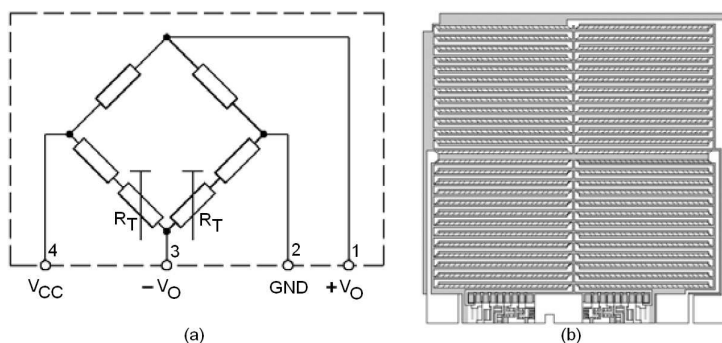


Figura 3.12: Permalloy configurado en puente de Wheatstone [43].

En la tabla 3.2 siguiente se muestran las características electrónicas (rango del campo, voltaje, sensibilidad, resistencia) de la familia de sensores magnetorresistivos KMZ de Philips, junto con las aplicaciones típicas para las que fueron diseñados los sensores KMZ [43].

Tipo	Rango del Campo (Ka/m)	Voltaje (V)	Sens. ($\frac{mV/V}{kA/m}$)	Voltaje de Offset (mV/V)	Resistencia del Puente ($k\Omega$)	Linealiza el efecto MR	Bobina Interna	Aplicaciones
KMZ10A	-0.5 a +0.5	≤ 9	16	± 1.5	1.2	Si	No	Detección de metal,
KMZ10A1	-0.5 a +0.05	≤ 9	22	± 1.5	1.3	Si	No	control de trafico
KMZ10B	-2.0 a +2.0	≤ 12	4	± 1.5	2.1	Si	No	Posición angular y
KMZ10B1	-2.0 a +2.0	≤ 12	4	± 1.5	2.1	Si	No	lineal, velocidad
KMZ10C	-7.5 a +7.5	≤ 10	1.5	± 1.5	1.4	Si	No	rueda
KMZ41	H = 100	≤ 12	2.8	± 8	2.5	No	No	Medida angular
KMZ50	-0.2 a +0.2	≤ 8	16	± 1	2	Si	Si	Control de tráfico,
KMZ51	-0.2 a +0.2	≤ 8	16	± 1	2	Si	Si	metales, Compass, navegación

Tabla 3.2: Sensores magnetorresistivos KMZ de Philips [43].

Las aplicaciones propuestas se pueden dividir entre las de medida de desplazamientos y velocidades lineales y angulares, los detectores de proximidad, la medida de posiciones y la medida de niveles con flotador. En estos casos el elemento móvil debe provocar un cambio de campo magnético, y para ello o bien debe ser un elemento metálico o con un recubrimiento o

identificador metálico, en presencia de un campo magnético constante, o bien hay que incorporar un imán permanente que se mueva junto con el elemento a detectar.

3.2.2.1. Brújula electrónica

Para medir el magnetismo de la tierra en cualquier lugar, primero debemos medir la dirección y la intensidad del campo. El campo magnético de la tierra esta descrito por siete parámetros. Éstos son:

1. Campo principal (D) - declinación
2. Campo principal (I) - inclinación
3. Campo principal (H) - intensidad horizontal
4. Campo Principal (X) - componente norte. Componente que forma parte de la intensidad horizontal (H) como plano
5. Campo principal (Y) - componente este. Componente que forma parte de la intensidad horizontal (H) como plano
6. Campo principal (Z) - componente vertical
7. Campo principal (F) - intensidad total

Cada parámetro interactúa con el sensor al nivel de las nanoTeslas (nT), dependiendo de la orientación del sensor MR existen 3 componentes ortogonales definidas como (X), (Y), y (Z), de donde las componentes (X) y (Y) forman un plano que es consecuencia de la intensidad horizontal (H); por lo tanto, con este plano se puede generar una brújula electrónica [74].

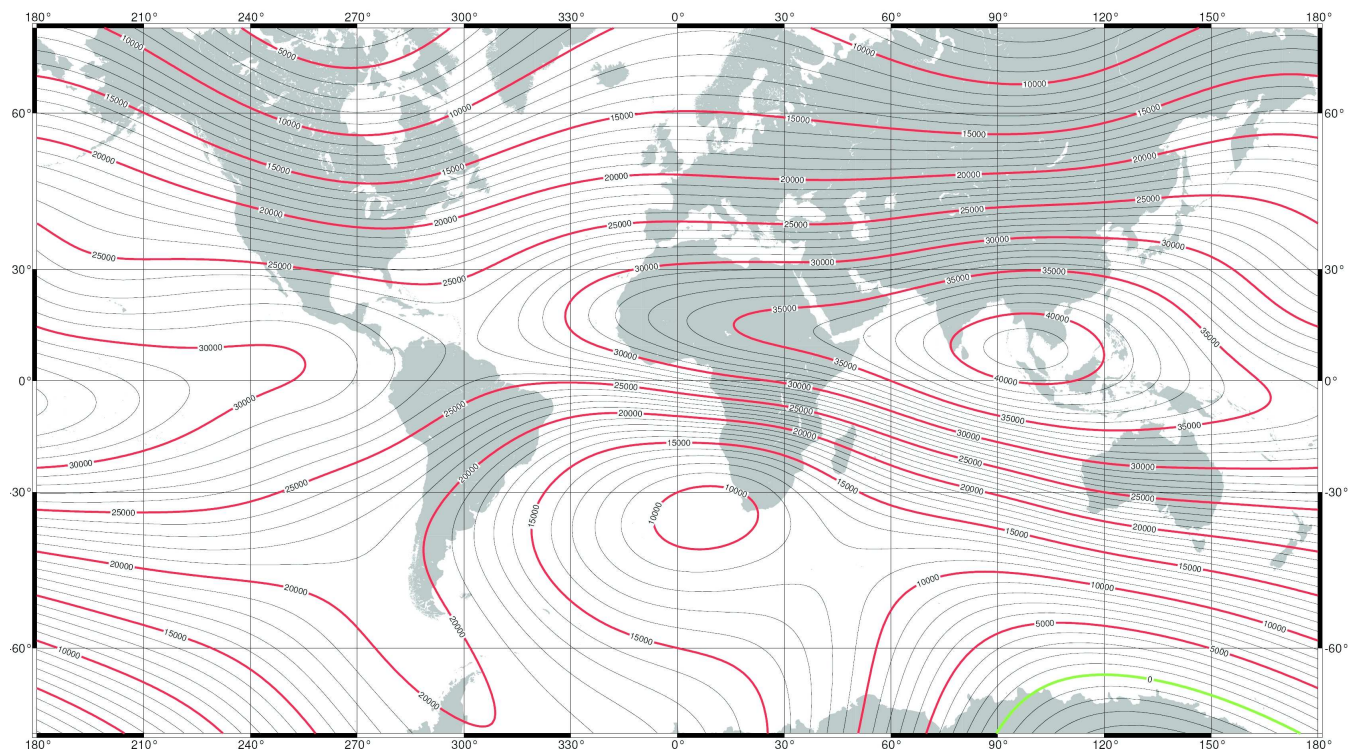


Figura 3.13: Líneas del campo principal (X) o componente norte [74].

La brújula electrónica es una aplicación típica de la medición de campos débiles "nanoTeslas (nT)", con dos sensores magnetorresistivos alineados en un mismo plano, pero colocados a 90° el uno del otro, se configura una brújula bidimensional,

3. Sensores y transductores

con los sensores midiendo la componente (X) de la figura 3.13 y la componente (Y) de la figura 3.14 del campo magnético (terrestre) [74].

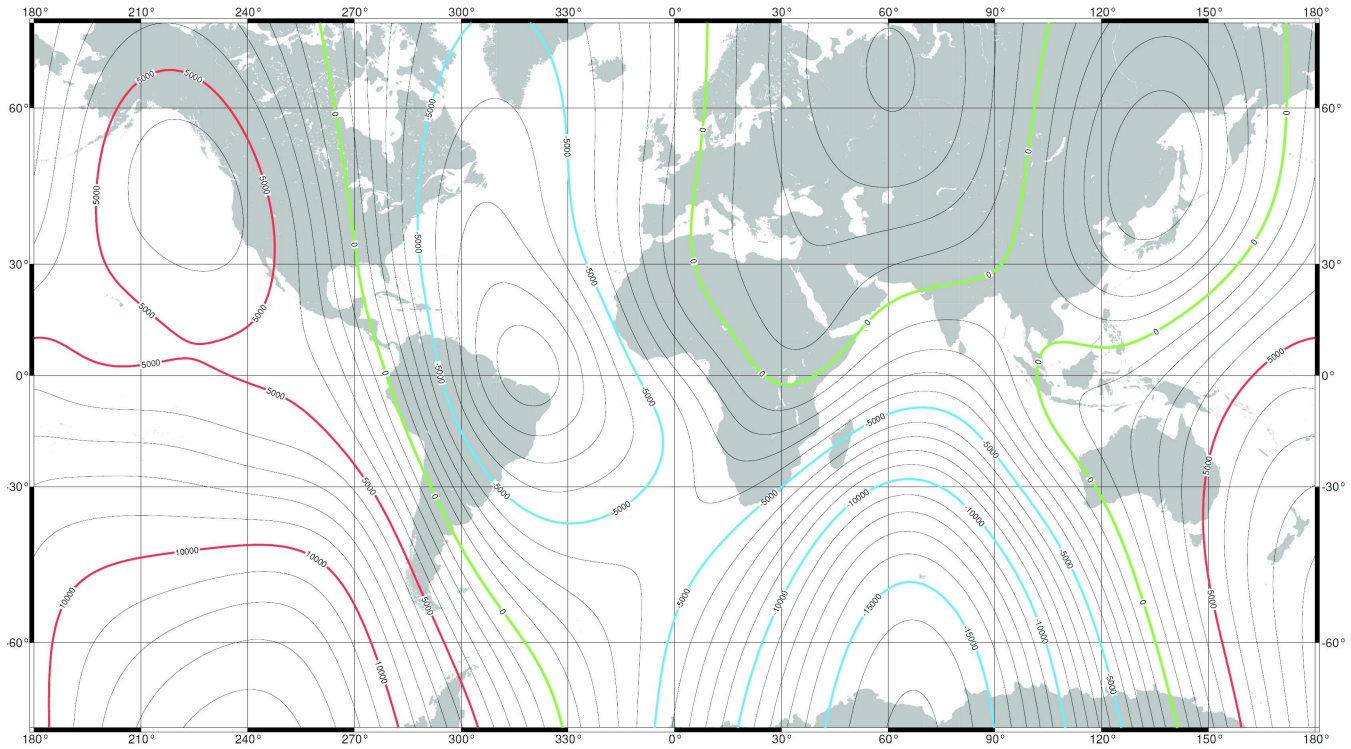


Figura 3.14: Líneas del campo principal (Y) o componente este [74].

Ambos sensores suministran una única onda senoidal cuando rotan giran en el campo geomagnético de la Tierra. Estas dos brújulas dimensionales son sensibles al ángulo α entre la superficie de la Tierra y el plano de medición del sensor: un cambio en este ángulo cambiara la alineación entre el eje de sensibilidad del sensor y el campo de la Tierra y por lo tanto afectará a la salida del sensor, figura 3.15 [43].

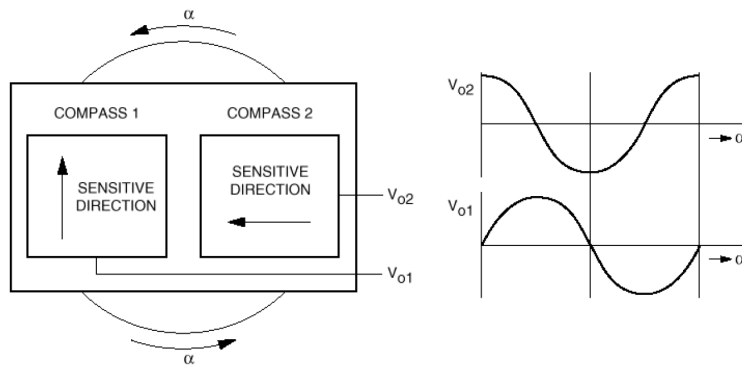


Figura 3.15: Diagrama de bloques simplificado de una brújula electrónica [43].

Este efecto, similar al visto en brújulas convencionales, se puede observar claramente en aplicaciones de automoción, cuando un coche esta yendo por una cuesta arriba o abajo. Los sistemas de alta precisión eliminan este problema utilizando una brújula tridimensional y un sensor de gravedad.

En el circuito de control se pueden incorporar diversos niveles de complejidad, para incluir diversas técnicas de compensación, dependiendo de nivel de precisión requerido y de las influencias ambientales esperadas.

Brújula simple de 8 segmentos: la función principal de una aplicación de una simple brújula, es indicar puramente la dirección N, NE E, SO, etc.), figura 3.16. Esta función básica se encuentra típicamente en ayuda a la navegación, por ejemplo, en conductores de coches que requieren solamente unas indicaciones de su orientación y no una exacta indicación de su dirección [43].

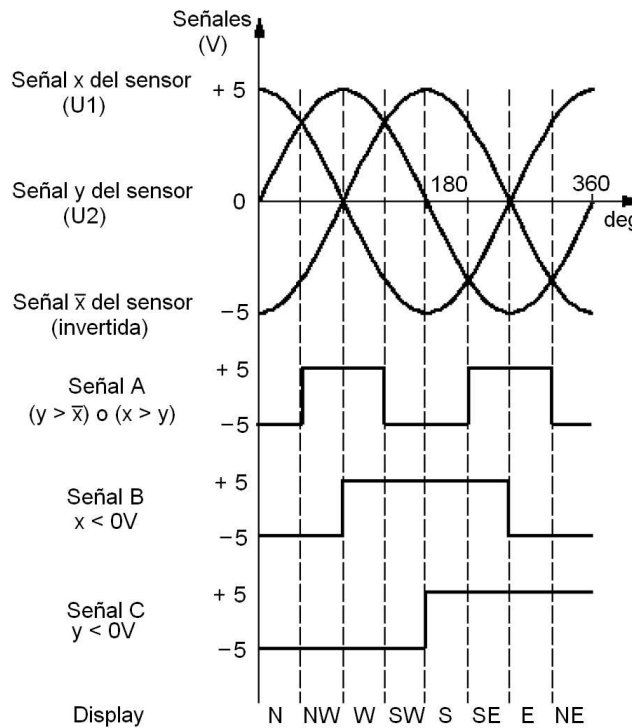


Figura 3.16: Brújula simple de 8 segmentos [43].

Para esta simple aplicación, solo es necesario mostrar las ocho direcciones. En este caso, las dos señales de salida se pueden comparar unas con otras para lograr tres señales digitales. Estas dan las informaciones básicas de N, S, E y O, mientras que otra señal del sensor invertida, determina si la señal del sensor está cambiando positiva o negativamente y se incluye en la comparación, para distinguir entre las ocho posiciones de la brújula. Se pueden utilizar simples comparadores para obtener tres señales digitales, que controlan una unidad de “display” a través de un multiplexor.

3.2.2.2. Posición lineal

La gran sensibilidad de los sensores MR sirven para los sistemas de medición de posición lineal, con un gran número de aplicaciones posibles. El punto básico puede ser utilizado para la medición de la posición de un punto, y para la medición de una posición lineal se puede adaptar y modificar fácilmente para producir un sensor de proximidad.

El principio es muy similar al que se utiliza para la medición angular, ya que cuando un imán se mueve sobre el objetivo a detectar, los cambios en los vectores de magnetización internos de las tiras de “permalloy” del sensor, se alinean ellos mismos con el campo magnético externo, cambiando así su resistencia.

3. Sensores y transductores

Cuando un sensor magneto-resistivo está situado en un campo magnético permanente, generalmente está expuesto a campos en ambas direcciones “X” y “Y”. Si el imán está orientado de tal modo que el eje del campo auxiliar en la dirección X es paralelo a las tiras de permalloy del sensor, entonces se puede ver que cualquier movimiento en la dirección Y, como fluctuaciones en el campo transversal, que se puede igualar a la posición del imán respecto al sensor.

La región lineal de la salida sinusoidal del sensor, está definida aproximadamente por la longitud del imán. Fuera de esta área, el campo axial producido por el imán se hace más débil y cerca de los polos cambian de dirección [43].

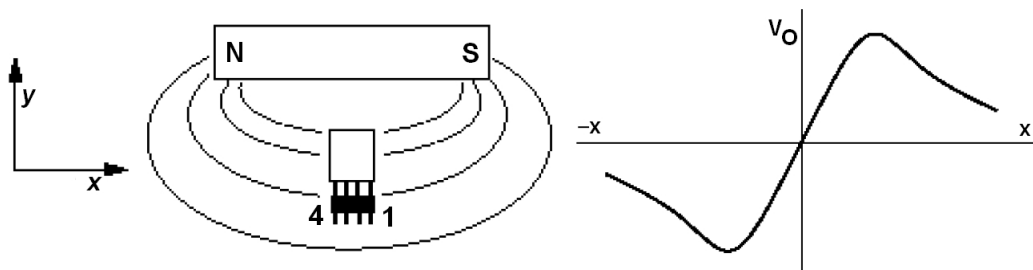


Figura 3.17: Salida del sensor en el campo de un imán permanente [43].

En la figura 3.17 anterior se muestra uno de los montajes más simples utilizando una combinación de sensor e imán para mediciones de desplazamiento lineal. Si se utiliza un campo magnético fuerte o el sensor está situado muy cerca del imán, hay el peligro que el campo auxiliar excediera al campo requerido y se produciría un cambio en la característica del sensor, produciendo una histéresis en la salida del sensor, figura 3.18 siguiente [43].

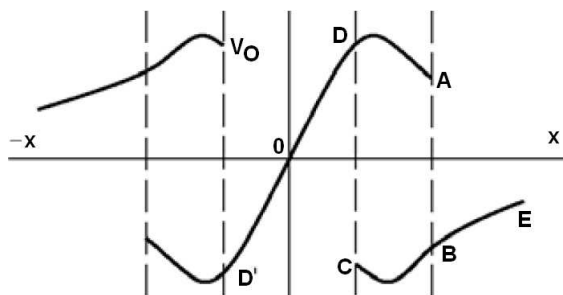


Figura 3.18: Salida del Sensor en un campo magnético fuerte [43].

Orientando el eje del sensor a 45° respecto al eje del imán permanente, tal como se muestra en la figura 3.19, es posible utilizar el sensor junto con un comparador, como un detector de proximidad. En este montaje el sensor tiene una salida negativa, para ambos montajes del imán, que se puede pasar hacia la entrada inversora de un comparador [43].

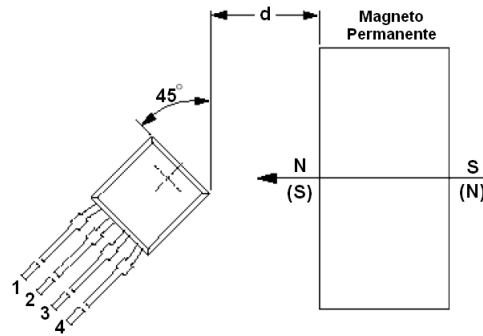


Figura 3.19: Detector de proximidad utilizando un sensor magnetorresistivo [43].

La salida resultante es claramente indicativa de la distancia “d” entre el imán y el sensor. Los niveles de conmutación del sensor son muy importantes en esta aplicación; debajo de un cierto nivel, los campos magnéticos externos fuertes pueden perturbar al sensor suficientemente para producir resultados ambiguos.

3.2.2.3. Posición angular

El principio de la medición angular con un sensor magneto-resistivo es esencialmente simple; como se explicó anteriormente el efecto magnetorresistivo es de naturaleza angular. La resistencia de las tiras de “permalloy” depende del ángulo α entre el vector de magnetización interno de la tira de “permalloy” y la dirección de la corriente a través de éste.

Para lograr una medida exacta, la única condición es que el vector de magnetización interno del “permalloy” siga directamente al campo externo. Esto se hace aplicando un campo externo muchísimo mayor que el campo interno para que el sensor sea “saturado”; con los sensores actuales, esto normalmente se logra teniendo una fuerza de campo magnético de 100 kA/m, aproximadamente, en el plano del sensor, figura 3.20 [43].

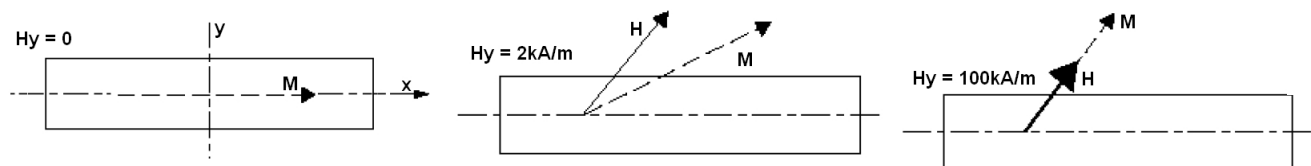


Figura 3.20: Alineación de los vectores de campo magnético internos del sensor [43].

En este montaje mecánico, el ángulo se mide directamente detectando la dirección del campo y el montaje es independiente de: la fuerza de campo del imán, la tendencia magnética con el tiempo, la deriva magnética con la temperatura, y las tolerancias mecánicas, que permite reducir las tolerancias del sistema y el ajuste del sensor. Esta es la solución adoptada por Philips en los módulos KM110B. La única precaución que se tiene que tomar con esta técnica, es asegurar las direcciones del campo durante el ajuste las direcciones del campo después del ensamblaje.

Al usar una combinación de sensor/imán, en aplicaciones de medida angular, el imán se pone en el objetivo, delante del sensor (y se posiciona para que su vector de magnetización interno esté en paralelo al imán en el punto de referencia), figura 3.21 [43].

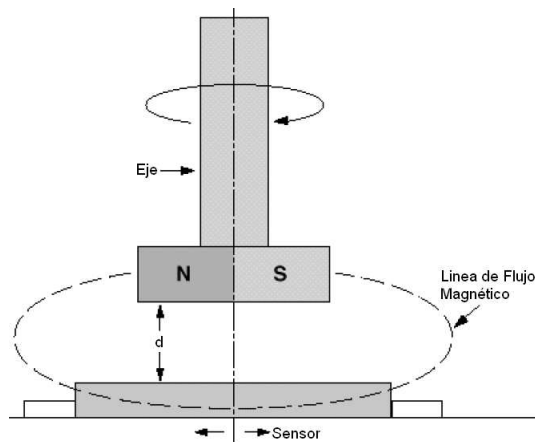


Figura 3.21: Montaje del sensor y el imán [43].

Cuando el objetivo gira, el imán rueda delante del sensor y el ángulo del campo externo cambia con relación al campo interno de las tiras del “permalloy”. Esto causa que el vector de magnetización interno del sensor ruede con un ángulo α , alineándose con el campo externo, véase la figura 3.21 anterior.

Para extender el rango del ángulo, de la relación básica dada en la ecuación 3.2.

$$R = R_0 + \Delta R_0 \cos^2 \alpha \tag{3.2}$$

Se puede mostrar fácilmente que

$$R \approx \sin 2\alpha \tag{3.3}$$

Si se usa un sensor en el modo no-linealizado, entonces, una sola rotación del objetivo (360°) se traduce en una señal de salida de 720° (2 ondas senoidales completas). Esto significa que la señal de salida del sensor MR solo ofrece buena linealidad dentro del rango del ángulo de $\pm 15^\circ$ (donde $\sin \alpha = \alpha$). Si la señal de salida es aceptable en la aplicación (por ejemplo, si hay un microprocesador en el sistema, que puede convertir la curva senoidal de salida a una relación lineal) el rango del ángulo se puede extender a $\pm 35^\circ$. La resolución se reduce en los extremos del rango, pero no afecta en la mitad del rango, figura 3.22 [43].

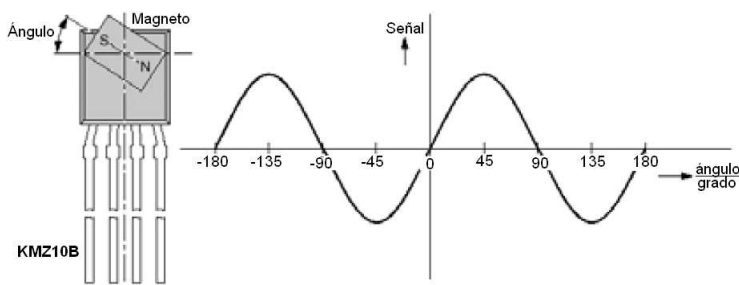


Figura 3.22: Medición de un ángulo con el sensor KMZ10B [43].

Para obtener una solución para ángulos en el rango de $\pm 90^\circ$, se usan dos sensores. Si se posicionan con precisión mecánicamente entre sí a 45° el uno del otro, entonces electrónicamente sus señales de salida están desfasados 90° . Por consiguiente, las señales de salida de los dos sensores representan el $\sin 2\alpha$ y el $\cos 2\alpha$ respectivamente y como lo muestra la ecuación 3.4 se puede calcular fácilmente, figura 3.23 [43].

$$\frac{\sin 2\alpha}{\cos 2\alpha} = \tan 2\alpha \tag{3.4}$$

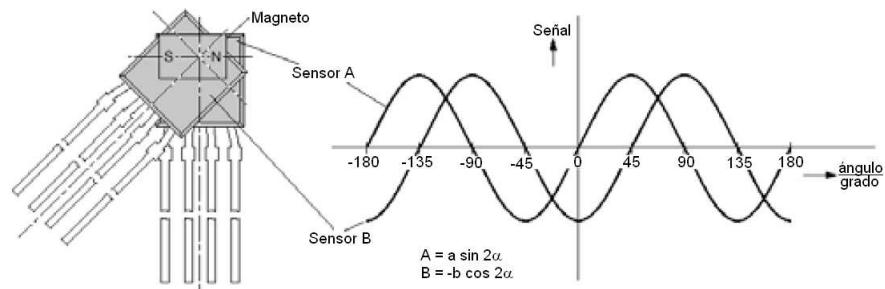


Figura 3.23: Medición de un ángulo con dos sensores KMZ10B [43].

Como que los sensores tienen que estar alineados mecánicamente a 45° (muy exactamente), esto se logra usando los adelantos en la tecnología de fabricación de los sensores magneto-resistivos.

En la figura 3.24 se muestra el esquema real del sensor KMZ41 de Philips. Tiene 8 redes de material magneto-resistivo, conectadas como dos puentes de Wheatstone individuales, alineados con un desfase de 45° de sus direcciones de sensibilidad magnética, produciendo los requerimientos de un desfase eléctrico de 90° [43].

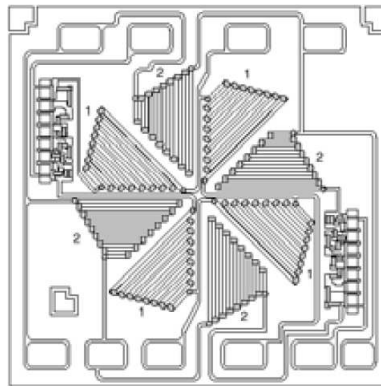


Figura 3.24: Esquema real del sensor KMZ41 [43].

Las aplicaciones típicas de los sensores magnetorresistivos para la medición de ángulos son: automoción (posición de pedales, unidades de suspensión activa, sistemas de autonivelación, control de válvulas, control de retorno de los cinturones de seguridad y detección de desgastes), electromedicina (escáners, donde la precisión del ángulo es vital), máquinas de juego (joysticks), entre otras.

Sensor magnético-resistivo gigante (GMR) para medida de ángulos Los sensores de ángulo GMR de Infineon están basados en una tecnología multicapa, optimizados para la detección de posiciones angulares, figura 3.25. Son sensibles a la dirección del campo magnético aplicado, pero no a su intensidad. Están formados por estructuras del puente monolíticas, en forma de puente de Wheatstone completo (formado por 4 resistencias), GMR B6, para una resolución de 180° y dos medios puentes de Wheatstone (formado por 2 resistencias), GMR C6, para una resolución de 360° [43].

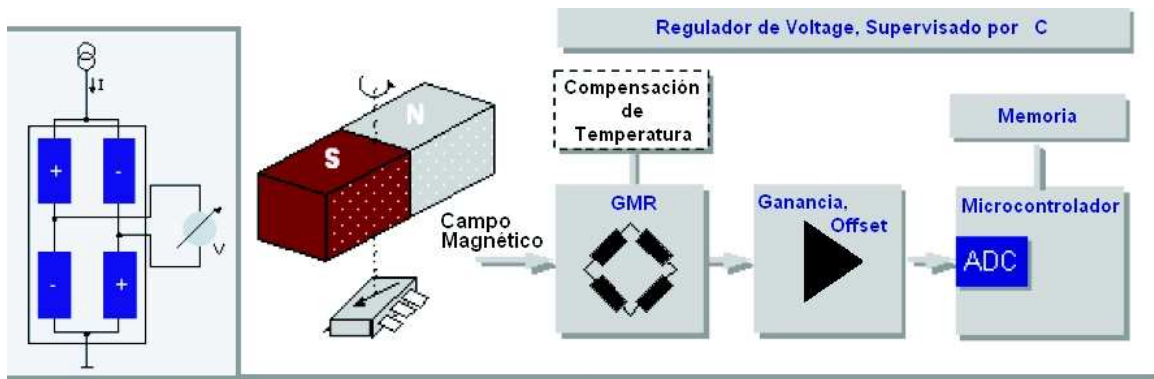


Figura 3.25: Esquema real del sensor de ángulo GMR [43].

La excelente característica de este sensor magnético, es que es sensible a la orientación del campo magnético y no a su intensidad, con tal de que el campo esté en un rango entre 5 . . . 15 kA/m. Esto significa que la señal de salida de este sensor es independiente de la posición relativa del sensor con respecto al imán en dirección lateral, axial o rotatoria, en el rango de varios milímetros. Los resultados óptimos se logran usando imanes permanentes o ruedas dentadas con polos magnéticos.

3.2.3. Transformadores diferenciales de variación lineal (LVDT)

Un transformador diferencial de variación lineal o Linear Variable Differential Transformer (LVDT), da una señal de voltaje de salida de Corriente Alterna (CA), que es proporcional a un desplazamiento lineal físico. Un LVDT es un dispositivo electromecánico que consiste de dos componentes: un cuerpo hueco cilíndrico formando dos bobinados secundarios idénticos los cuales están posicionados en ambos lados del bobinado central primario y un núcleo de ferrita cilíndrico que se mueve libre longitudinalmente dentro de la bobina. Los secundarios típicamente están conectados en serie en oposición uno de otro; figura 3.26 [43].

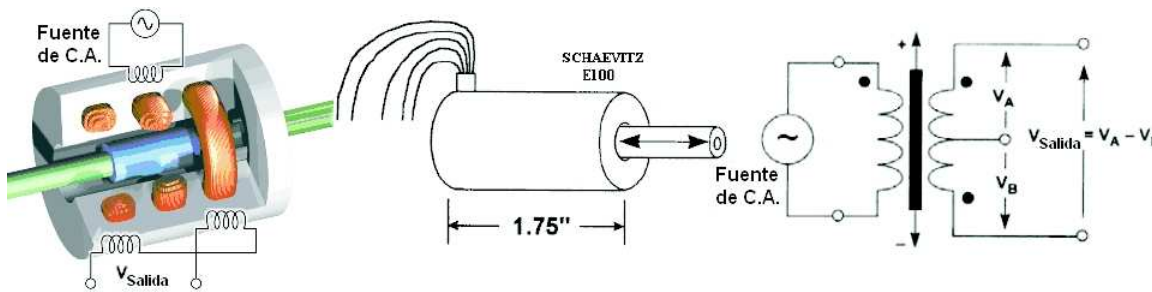


Figura 3.26: Construcción física y esquema electrónico de un LVDT [68, 43].

Sencillamente, los LVDT son transformadores con núcleo móvil. Aplicando una señal alterna de excitación al bobinado del primario $V_{Entrada}$, genera un campo magnético que se acopla a los bobinados del secundario a través del núcleo de ferrita móvil, por esto se inducen voltajes en los secundarios.

En la figura 3.26 se muestra que un LVDT tiene un devanado primario y dos devanados secundarios, todos enrollados de la misma manera. Su forma misma es hueca y contiene un núcleo magnético que puede deslizarse libremente dentro de la forma. Mientras un núcleo magnético esté perfectamente centrado en la forma, el enlace del campo magnético será el mismo para el devanado secundario **A** que para el devanado secundario **B**. Por tanto, ambos voltajes de los devanados secundarios serán iguales. Si el núcleo se mueve hacia arriba o hacia abajo en la figura 3.26, el enlace magnético será mayor para cualquiera de los devanados secundarios **A** o **B** porque una parte mayor del núcleo está dentro de alguno de los devanados. Por lo tanto, el LVDT es construido para que la diferencia entre los dos voltajes de los devanados secundarios sea proporcional al desplazamiento del núcleo, como se ve en la ecuación 3.5:

$$V_{Salida} = V_A - V_B \quad (3.5)$$

Cuando el LVDT es usado como un dispositivo de medición, los devanados secundarios están conectados en serie con las marcas de polaridad en oposición, por tanto si el núcleo está centrado y el voltaje del devanado secundario **A** (V_A) es igual al voltaje del devanado secundario **B** (V_B), la salida neta de voltaje (V_{Salida}) es cero. Esto se muestra en la figura 3.27(a). Si el núcleo se mueve hacia arriba, el voltaje del devanado secundario **A** (V_A) es mayor que el voltaje del devanado secundario **B** (V_B), por lo que V_{Salida} se hace distinto de cero. Entre más se mueva el núcleo, más grande será V_{Salida} . Esto se muestra en la figura 3.27(b) [12].

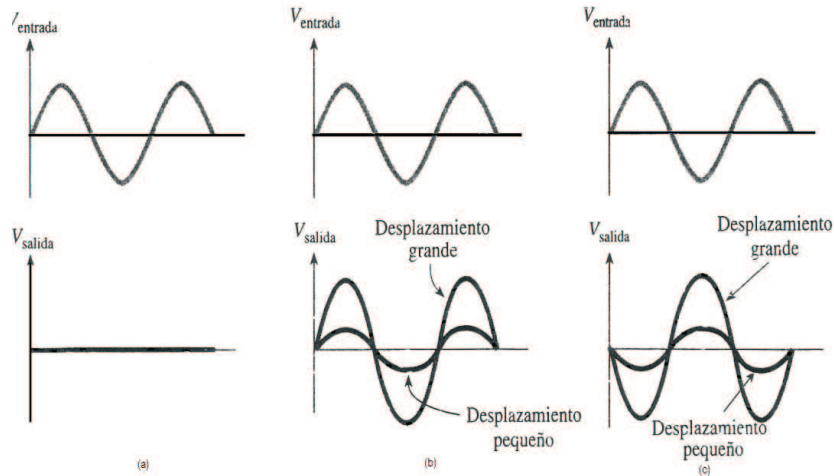


Figura 3.27: Gráficas de voltaje de un LVDT [12].

Si el núcleo se mueve hacia abajo de su posición central en la figura 3.26, el voltaje del devanado secundario **B** (V_B) se vuelve mayor que el voltaje del devanado secundario **A** (V_A), y V_{Salida} nuevamente es distinto de cero. Esta vez, V_{Salida} está desfasado 180° de $V_{Entrada}$ del devanado primario como se muestra en la figura 3.27(c). Por tanto, el tamaño de V_{Salida} representa la cantidad de desplazamiento del centro, y la fase de V_{Salida} representa la dirección del desplazamiento [12].

3.2.3.1. Resolución de los LVDT

La resolución de un LVDT esta dada principalmente por el movimiento de su núcleo magnético en relación con los campos bobinados con los que actúa. Los LVDT típicamente están diseñados para dar un voltaje de salida lineal alrededor de cero (dentro del $\pm 0.25\%$ sobre un rango lineal especificado de recorrido). Para una selección de LVDT típica, el rango lineal nominal puede ser desde ± 0.05 pulgadas hasta ± 10 pulgadas, con cuerpo correspondiente a longitudes desde 1 pulgada hasta 30 pulgadas.

Aunque los LVDT son robustos y exactos, solo producen salidas de bajo voltaje (la sensibilidad está entre un máximo comprendido entre 10V y 6.3V y un mínimo de 0.08mV por voltio de excitación por milímetro de desplazamiento) y por lo tanto necesitan mucho cuidado al realizar la amplificación. Si el LVDT fuera usado para medir desplazamientos mecánicos mucho mayores a 1 pulgada, se requerirá usar un aparato mecánico de relación apropiada (tren de engranes reductores), para tener una resolución mucho mayor a la permitida por el LVDT.

3.2.3.2. Mediciones de desplazamiento con LVDT

Aquí se presentan algunos métodos para poder utilizar el LVDT en aplicaciones, esto es rigurosamente necesario ya que el LVDT es un dispositivo sumamente sensible y puede generar errores si no es aplicado correctamente.

3. Sensores y transductores

1. Los LVDT están disponibles en configuraciones de 4 o 5 cables. Mientras que el número de cables describe el número de conexiones físicas entre su LVDT y sus sistema de medición, también describe cómo interpreta el sistema de medición las señales del LVDT. En una configuración de 4 cables, la circuitería de medición utiliza la señal de excitación interna para cambiar la modulación de la señal que llega del LVDT. En una configuración de 5 cables, el sistema de medición ignora la señal de excitación y utiliza la señal de voltaje de modo común del LVDT para cambiar la modulación. Mientras que algunos LVDT pueden operar en cualquier modo, se deben utilizar otros LVDT en una u otra configuración. Por lo tanto, es beneficioso elegir un sistema de medición de LVDT que maneje ambas configuraciones.
2. Los LVDT puede operar con amplitudes y frecuencias de excitación diferentes a las listadas por el fabricante. Un LVDT es un dispositivo radiométrico, la señal de salida es proporcional a la señal de excitación. Se puede configurar el voltaje de excitación a un nivel menor al máximo especificado por el fabricante y esperar una operación lineal de cualquier manera. Se puede utilizar una frecuencia diferente, sin embargo, se debe esperar que la sensibilidad y el voltaje nulo cambien.
3. Debe mantenerse dentro de las especificaciones de alcance recomendadas del LVDT. Existen LVDT disponibles en una variedad de largos y tamaños. Sin embargo todos los LVDT vienen con una distancia de alcance especificada. Fuera de este rango, el LVDT comienza a comportarse de manera no-lineal, creando errores de medición. Por lo tanto, se elige siempre un LVDT con el alcance necesario para su aplicación y opere dentro de esas especificaciones.
4. Se debe tener cuidado de la comunicación cruzada de las señales de excitación entre canales. Para muchas aplicaciones es conveniente conectar múltiples LVDT a un cable multiconductor. En estos casos, es posible que las señales de excitación de los diferentes LVDT que se acoplen a través de los cables causando pequeñas variaciones periódicas en sus lecturas. Para eliminar este efecto, se elige un sistema de medición de LVDT que pueda sincronizar las señales de excitación de múltiples canales.
5. Existe una diferencia entre los LVDT de CA y LVDT de Corriente Directa (CD) La gran mayoría de los LVDT son de CA, sin embargo, existen versiones de LVDT conocidos como LVDT de CD. Estos sensores tienen acondicionamiento incorporado y generan una señal continua variable positiva correspondiente a su posición. Mientras que los LVDT de CD no requieren acondicionamiento externo, tienen especificaciones de operación de rangos de temperatura limitados y son más costosos.

3.2.4. Transformadores diferenciales de variación rotacional (RVDT)

Un transformador diferencial de variación rotacional o Rotary Variable Differential Transformer (RVDT), se encargan de medir el desplazamiento angular con la misma función como lo hace el LVDT, figura 3.28. Sin embargo, el LVDT utiliza una base de hierro cilíndrica mientras que el RVDT utiliza una base ferromagnética rotatoria [81].

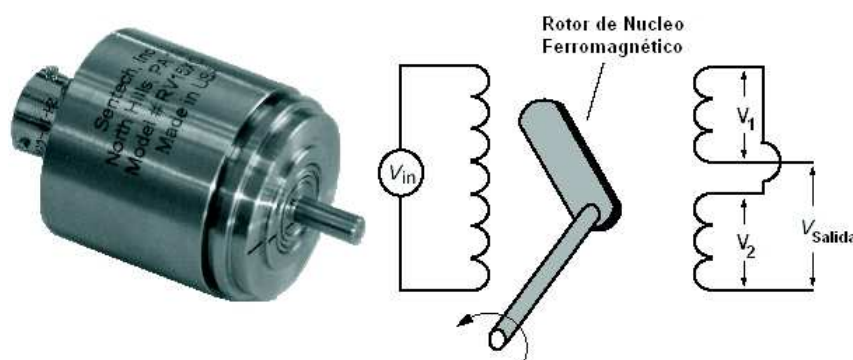


Figura 3.28: Construcción física y esquema electrónico de un RVDT [81, 68].

El dispositivo es absolutamente robusto y es capaz de trabajar en ambientes variados. Como en el LVDT, el RVDT también tiene resistencia baja de fricción y como su base de hierro no entra en contacto con el bobinado del transformador tiene una vida de servicio muy larga. El máximo rango de medida de posición angular está aproximadamente entre los $\pm 60^\circ$. Cuando

los RVDT trabajan en el rango de los $\pm 40^\circ$, el dispositivo típico tiene un error de linealidad de 0.2 % a fondo de escala. Si el desplazamiento angular se mantiene en $\pm 5^\circ$ el error de linealidad se reduce por debajo del 0.1 % a fondo de escala.

Las unidades poseen un rango de diámetro externo de 0.75" a 1.50". El eje está soportado por baleros que minimizan la fricción y la histéresis mecánica. Las unidades de RVDT funcionan bien a -425°F que es demasiado frío para los lubricantes estándares de los baleros. El RVDT debe tolerar también movimientos oscilantes repetidos aparte de ser una herramienta útil y de bajo costo. El conector al RVDT tiene una alta relación señal/ruido y una impedancia baja de la salida con histéresis insignificante. Como se habría previsto con el sensor rotatorio la resolución del ángulo del RVDT es limitada para la resolución de amplificadores y medidores de voltaje usados para procesar la señal de salida [81].

3.2.4.1. Operación de los RVDT

Está dada por los 2 voltajes incluidos en los devanados secundarios, V_1 y V_2 , varían linealmente a cualquier desplazamiento mecánico angular del rotor θ , ecuación 3.6:

$$\theta = G \cdot \left(\frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2} \right) \quad (3.6)$$

G es la ganancia o la sensibilidad. El segundo voltaje puede ser determinado inversamente en la ecuación 3.7:

$$V_2 = V_1 \pm G \cdot \theta \quad (3.7)$$

La diferencia $V_1 - V_2$ da un voltaje proporcional en la ecuación 3.8:

$$\Delta V = 2 \cdot G \cdot \theta \quad (3.8)$$

Y por último, la suma de los voltajes es una constante C que se ve en la ecuación 3.9:

$$C = \sum V = 2 \cdot V_{Salida} \quad (3.9)$$

Los transductores LVDT y RVDT son utilizados extensamente en medición y aplicaciones de control de medida de desplazamientos desde micro pulgadas hasta varios pies. Se encuentran en sistemas de metrología, posición de válvulas, actuadores hidráulicos, entre otros. Otras aplicaciones de estos transductores, como células de carga, sensores de presión utilizando LVDT internamente y en la construcción de montajes de servo-mecanismos.

3.2.4.2. Acondicionamiento de señales de los LVDT y RVDT

La mayoría de tareas de un acondicionador de señal LVDT o RVDT, se dedican a transformar las dos señales CA desfasadas 180° a un simple voltaje Corriente Directa (CD) que representa la posición longitudinal. Por lo tanto se requiere alguna forma de demodulación para acondicionar la conversión de CA a CD. El modo más común utilizado para acondicionar la señal LVDT o RVDT es la técnica de demodulación síncrona.

En demodulación síncrona, la excitación del primario sirve como referencia para el demodulador. El demodulador rectifica a media onda la señal CA, después se filtra con pasa bajos para producir una salida CD cuya magnitud indica el movimiento (posición) lejos de la posición central y cuyo signo indica la dirección. El método de conversión de las señales LVDT o RVDT, utiliza un número elevado de componentes discretos e integrados, como se muestra a continuación en la figura 3.29, donde tiene cuatro secciones: oscilador/excitador, amplificador de entrada, demodulador y filtro pasa-bajos. Con la introducción del AD698, analog devices da soporte a las aplicaciones de acondicionamiento de señal de los LVDT. Es un completo convertidor monolítico para los LVDT o RVDT a salida en voltaje continuo [66].

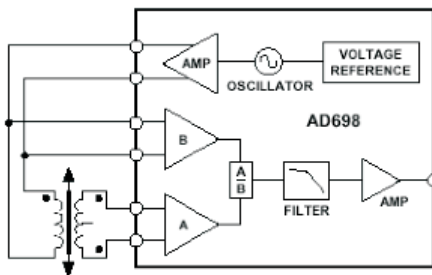


Figura 3.29: Solución de acondicionador de señal LVDT o RVDT con el AD698 [66].

Hay un número mayor de inconvenientes asociados con los acondicionadores de señal que utilizan la técnica de demodulación en lazo abierto:

1. *Requiere un oscilador extremadamente estable:* los más serios inconvenientes de este método de demodulación, es el necesitar un oscilador estable con el tiempo, la temperatura, y que pueda tener la carga de la impedancia del primario del LVDT. Puesto que la salida de voltaje del LVDT es directamente proporcional al voltaje del bobinado del primario, cualquier fluctuación natural a la excitación afecta a la salida del LVDT.
2. *La impedancia del primario del LVDT varía con la temperatura y la posición del núcleo:* la fuente de excitación puede tener una impedancia de salida baja para minimizar cualquier voltaje resultante de los cambios en la impedancia del primario del LVDT. Los cambios de impedancia con las diferentes posiciones del núcleo o con las fluctuaciones a temperaturas ambientes.
3. *Introducción del desplazamiento del ángulo de fase por la entrada amplificador “buffer”:* el ángulo de fase del voltaje de salida comparada con el de la entrada desplazada típicamente menos de un grado sobre el rango lineal del LVDT. No obstante, cualquier desplazamiento de fase causada por la circuitería del primer paso de acondicionamiento de señal, hará aumentar el error de salida.
4. *El desplazamiento de fase del primario al secundario requiere un ajuste externo:* puesto que la técnica de demodulación síncrona requiere que la excitación del primario sirva como referencia al demodulador, el desplazamiento de fase entre el primario y el secundario introduce errores. Este desplazamiento de fase ocurre debido a la ligera asimetría interna del bobinado del LVDT y el efecto RLC del cable externo. Como resultado, este tipo de circuito muchas veces requiere un ajuste manual de la fase, añadiendo a la complejidad del diseño un coste.
5. *Ruido en las líneas de señal:* si el tratamiento electrónico está localizado a alguna distancia del transductor, la excitación y las señales de salida del LVDT se pueden llegar a atenuar a través de las líneas de transmisión; y estas pueden también captar ruido.

3.2.5. Síncros o transformadores síncronos trifásicos

Los síncros son transductores utilizados para medir desplazamientos de posición angulares sobre un eje. Un sincro es un transductor electromagnético rotacional (precursor del Resolver) que detecta el desplazamiento angular. Esencialmente trabajan con el mismo principio que un transformador en rotación, como se muestra en la figura 3.30 [66].

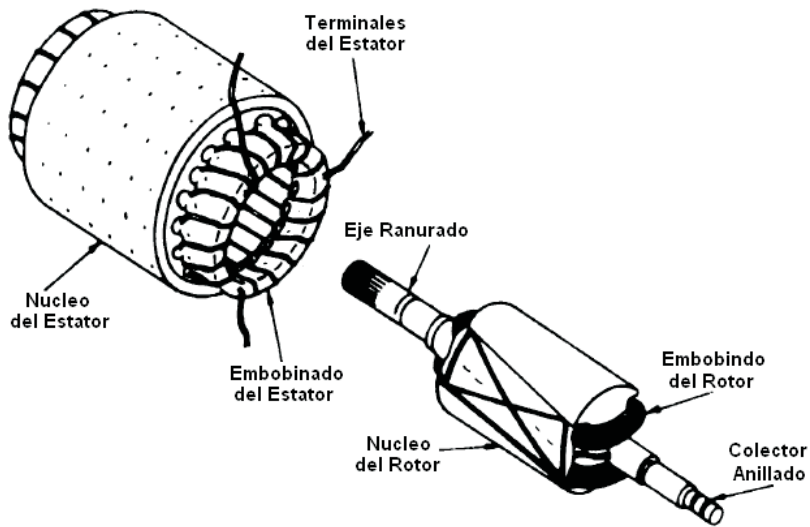


Figura 3.30: Estructura electromecánica de un sincro [66].

Este tipo de transductor tiene un limitado rango del orden de $\pm 40^\circ$, de manera que para ángulos grandes la salida tiene un comportamiento no lineal. En un diseño típico los arrollamientos primarios y secundarios están montados sobre una forma (estator) y un rotor ferromagnético con forma de cardioide cambia el acoplo entre el primario y cada uno de los arrollamientos secundarios. Formas apropiadas de rotor ayudan a la linealización de la salida.

El sincro consiste de un estator fijo, que contiene tres bobinados conectados en estrella, separados 120° . El rotor contiene un bobinado que es excitado con una referencia de AC, y se conecta a los terminales exteriores con escobillas, figura 3.31 [66].

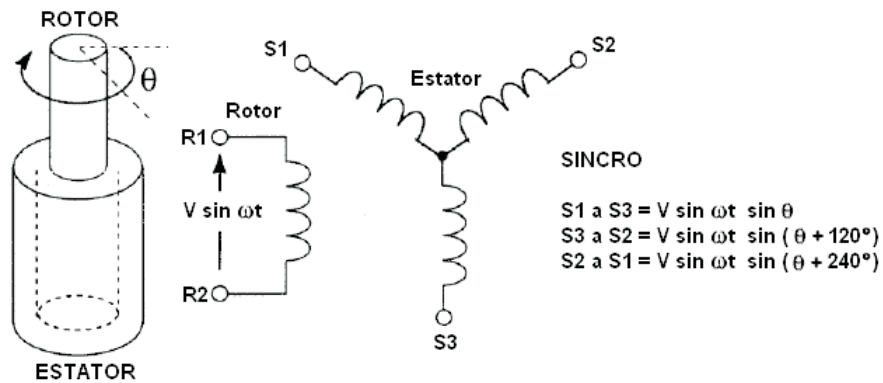


Figura 3.31: Representación eléctrica equivalente de un sincro [66].

El voltaje inducido en un estator por el rotor, será proporcional al seno del ángulo θ entre el eje de la bobina del rotor y eje de la bobina del estator. El voltaje inducido en un par de terminales del estator será la suma o la diferencia de los voltajes, dependiendo de la fase, a través de las dos bobinas concernientes. El voltaje de excitación del rotor, aplicado a los terminales R1 y R2, está dada por la ecuación 3.10:

$$V_{Rotor(1-2)} = A \sin \omega t \tag{3.10}$$

Los voltajes que aparecerán a través de los terminales del estator serán los de la ecuación 3.11:

$$\begin{aligned}
 V_{Estator(1-3)} &= AR \sin \omega t \sin \theta \\
 V_{Estator(3-2)} &= AR \sin \omega t \sin (\theta + 120^\circ) \\
 V_{Estator(2-1)} &= AR \sin \omega t \sin (\theta + 240^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Donde, **R** es la relación de transformación del transductor, **A** es la amplitud del voltaje de la señal de excitación, $\sin \omega t$ es la frecuencia de excitación, θ es el ángulo del eje del sincro. Nota: Las salidas S1, S2 y S3 para sincros son señales de fase coherente.

En muchas aplicaciones el sincro utilizado como sensor (synchro-transmisor) proporciona una salida eléctrica usada para controlar a su vez la posición mecánica del rotor de un segundo sincro (synchro-receptor) que puede ser usado como dispositivo de visualización o realizar algún trabajo mecánico. Cuando el sincro-transmisor acciona a un sincro-receptor se dice que operan como sincro-par. Cuando su rotor se mueve hasta una posición angular dada, el estator del sincro-receptor provoca un par que actúa sobre su rotor. Este par se reduce a cero solo cuando el rotor del receptor tiene la misma posición angular. Cuando la salida eléctrica de un sincro se usa para otros propósitos que los de accionar a un sincro-receptor, el sincro-transmisor se dice que actúa como sincro-control.

3.2.6. Resolvers o resolucionadores

Un resolver (resolutor) es un dispositivo semejante a un generador que puede usarse para la medición precisa de la posición angular de un eje. La estructura física de un resolver se muestra en la figura 3.32(a) [84].

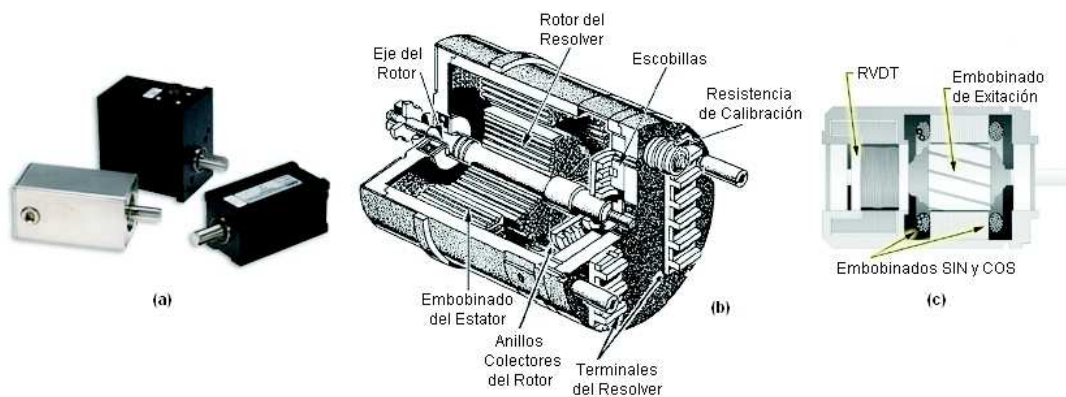


Figura 3.32: Estructura electromecánica y diseños físicos de un resolver [84, 39].

Un resolver es un transductor rotacional electromagnético que detecta un desplazamiento angular, dicho desplazamiento es medido por el embobinado del rotor y recolectado por unas escobillas que envían la diferencia de voltaje a un circuito alimentador, figura 3.32(b). Los más modernos resolvers son sin escobillas “brushless”, figura 3.32(c); y en los cuales se incorpora un dispositivo RVDT conectado mecánicamente al extremo del eje del rotor; tiene la ventaja de ser mas confiable en la lectura de la información y mucho más durable ya que no posee desgaste mecánico por fricción como el causado por las escobillas [84].

Una señal de excitación de referencia AC se aplica al estator (bobinado del primario); en una vuelta es inducido un voltaje en el rotor que más tarde induce un voltaje en dos bobinados seno y coseno, que están localizados en el estator (secundarios), separados 90°, figura 3.33(a) [66].

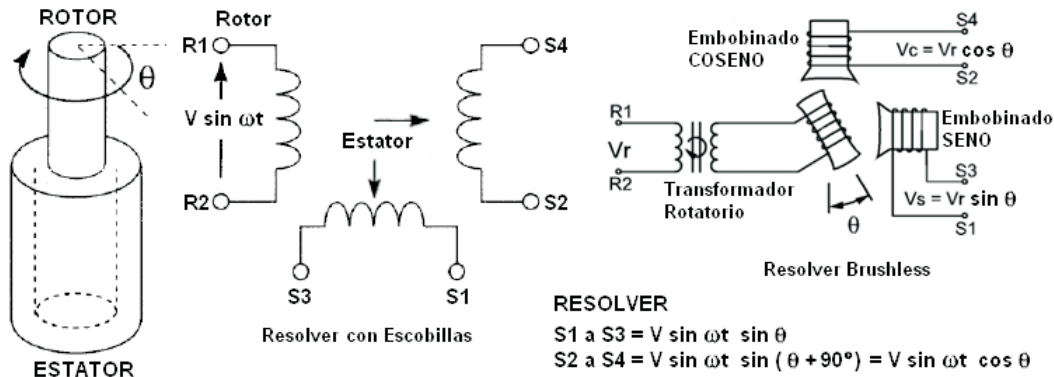


Figura 3.33: Representación eléctrica equivalente de un resolver [66, 39].

Los voltajes inducidos (en los secundarios) son modulados en amplitud por el seno y el coseno del ángulo θ del rotor relativo al del estator. El voltaje de excitación esta dada por la ecuación 3.12:

$$V_{Rotor(1-2)} = A \sin \omega t \tag{3.12}$$

Los voltajes que aparecerán a través de los terminales del estator serán los de la ecuación 3.13:

$$\begin{aligned} \text{Seno : } & V_{Estator(1-3)} = AR \sin \omega t \sin \theta \\ \text{Coseno : } & V_{Estator(2-4)} = AR \sin \omega t \cos \theta \end{aligned} \tag{3.13}$$

Donde, **R** es la relación de transformación del transductor, **A** es la amplitud del voltaje de la señal de excitación, $\sin \omega t$ es la frecuencia de excitación, θ es el ángulo del eje del resolver. Nota: las salidas S1, S2, S3 y S4 para resolvers son señales de fase coherente.

3.2.7. Inductosyn lineales

Los *inductosyn lineales* lo desarrolló la empresa Farrand Control Inc.[79] para la medición y el control exacto de distancias lineales. Se ha demostrado que es uno de los más exactos transductores de su tipo (0.0001 pulgadas) y ahora es utilizado por la mayoría de compañías de control numérico y máquinas herramienta para control y medición de ejes.

El sistema inductosyn lineal consiste en dos partes acopladas magnéticamente y es similar en operación en un resolver. Por una parte, la regla, está fija a lo largo del eje de medición (por ejemplo, la bancada de una máquina herramienta). Por otra parte, el deslizador, está colocado de modo que se pueda mover a lo largo de la regla y está asociado con el dispositivo que va ha ser posicionado (por ejemplo, el transportador de una máquina herramienta). Un diagrama de la relación entre el deslizador y la regla se muestra en la figura 3.34 [43].

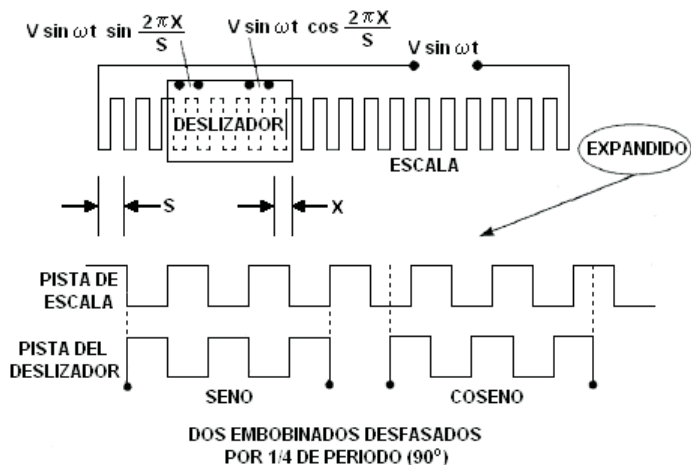


Figura 3.34: Relación entre el deslizador y la regla del inductosyn lineal. [43].

La regla consiste en una base de material tal como el acero, el acero inoxidable, el aluminio, etc., cubierto por una capa aislante. Pegado a la base está un circuito impreso formando una forma de onda rectangular continua. De hecho la regla está hecha generalmente de secciones de 10 pulgadas que se unen una a continuación de la otra hasta llegar a la longitud a medir. El paso cíclico de la forma de onda tiene generalmente 0.1 pulgada, 0.2 pulgadas o 2mm.

El deslizador tiene normalmente 4 pulgadas de largo y tiene dos pistas de circuito impreso idénticas separadas en la superficie que se encara con la regla. Estas dos pistas están formadas por una forma de onda exactamente igual al cíclico que la regla, pero una pista está desfasada 1/4 de paso cíclico de la otra, 90°. El deslizador y la regla están separados por una brecha cercana a las 0.005 pulgadas y está situada una pantalla electrostática situada entre ellas [43].

El principio de operación no es muy diferente del resolver. Si a la regla se le aplica un voltaje CA (que es normalmente entre 5kHz y 10kHz) $V \sin \omega t$, entonces las salidas del bobinado del deslizador estarán dadas en la ecuación 3.14:

$$V \sin \omega t \sin \left(\frac{2\pi X}{S} \right) \quad V \sin \omega t \cos \left(\frac{2\pi X}{S} \right) \tag{3.14}$$

Donde: **X** es el desplazamiento lineal del deslizador y **S** es la longitud cíclica.

3.2.8. Inductosyn rotatorios

El *inductosyn rotatorio*, como su nombre indica, es un transductor para la medición y el control angular, basado en los mismos principios que el inductosyn lineal. Es conocido como el más exacto, con una precisión de 0.5 segundos de arco, con repetibilidad de 0.1 segundos de arco y sensibilidad de 0.05 segundos de arco.

El estator de un inductosyn rotatorio corresponde al deslizador de un inductosyn lineal, tiene dos formas de onda rectangulares impresas radialmente sobre el disco. El rotor corresponde a la regla del inductosyn lineal y es un disco con una pista completa con una forma de onda rectangular. El funcionamiento es el mismo que en el caso del resolver [79].

Tanto para el inductosyn lineal como para el inductosyn rotatorio es conveniente añadir a ellos mismos un ADC. Para entender el principio de operación del inductosyn rotatorio, es preferible que se examine mejor el funcionamiento del inductosyn lineal, ya que la operación y principio fundamental es básicamente el mismo. Los inductosyn vienen en diámetros de 3, 7 y 12 pulgadas y tienen 256, 360, 512, 720, 2000 o 2048 polos (2 polos = 1 ciclo). Estas unidades se pueden suministrar separadamente estator y motor o completamente montadas, figura 3.35 [79].



Figura 3.35: Rotor y estator de un inductosyn rotatorio. [79].

Cuando el rotor del inductosyn rotatorio es excitado por un voltaje AC, $V \sin \omega t$ (normalmente de 5kHz a 10kHz), los voltajes del estator estarán dadas en la ecuación 3.15:

$$V \sin \omega t \sin \left(\frac{N\theta}{2} \right) \quad V \sin \omega t \cos \left(\frac{N\theta}{2} \right) \quad (3.15)$$

Donde: θ es el ángulo de rotación del rotor con respecto al del estator y N es el número de polos del rotor.

3.2.9. Transductores capacitivos de desplazamiento lineal

La capacitancia C de un capacitor de placa paralelas está dada por la expresión de la ecuación 3.16:

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} \quad (3.16)$$

Donde ϵ_r es la constante de permitividad relativa del material dieléctrico que está entre las placas, ϵ_0 es la constante conocida como constante dieléctrica de espacio libre, A es el área de sobreposición de dos placas y d es la separación entre placas. Los sensores capacitivos para monitorear desplazamientos lineales pueden tener formas como las mostradas en la figura 3.36 [2].

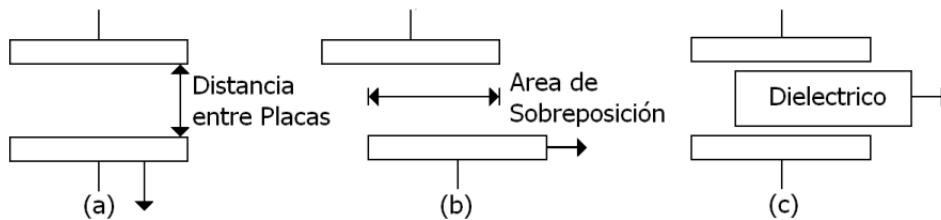


Figura 3.36: Formas que puede adoptar el elemento sensor capacitivo [2].

En la figura 3.36(a) una de las placas se mueve debido al desplazamiento, con la consecuente separación de las placas; en la figura 3.36(b) el desplazamiento modifica el área de sobreposición; en la figura 3.36(c) el desplazamiento modifica la porción de dieléctrico que se encuentra entre las placas. Su principio operativo consiste en que un cambio de desplazamiento que se traduce en un cambio de capacidad. Existen tres tipos de transductores capacitivos de desplazamiento lineal.

a.-Condensador de placas paralelas: la figura 3.37 muestra un condensador de placas paralelas compuesto por dos cilindros metálicos, que constituyen las placas, en cuyo interior se deposita el material dieléctrico. El desplazamiento del cilindro interior modifica la superficie abarcada de dieléctrico y, en consecuencia, la capacidad de la asociación [88].

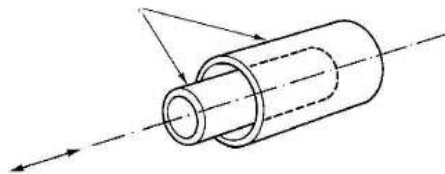


Figura 3.37: Condensador de placas paralelas [88].

b.-Transductor capacitivo con dos placas plano-paralelas: el segundo modelo se muestra en la figura 3.38. Consta de dos placas metálicas plano paralelas, una de las cuales es fija y la otra es móvil. A ella se une el elemento objeto de medida. El principio de operación es pues un cambio de capacidad provocado por el cambio en la distancia entre las placas. Estos dos modelos emplean aire como medio dieléctrico entre las placas [88].

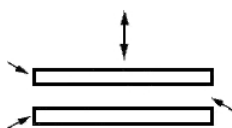


Figura 3.38: Transductor capacitivo con dos placas plano-paralelas [88].

c.-Transductor capacitivo con dos placas metálicas plano-paralelas: el tercer modelo está formado por dos placas metálicas plano-paralelas, entre las cuales existe una capa de dieléctrico sólido, figura 3.39. Una de las placas está unida al elemento objeto de medida. El principio operativo consiste pues en un cambio de la constante dieléctrica producido por el desplazamiento lineal de la placa móvil. Una situación genérica consiste en una asociación de dos condensadores en serie, uno de los cuales posee como dieléctrico el aire y otro el material sólido [88].

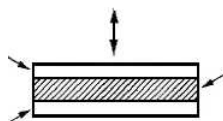


Figura 3.39: Transductor con capa de dieléctrico sólido [88].

3.2.9.1. Modelos reales

Los modelos anteriores ilustran en esencia el principio operativo y las configuraciones empleadas comúnmente. La figura 3.40 se muestran cuatro modelos reales de estos transductores en los que se diferencia la parte fija (estator) de la parte móvil (rotor), y la causa que provoca el cambio de capacidad [88].

Estas configuraciones se describen a continuación.

Transductor de dieléctrico móvil: los tres electrodos del condensador están fijos. Un mango de material aislante está unido a un material dieléctrico y se desplaza en dirección paralela al ensamblaje de los electrodos. El cambio de capacidad es proporcional al movimiento axial del mango, y es provocado por el cambio en la constante dieléctrica de la asociación serie de condensadores. Por ejemplo, cuando el dieléctrico móvil sale del ensamblaje de electrodos, aumenta el área que posee como dieléctrico el aire y disminuye el área que abarca el otro dieléctrico. Un principio similar se emplea en los dispositivos de medida de espesores de capas líquidas superpuestas de diferentes densidad y constante dieléctrica (p.e. aceite sobre agua), figura 3.40(a) [88].

Transductor de placa móvil sin contacto: en este modelo el objeto de medida actúa de rotor, cuyo movimiento respecto del estator único (transductor) provoca el cambio de capacidad, figura 3.40(b) [88].

Modelo acoplado de rotor-estator único: es un condensador cilíndrico, cuyo electrodo fijo (cilindro externo) posee una capa interna de material dieléctrico. El principio operativo consiste en un cambio del área enfrentada entre placas, figura 3.40(c) [88].

Modelo acoplado de rotor-estator dividido: el rotor consta de dos placas plano-paralelas interconectadas. Cada electrodo se mueve entre dos placas fijas. Las dos placas fijas superiores (inferiores) constituyen el estator superior (inferior). Según el sentido del movimiento, la capacidad de una parte del estator1 aumenta y la de la otra disminuye, figura 3.40(d) [88].

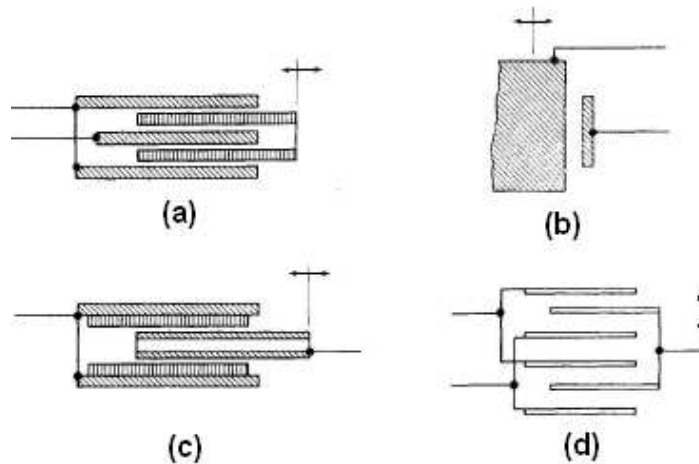


Figura 3.40: Configuraciones clásicas, o más comunes, de los transductores capacitivos [88].

3.2.10. Condensadores diferenciales

Un condensador diferencial consiste en dos condensadores conectados de tal forma que experimentan el mismo cambio pero con sentidos opuestos. Considérese la configuración de la figura 3.41 [2].

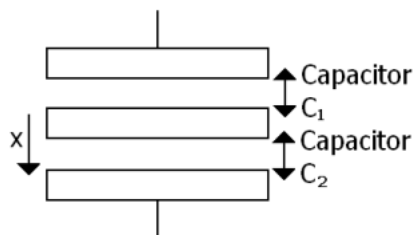


Figura 3.41: Sensor de desplazamiento asimétrico o diferencial [2].

En un desplazamiento que modifica la distancia que separa las placas (figura 3.41), si la separación d aumenta por un desplazamiento x , la capacitancia se modifica en la ecuación 3.17:

$$C - \Delta C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d + x} \quad (3.17)$$

Por lo tanto, el cambio de la capacitancia ΔC expresada como fracción de la capacitancia inicial está dada por la ecuación 3.18:

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{d}{d+x} - 1 = -\frac{x/d}{1+(x/d)} \tag{3.18}$$

Es decir, la relación entre el cambio en la capacitancia ΔC y el desplazamiento x es no lineal; esta no linealidad se puede eliminar utilizando lo que se conoce como *sensor de desplazamiento asimétrico o diferencial* figura 3.41 [2].

Este sensor cuenta con tres placas: el par superior forma un capacitor y el inferior otro. Como resultado del desplazamiento, la placa central que está en medio de las placas restantes se mueve. El movimiento de esta placa origina un aumento de la distancia que separa al capacitor de arriba y una disminución de la separación respecto del capacitor de abajo, ecuación 3.19:

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d+x} \quad C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d-x} \tag{3.19}$$

Si C_1 es uno de los brazos de un puente de CA y C_2 es el otro, el voltaje de equilibrio es igual a x . Este tipo de sensores en general se utilizan para monitorear desplazamientos desde unos cuantos hasta cientos de milímetros. La no linealidad y la histéresis son casi igual a $\pm 0.01\%$ del rango.

Una forma de sensor de proximidad capacitivo consta de un muestreador que solo tiene una placa del capacitor y la otra placa viene a ser el objeto el cual tiene que ser metálico y estar aterrizado como se muestra en la figura 3.42 [2].

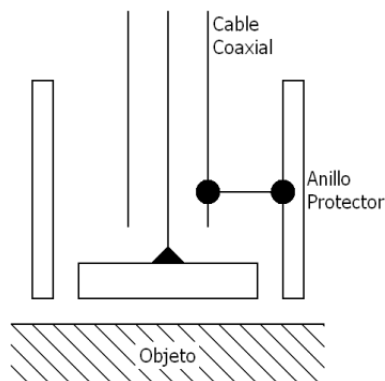


Figura 3.42: Sensor de proximidad capacitivo [2].

Conforme el objeto se aproxima, la “separación entre las placas” también se modifica, la cual resulta significativa y detectable cuando el objeto esta cerca del muestreador.

3.2.11. Transductores piezoeléctricos de desplazamiento lineal

El efecto piezoeléctrico fue descubierto por los investigadores Jacques y Pierre Curie (1880-81). Descubrieron que al aplicar tensión a un material de cuarzo se establecían cargas eléctricas en éste. Por tanto, este fenómeno consiste en la aparición de fuerza electromotriz en un material dieléctrico cuando éste se deforma bajo la acción de un esfuerzo. En consecuencia, es un efecto reversible, ya que al aplicar una diferencia de potencial a un material piezoeléctrico aparecerá una deformación. Cuando una presión es aplicada a un cristal piezoeléctrico, la distribución de cargas eléctricas se modificará, generando una pequeña corriente medible. Por tanto, los materiales piezoeléctricos pueden emplearse para convertir energía eléctrica en mecánica y viceversa. La figura 3.43 muestra una visión intuitiva del efecto piezoeléctrico [88].



Figura 3.43: Didáctica del efecto piezoeléctrico [88].

3.2.11.1. Materiales piezoeléctricos

El efecto piezoeléctrico que muestran los materiales naturales es pequeño. Por tanto, se han desarrollado nuevos materiales. Los cerámicos PZT son los más extendidos. Por debajo de la temperatura de Curie la estructura cristalina ya no es piezoeléctrica. Con un campo eléctrico aplicado, los dipolos del material se expanden a lo largo de un eje y se contraen en dirección perpendicular a este eje, como se muestra en la figura 3.44 [88].

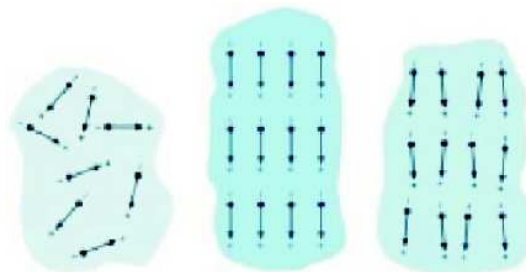


Figura 3.44: Orientación de los dipolos en el efecto piezoeléctrico [88].

3.2.11.2. Transductores piezoeléctricos como “actuadores”

En la práctica se emplean como elementos primarios en la medida de magnitudes físicas relacionadas con la fuerza, como la presión y la aceleración. Se incluyen en este tema ya que la operación del sensor consiste en generar una fuerza electromotriz proporcional a la compresión soportada por el dispositivo. No requieren alimentación eléctrica, por tanto son transductores generadores.

Estos elementos primarios se denominan con frecuencia actuadores piezoeléctricos ya que producen un movimiento aprovechando el fenómeno de la piezoelectricidad.

El dispositivo está fabricado a partir de cristal en su estado natural, como el cuarzo, u obtenido por síntesis, como el sulfato de litio. El cristal es muy rígido, por lo que se requieren fuerzas de gran magnitud para comprimirlo. En consecuencia, estos dispositivos sólo pueden emplearse sobre sistemas mecánicos que sean lo suficientemente rígidos como para poder soportar la rigidez del cristal. Cuando el cristal se comprime, se genera una carga inducida en la superficie que origina la tensión de salida. Como sucede con cualquier carga inducida, al cabo de un cierto tiempo se pierde. Como consecuencia, la tensión de salida en función del tiempo presenta una forma similar a la de la figura 3.45 [88].

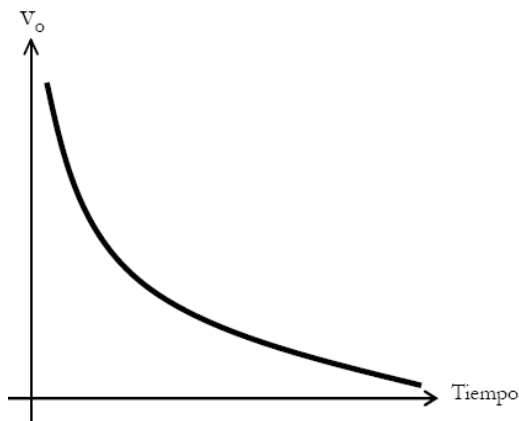


Figura 3.45: Tensión de salida en función del tiempo para un transductor piezoeléctrico [88].

Por esta razón, los transductores piezoeléctricos no son apropiados para medir desplazamientos lentos, aunque la constante de tiempo del sensor puede incrementarse conectándole un condensador en paralelo.

Como cualquier sensor de desplazamiento, el transductor piezoeléctrico tiene una elevada sensibilidad, 1000 veces la del sensor de deformación. Su precisión típica es del $\pm 1\%$ del fondo de escala y su esperanza de vida de 3 millones de revoluciones.

3.2.12. Transductores electro-ópticos de desplazamiento lineal

3.2.12.1. Dispositivos de reflexión (con contacto)

Cuando la superficie del objeto cuyo desplazamiento se desea medir es suficientemente reflectante (cuando no lo es se adjunta al objeto de medida una superficie que sí lo sea), una combinación fuente de luz/sensor puede emplearse para medir pequeños desplazamientos o desviaciones dimensionales (discriminación de piezas en una cadena de fabricación). La figura 3.46 ilustra este principio operativo; la salida eléctrica del sensor decrece de forma exponencial cuando aumenta la separación respecto de la superficie reflectora. La intensidad de los rayos de luz emitidos puede ser constante, variar de forma senoidal o emitirse en forma de pulsos, dependiendo del tiempo de respuesta del sensor y la aplicación para la que haya sido diseñado el transductor. Los diodos LED's de infrarrojos suelen emplearse como fuentes de luz [88].

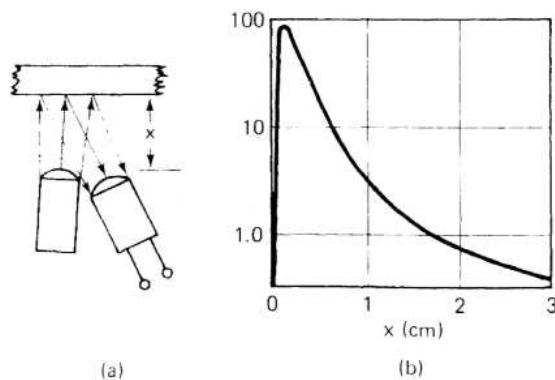


Figura 3.46: Principio operativo del método de reflexión [88].

Uno de los métodos más empleados en la medida de dimensiones se ilustra en la figura 3.47. La altura del objeto es función de la cantidad de luz que oculta. Si el elemento sensor consta de arrays de elementos semiconductores como el

(Charge-Coupled Device (CCD) la dimensión del objeto puede determinarse con gran exactitud, comparando la salida del sensor con un modelo estandarizado de la imagen. Estos modelos son empleados en el control de calidad en procesos de fabricación de piezas [88].

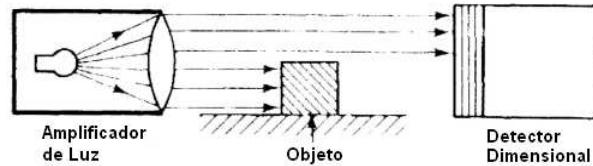


Figura 3.47: Medida de dimensiones con sensor óptico [88].

Algunos diseños emplean fibra óptica (sensor fotónico) para transmitir y captar la luz reflejada por la superficie del objeto de medida. Estos modelos pueden emplearse para medir pequeños desplazamientos con elevada resolución. La figura 3.48 muestra un modelo de sensor fotónico; consta de una fuente de luz, un elemento detector, líneas de transmisión de fibra óptica y un plato reflectante unido al elemento cuyo desplazamiento se desea medir [88].

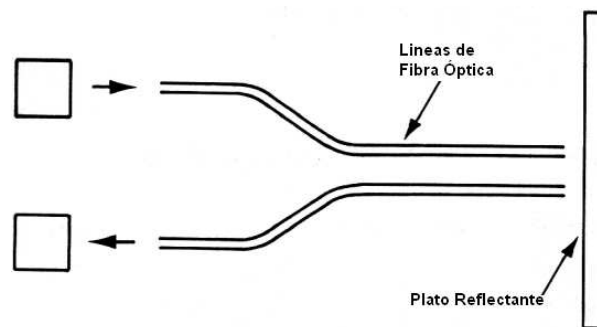


Figura 3.48: Sensor fotónico [88].

La luz emitida viaja por el espacio aéreo entre la línea de transmisión y el blanco; parte se refleja e incide en el receptor después de viajar por el cable de fibra óptica. La cantidad de luz reflejada es función de la distancia aérea que atraviesa el haz. Una aplicación común de los sensores fotónicos es la medida de desplazamientos de membranas en sensores de presión.

3.2.12.2. Dispositivos sin reflexión (sin contacto)

La figura 3.49 muestra una disposición básica para medir pequeños desplazamientos, no basada en el contacto del haz luminoso con una superficie reflectante. Consta de dos fotodiodos, cuyas salidas eléctricas, después de amplificadas, pasan a un amplificador diferencial. El fotodiodo de referencia siempre capta la misma luz y, por consiguiente, su salida es constante; por el contrario la luz incidente en el segundo fotodiodo depende del movimiento de un alabe que actúa de limitador luminoso. El objeto de medida se une al alabe. En consecuencia, la salida diferencial es proporcional al movimiento rectilíneo del cuerpo [88].

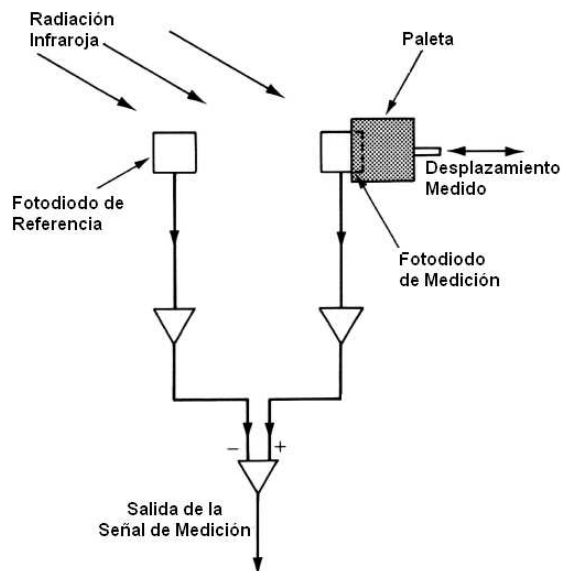


Figura 3.49: Dispositivo para medir pequeños desplazamientos [88].

Su rango es reducido, $\pm 0.5\text{mm}$, y su precisión típica de $\pm 0.1\%$ del fondo de escala. Suelen emplearse en instrumentos inteligentes para medida de presión basada en tubos de Bourdon o diafragmas.

3.2.12.3. Fuentes de luz láser. Métodos de triangulación e interferometría

Los rayos láser se han incorporado a estos equipos de transducción debido a su coherencia, colimación y monocromaticidad. El método de la *triangulación* emplea una fuente de luz de esta naturaleza; suele emplearse en la medida de espesores y, en general, al medir distancias pequeñas. El punto de impacto del rayo láser sobre la superficie es captado por dos sensores bajo el mismo ángulo pero desde direcciones opuestas. La posición de la superficie (inclinación) objeto de medida respecto de una posición de referencia queda determinada por las salidas eléctricas de los dos sensores.

Relativamente reciente es la técnica de interferometría láser. El principio físico se basa en el funcionamiento del interferómetro de Michelson y también se emplea en interferometría de infrarrojos y muchas otras aplicaciones. La figura ilustra el principio operativo. Una fuente láser emite un rayo que es separado en dos componentes ortogonales por un prisma. Una de ellas se refleja en un espejo plano fijo y se dirige al fotodetector; la otra continúa su trayectoria rectilínea original hacia una superficie reflectora, la cual altera su trayectoria hacia un segundo espejo plano que se mueve en la dirección del rayo. La luz reflejada en este segundo espejo regresa por su trayecto original hasta el primer espejo plano. Aquí se refleja y se dirige hacia el fotodetector. En el elemento fotodetector se produce la interferencia; éste proporciona una salida eléctrica máxima (mínima) si la interferencia es constructiva (destruktiva). Se produce interferencia constructiva en la superficie del fotodetector si la diferencia entre los caminos ópticos de los dos rayos es un número entero de longitudes de onda; es destructiva si la diferencia de trayecto óptico es un número impar de semilongitudes de onda, figura 3.50 [88].

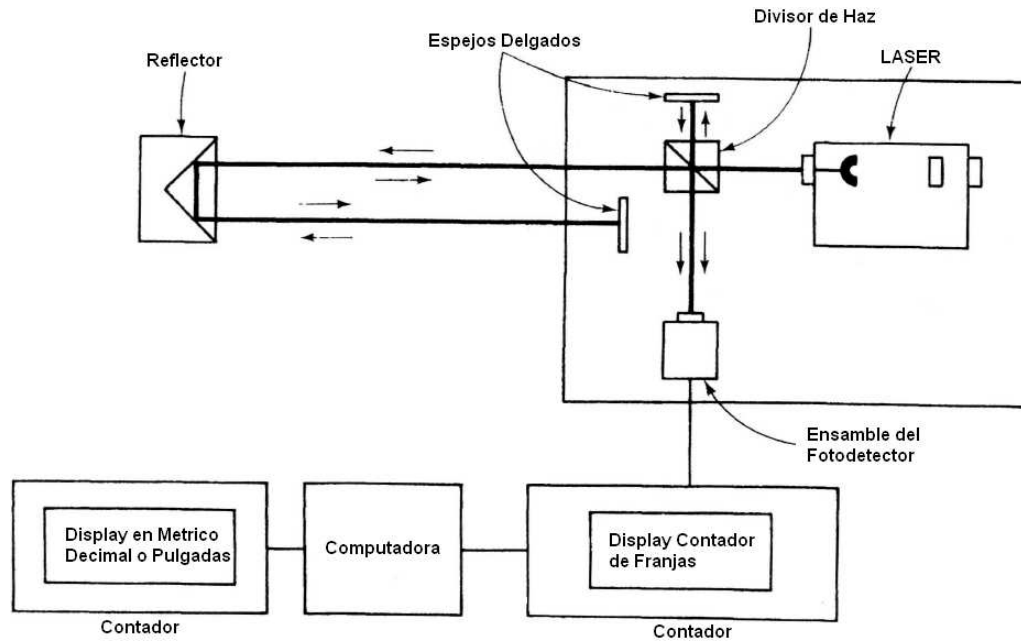


Figura 3.50: Interferómetro láser para medir pequeños desplazamientos [88].

Conforme se mueve el elemento reflector, se altera la diferencia de camino óptico y se suceden secuencialmente interferencias constructivas y destructivas. En consecuencia, el fotodetector ofrece una salida digital muy precisa, que se toma para conectar a un contador.

Los avances realizados en la interferometría láser, como el láser de dos frecuencias y el interferómetro holográfico, han aumentado las prestaciones de estos transductores; aumentando las áreas de aplicación: medidas angulares (con resolución de segundos) y de alineación en aplicaciones de control de maquinaria industrial, y control de calidad de acabados de superficies planas. Se han logrado precisiones de unas pocas partes por millón en rangos de 2 m. de longitud. En consecuencia, son idóneos para medir con precisión y resolución pequeños desplazamientos en grandes rangos.

3.2.13. Codificadores de posición incrementales

En un codificador de posición incremental hay un elemento lineal o un disco con poca inercia que se desplaza solidario a la pieza cuya posición se desea determinar. Dicho elemento posee dos tipos de zonas o sectores, con una prioridad que las diferencia, dispuesta de forma alternativa y equidistante, tal como se indica en la figura 3.51 [64].

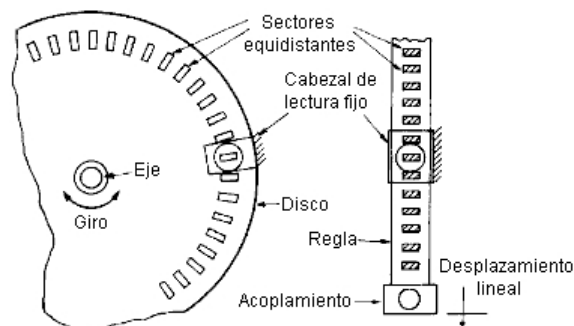


Figura 3.51: Codificadores de posición incrementales para posiciones lineales y angulares [64].

3. Sensores y transductores

De este modo, un incremento de posición produce un cambio definido en la salida si se detecta dicha prioridad cambiante con la posición mediante un dispositivo o cabezal de lectura fijo. La resolución, de un sensor angular, dada como número de impulsos de salida, esta dada por la ecuación 3.20:

$$N = \frac{\pi D}{2x} \tag{3.20}$$

Donde **D** es el diámetro del disco y **X** la anchura de cada sector codificado.

Conviene señalar, en primer lugar, la información sobre la posición se pierde en cuanto falta la alimentación del sistema, o simplemente cuando se desconecta, y en presencia de interfaces fuertes. En segundo lugar, es necesario un contador bidireccional para poder tener una salida digital compatible con los elementos de entrada-salida de un ordenador; y en tercer lugar, no permite detectar el sentido de avance si no se dispone de elementos adicionales a los indicados en la figura 3.51. Las propiedades empleadas para la diferenciación de los sectores pueden ser magnéticas, eléctricas u ópticas. La salida básica suele ser en forma de un tren de pulsos con un ciclo de trabajo del 50 % [64].

3.2.13.1. Codificador incremental con sensor magnetorresistivo

En la figura 3.52, se presenta un codificador similar pero con sensor magnetorresistivo. La curvatura de las líneas de campo magnético depende de qué zona de la rueda queda enfrentada al sensor. La salida es independiente de la distancia a la rueda, dentro del margen de medida [64].

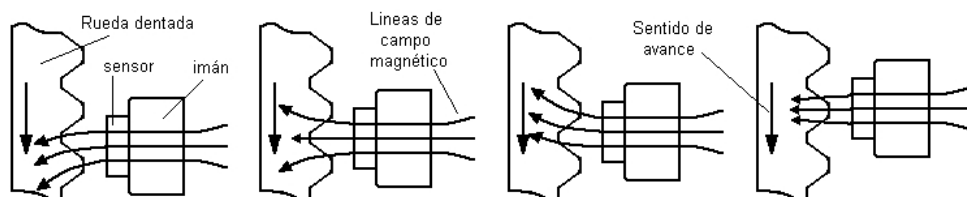


Figura 3.52: Codificador incremental con sensor magnetorresistivo [64].

3.2.13.2. Codificador incremental con bobina e imán

Una regla o rueda dentada de material ferromagnético dará un impulso de tensión cada vez que pase por delante de una bobina fija dispuesta en un campo magnético constante, figura 3.53. La forma de la señal obtenida es casi senoidal, pero ésta se puede recuadrar o simplemente determinar sus pasos por cero. Lógicamente, hay una velocidad mínima y una máxima que determinan el margen de aplicación de este método. La falta de respuesta a velocidades bajas, es una de sus limitaciones principales [64].

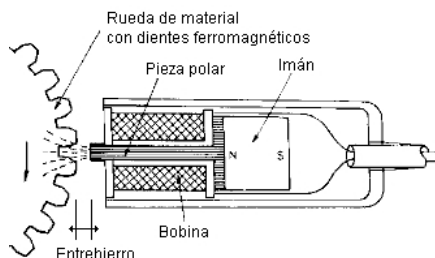


Figura 3.53: Codificador incremental con bobina e imán [64].

3.2.13.3. Codificador incremental con núcleo toroidal

En la figura 3.54 se presenta otro sistema inductivo pero basado en un núcleo toroidal con dos bobinas. Una se emplea para la excitación, con corrientes de 20 a 200Khz, y otra para la detección. En esta ultima hay dos 127 estados: "1" cuando se detecta tensión alguna y "0" cuando se detecta una tensión de frecuencia igual a la de excitación [64].

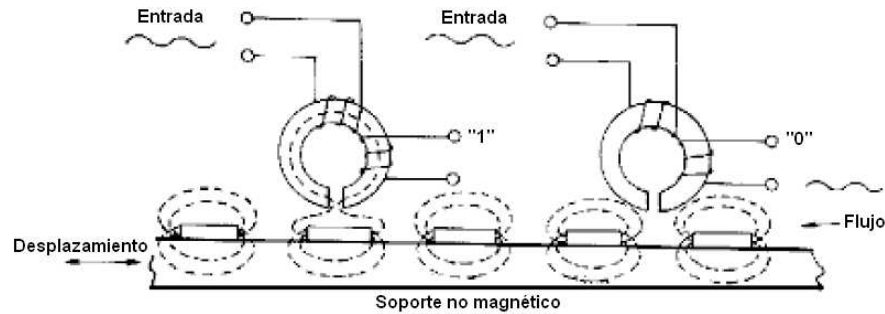


Figura 3.54: Codificador incremental con núcleo toroidal [64].

El elemento móvil posee zonas con material magnetizado. De este modo, cuando este queda delante de la cabeza de lectura la satura porque el flujo que emana del material se suma al creado por la señal de excitación; con el núcleo saturado no se detecta tensión alguna en la segunda bobina calculado con la ecuación 3.21, y ϕ tiene el valor de saturación constante: estado "1". Cuando delante de la cabeza de lectura hay una zona que no posee material magnetizado, la segunda bobina detecta una tensión inducida por la primera, estado "0". Una variante de la técnica anterior emplea también material magnetizado, pero el detector es de efecto Hall, magnetorresistivo o de efecto Wiegand.

$$e = \frac{d\phi}{dt} \tag{3.21}$$

3.2.13.4. Codificador incremental de efecto Hall

El efecto Hall se usa para hacer sensores de movimiento, particularmente en aplicaciones de posición y movimiento, lineal o rotatorio. Analog Devices ha integrado en un solo dispositivo el sensor y la circuitería de acondicionamiento para minimizar las derivas debidas a la temperatura asociadas a las características de la célula de silicio, con la familia AD22xxx, figura 3.55 [43].

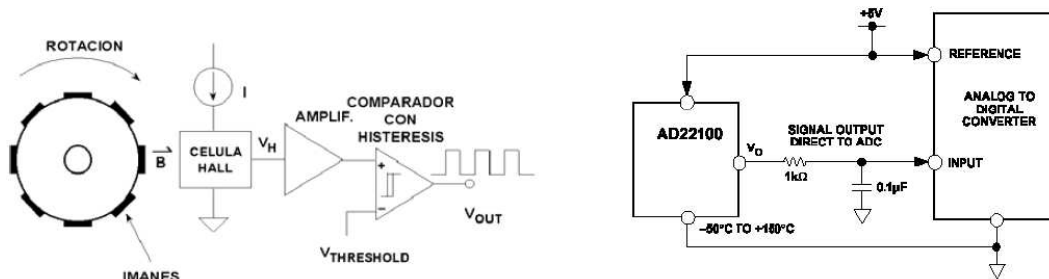


Figura 3.55: Sensor de efecto Hall [43].

En la figura 3.55 se puede ver también el sistema de codificación de posición incremental que es generado por la rotación de imanes y en el cual, el movimiento es detectado por el sensor de efecto Hall, el cual en pocas palabras es un interruptor de posición de efecto Hall descrito anteriormente.

3.2.13.5. Codificador incremental capacitivo

Los codificadores eléctricos pueden ser capacitivos, y emplean una disposición similar al inductosyn, pero sin apantallamiento eléctrico entre la pista fija y la móvil. De esta forma hay un cambio de capacidad cíclico, con un periodo igual a la distancia entre líneas, que puede ser de 0.4mm. Este sistema es inmune a campos magnéticos.

3.2.13.6. Codificador incremental de contacto eléctrico

En los codificadores de contacto, figura 3.56, en el elemento móvil tiene sectores conductores (cobre dorado o plateado) y aislantes (melamina) realizados mediante fotograbado, empleándose escobillas del mismo conductor para la lectura. Los inconvenientes de desgaste y pérdida de contacto de éstas en caso de vibraciones, vienen contrarrestados por la obtención de tensiones de salidas que no requieren amplificación, por su menor precio. No obstante, es una técnica cada vez menos empleada en beneficio de las que no requieren contacto alguno [64].

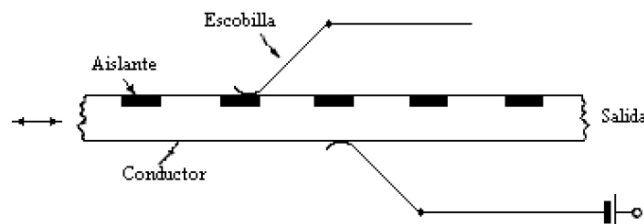


Figura 3.56: Codificador incremental con escobillas y contacto eléctrico [64].

3.2.13.7. Codificador incremental óptico

Los codificadores ópticos pueden estar basados en sectores opacos y transparentes, en sectores reflectores y no reflectores, o en franjas de interferencia. en cualquier caso, en el cabezal de lectura fijo hay siempre una fuente de luz, normalmente un Light Emmiting Diode (LED) infrarrojo, y un fotodetector (Light Dependent Resistors (LDR), célula fotoeléctrica o fototransistor). Los problemas asociados son relativos a la influencia del polvo ambiental y humo, a la degradación temporal y térmica de las características de los elementos optoelectrónicos y al efecto de las vibraciones sobre los posibles sistema de enfoques. En algunos casos, para montar los encoders o codificadores ópticos, es necesario tener **foto-interruptores** a continuación se describe cada uno de ellos.

Foto-interruptores de barrera: están formados por un emisor de infrarrojos y un fototransistor separados por una abertura donde se insertará un elemento mecánico que producirá un corte del haz. La salida será 0 o 1, figura 3.57. Este tipo de dispositivos tienen aplicaciones en diferentes sistemas y como un ejemplo, se ocupan en acción con discos ranurados en los sistemas de punteros de computadoras (mouse) [43].

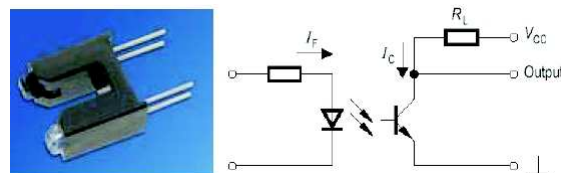


Figura 3.57: Foto-interruptor de barrera [43].

Foto-interruptores reflectivos: están formados por un emisor y un receptor de infrarrojos situados en el mismo plano de superficie, que por reflexión permiten detectar dos tipos de colores, blanco y negro normalmente, sobre un elemento mecánico, figura 3.58. Su aplicación es mas restringida, ya que solo pueden operar en ambientes donde exista un cierto nivel de reflexión asociado con el incremento de pulsaciones [43].

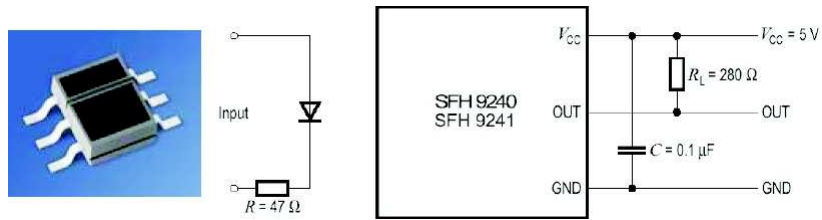


Figura 3.58: Foto-interruptor reflectivo [43].

Codificador incremental óptico con sectores opacos y transparentes: cuando se emplean sectores opacos y transparentes, como sobre vidrio, metal ranurado, etc. (figura 3.59), el emisor y el detector deben situarse uno a cada lado del elemento móvil [64].

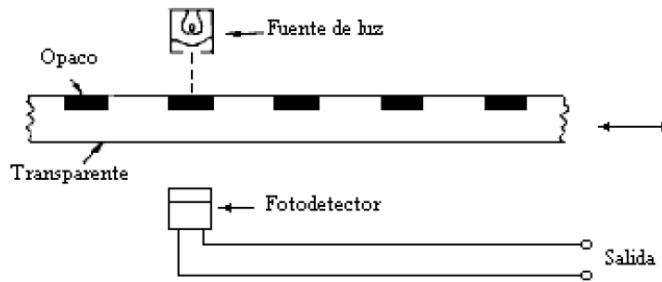


Figura 3.59: Codificador incremental óptico con sectores opacos y transparentes [64].

Aquí es donde entra en acción el uso del foto-interruptor de barrera (figura 3.57). El desplazamiento del elemento opaco/transparente indicará al foto-interruptor de barrera el incremento de pulsaciones.

Codificador incremental óptico con zonas reflectoras y no reflectoras: cuando se emplean sectores reflectores y no reflectores, por ejemplo acero pulido con surcos grabados en su superficie (figura 3.60) el emisor y el detector deben estar del mismo lado. Los discos de vidrio son mas estables, rígidos, duros y planos que los metálicos, pero tienen menor resistencia a los choques y vibraciones [64].

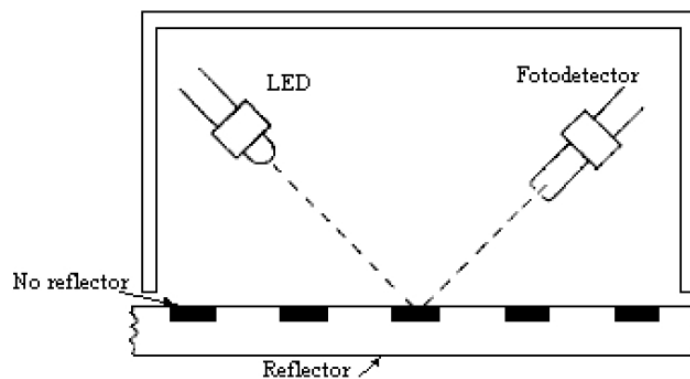


Figura 3.60: Codificador incremental óptico con zonas reflectoras y no reflectoras [64].

3. Sensores y transductores

En este tipo de sistemas se emplea el foto-interruptor de reflectivo (figura 3.58). El desplazamiento del elemento reflejara en haz lumínico, rebotando en un ángulo determinado para el dispositivo y el foto-interruptor reflectivo indicará el incremento de pulsaciones.

Codificador incremental óptico basado en franjas de interferencia: los codificadores de franjas de interferencia están basados en las figuras de Moiré. Para producirlas mediante un movimiento lineal se puede emplear una regla fija y otra móvil que tenga una serie de rayas inclinadas una respecto a la otra, figura 3.61 [64].

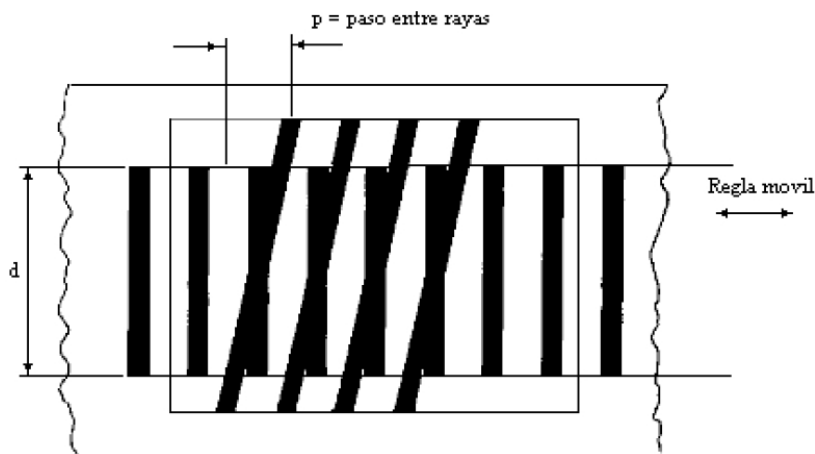


Figura 3.61: Codificador incremental óptico basado en franjas de interferencia [64].

Como se muestra en la ecuación 3.22, si la inclinación a es tal que:

$$a = p/d \quad (3.22)$$

Cuando hay un desplazamiento relativo de recorrido p (paso entre líneas) se produce un desplazamiento vertical d de una franja oscura horizontal. Si la inclinación es n veces mayor, aparecen n franjas oscuras horizontales.

Si se trata de un movimiento giratorio, para obtener franjas de interferencia se pueden emplear dos discos superpuestos, uno fijo y otro móvil, que tengan uno N rayas en dirección radial y el otro $N+1$. También se obtienen franjas de interferencia si en ambos hay N rayas pero están descentrados, o bien N rayas con distinta inclinación. Si se disponen un emisor y un detector de luz, este detecta una señal casi senoidal con N ciclos por vuelta si se trata de un codificador angular.

La resolución obtenida con los codificadores incrementales angulares es del orden de 100 a 6000 cuentas/vuelta, que se puede aumentar fácilmente en un factor de 100 en el caso de que el detector ofrezca varias salidas senoidales defasadas, entonces es posible interpolar entre máximos sucesivos.

Los diámetros van de 25mm a 90mm. La vida de los modelos sin contacto es de hasta 2 millones de vueltas. Los codificadores incrementales lineales se emplean para medir posiciones con una resolución de hasta 400 líneas/mm y una exactitud de 50×10^6 a 100×10^6 . Se aplican para situar los cabezales de lectura en discos magnéticos y unidades de cinta magnética de bajo costo, las herramientas en máquinas-herramienta y las plumillas en máquinas de dibujo; para controlar el avance del papel en impresoras, fotocopiadoras, y máquinas de facsímil; y en metrología dimensional. Los modelos angulares pequeños, denominados generadores rotativos de impulsos, sustituyen a los potenciómetros de control usados en los paneles de los instrumentos electrónicos, los cuales ofrecen una vida útil unas 10 veces mayor.

Los codificadores que ofrecen mayor resolución son los ópticos. Dado que en estos viene limitada por el tamaño del fotodetector, una forma de aumentar la resolución consiste en disponer una o varias rejillas fijas entre el elemento móvil y el detector, que tengan zonas opacas y transparentes con el mismo paso (apertura) que el elemento codificado, figura 3.62. De este modo el detector recibirá el máximo de luz cuando todas las rejillas y el elemento codificado móvil estén perfectamente

alineados. Conforme este último se desplace de dicha posición, la luz recibida irá decreciendo hasta alcanzar un mínimo. El fotodetector promedia la señal de más de una rendija, con lo que compensa posibles desigualdades en éstas. Al disponer de una señal continua entre máximos, es posible interpolar [64].

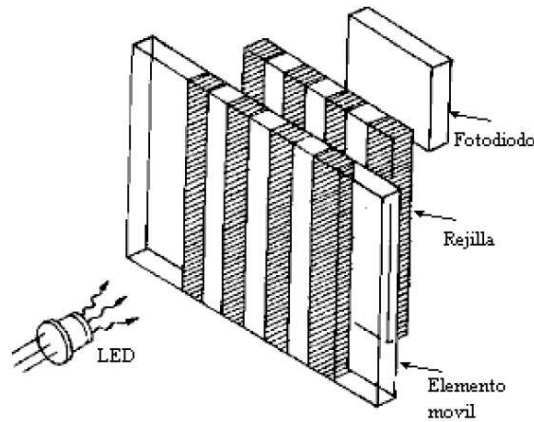


Figura 3.62: Disposición de una rejilla fija para eliminar el campo del fotodetector [64].

Para poder determinar el sentido de avance es necesario añadir otro elemento de lectura y, a veces, otra pista codificada, junto con circuitos electrónicos adecuados. En los codificadores inductivos se añade otra bobina sensora que dé una señal desfasada 90° respecto de la anterior, y un detector de fase que dará una indicación del sentido de giro, figura 3.63(a). En los codificadores ópticos y de contacto (eléctricos), se añade una línea de sectores codificados que esté ligeramente desfasada respecto de la primera y con su elemento de lectura correspondiente. En la figura 3.63(b) se presenta un circuito electrónico que permite obtener una señal indicadora del sentido de avance. En los codificadores de franjas de interferencia y en los ópticos de alta resolución se emplean dos conjuntos ópticos que den salidas a 90° uno de otro, y a veces otros dos conjuntos a 180° de los anteriores, estos últimos para aumentar aún más la resolución [64].

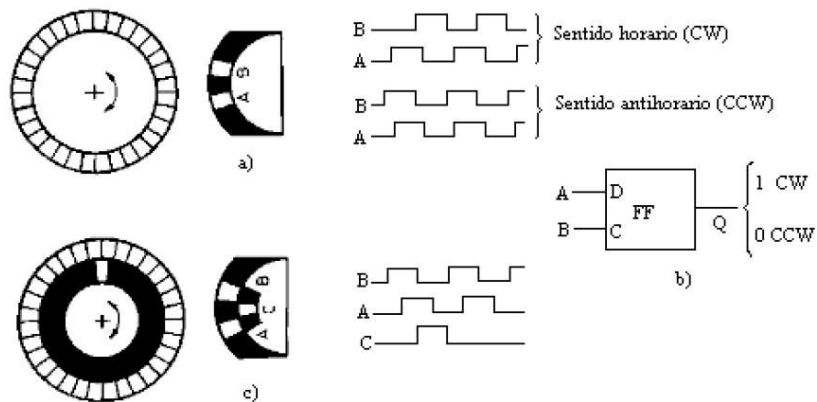


Figura 3.63: Determinación del sentido de avance con codificadores incrementales [64].

Cuando se dispone de dos señales de salida en cuadratura, se puede duplicar la resolución simplemente haciendo la exclusiva (XOR) entre ellas, figura 3.64(a). Con una sola señal también se puede duplicar la resolución derivando y rectificando los impulsos, figura 3.64(b), y recuadrándolos luego. Si estas operaciones se hacen para los dos canales, la resolución se cuadruplica. Para mejorar más la resolución, se puede interpolar entre dos posiciones aprovechando que las tensiones de salida directa de los sensores en cuadratura son casi senoidales; el cociente entre tensiones dará el ángulo de fase. Si las tensiones se digitalizan con 6 bits y se busca en una tabla almacenada en ROM que ángulo corresponde a cada cociente, se obtiene una mejora de resolución de hasta 256 [64].

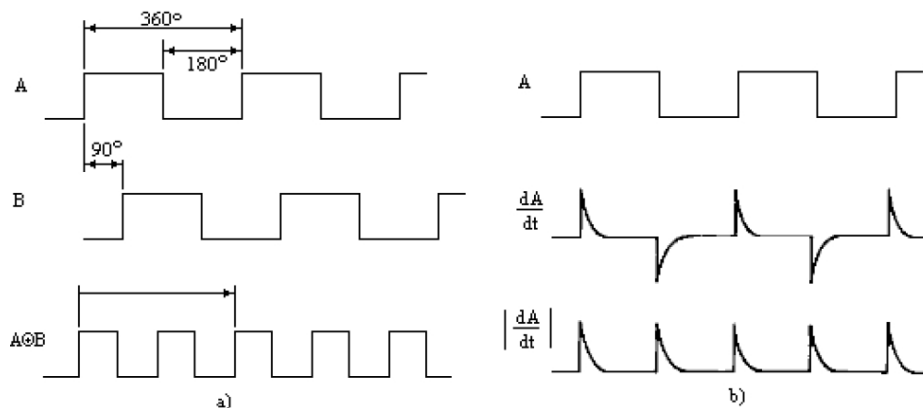


Figura 3.64: Duplicación de la resolución en codificadores incrementales [64].

Para realizar un posicionamiento absoluto, es necesario un contador bidireccional al que se aplican los pulsos de salida del detector. El sentido de la cuenta se determina con la señal que indica el sentido de avance, y la puesta a cero se hace mediante una tercera señal ofrecida por el codificador, consistente en un pulso por cada vuelta (en caso de ser giratorio), figura 3.63(c). Esta tercera señal es útil también para situar de nuevo el contador cuando ha fallado la alimentación [64].

Cuando se desea medir una velocidad de rotación, el empleo de un codificador incremental como el descrito puede venir limitado por la velocidad máxima de los circuitos electrónicos si la velocidad de giro es elevada. Para estas aplicaciones hay tacómetros digitales que están basados en el mismo principio, disponen sólo de un sector o a lo sumo unos cuantos, de manera que se obtienen menos pulsos a cada vuelta.

3.2.14. Codificadores de posición absolutos

Los codificadores de posición absolutos ofrecen a su salida una señal codificada correspondiente a la posición de un elemento móvil, regla o disco; figura 3.65(a) y (b), con respecto a una referencia interna. Para ello, el elemento móvil dispone de zonas con una propiedad que las distingue, y a las que se asigna un valor binario “0” o “1”. Pero, a diferencia de los codificadores incrementales, hay varias pistas con zonas diferenciadas y están agrupadas de tal forma que el sistema de lectura obtiene directamente, en cada posición del elemento móvil, el número codificado que da su posición [72].

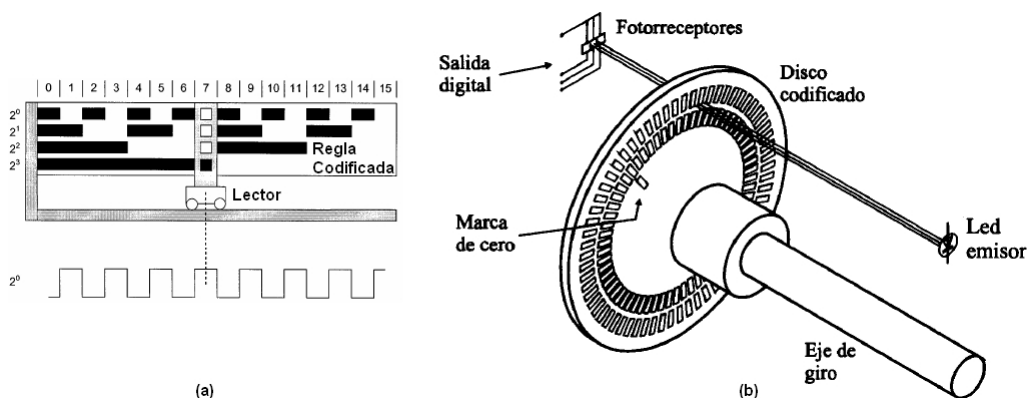


Figura 3.65: Principio de funcionamiento de los codificadores de posición absolutos [72, 65].

Cada pista representa un bit de salida, siendo la pista más interior la correspondiente al bit de mayor peso. Los tipos de sensores más empleados en este caso son los ópticos, con zonas opacas y transparentes y en menor medida, los de contacto, con zonas conductoras y aislantes. Hay conjuntos de fotosensores integrados que facilitan en gran manera la realización del codificador.

Estos codificadores tienen inmunidad intrínseca frente a las interrupciones e interferencias electromagnéticas, pero ello es a costa de unos cabezales de lectura que son mucho más complejos que en los codificadores incrementales. Esto se debe a que hay tantos elementos de lectura como pistas y a la necesidad de que todos ellos estén bien alineados, de forma contraria, el código ofrecido a la salida puede estar formado por bits correspondiente a dos posiciones contiguas (en particular cuando se produzca la transición de una a otra). El código resultante puede corresponder a una posición muy distante de la real. Si, por ejemplo, se emplea el código binario natural, en un sistema con 8 bits las posiciones 3 y 4 vienen dadas por:

Posición 3 0 0 0 0 0 1 1
 Posición 4 0 0 0 0 0 1 0 0

Si los elementos de lectura están un poco desalineados, por ejemplo si los dos primeros están un poco adelantados, al pasar de la posición 3 a la 4 puede que en un instante dado la lectura de salida sea 00 000 000. Una forma de resolver este problema es empleando códigos binarios con distancia unidad en todas las posiciones, es decir, códigos en los que de una posición a la contigua cambie solo un bit. En el código binario natural, si hay N posiciones hay N/2 transiciones en las que cambia más de un bit.

En la tabla 3.3 se presenta el paso de cada bit y el aspecto de las zonas codificadas de acuerdo con distintos códigos. El código continuo más empleado en codificadores es el **Código Gray**. Su inconveniente es que si la información hay que mandarla a un ordenador, conviene convertir la salida a **Código Binario**. Si el objeto de la medida es sólo la presentación numérica de la posición, hay que convertir la salida a **Código BCD**. Estas conversiones son obvias en el caso de tener el disco codificado directamente en el código de utilización final, pero entonces surge el problema de la ambigüedad.

Valor Decimal	Código Binario					Código Gray					Código BCD							
	2 ⁴	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	2 ⁴	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	2da Década				2da Década			
	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰		
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	
2	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	
3	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	
4	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	
5	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	
6	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	
7	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	
8	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	
9	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	
10	0	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	
11	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	
12	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	
13	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	
14	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	
15	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	
16	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	

Tabla 3.3: Códigos habituales en codificadores de posición absoluta [48].

También se puede disponer una marca en el centro de cada sector, aceptando entonces la lectura del cabezal sólo cuando hay garantía de estar en zona que no es de transición entre las posiciones. Una memoria almacena la última lectura obtenida y se actualiza cuando hay un cambio válido.

La resolución que se obtiene con estos codificadores es de 6 a 21 bits en código Grey (8 a 12 es lo habitual), con diámetros de 50 a 175 mm para los codificadores angulares. El tamaño se indica mediante el diámetro en pulgadas y multiplicado por 10. Para aumentar la resolución, la opción más inmediata es aumentar el número de pistas codificadas, pero el inevitable aumento de diámetro e inercia limita esta solución. El empleo de un engranaje y otro codificador es una alternativa, aunque la

resolución final siempre queda limitada por la obtenible en el primer disco. La señal eléctrica de salida suele ser un dispositivo Transistor-Transistor Logic (TTL) con colector abierto. Para aumentar la resolución también se puede emplear el sistema de nonio expuesto para los codificadores incrementales. Para ello se añade una pista adicional, dispuesta en dirección radial, en la parte más externa del disco, tal como se muestra en la figura 3.66(a). En otros casos puede ser necesario hacer que en el codificador absoluto esté basado en un código pseudoaleatorio preciso como el que se muestra en la figura 3.66(b) [64].

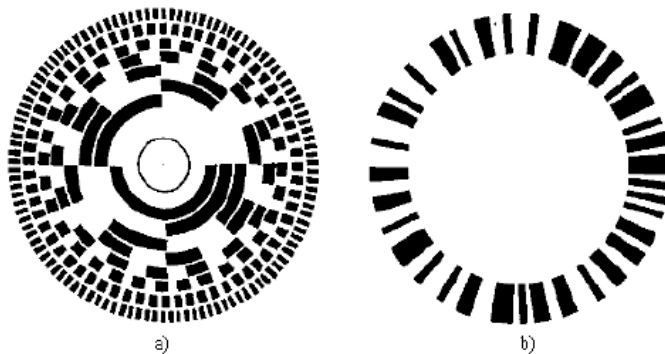


Figura 3.66: Discos de un codificador digital [64].

La aplicación de los codificadores de posición son relativas a la medida y control de posiciones lineales y angulares con alta resolución. Se emplea así en robótica, grúas, válvulas hidráulicas, mesas de dibujos automáticas (plotters), máquinas herramientas, posicionamiento de cabezales de lectura en discos magnéticos y de fuentes de radiación en radioterapia, radar, orientación de telescopios, etc. También se pueden aplicar a la medida de magnitudes que se pueden convertir en un desplazamiento por medio de un sensor primario adecuado.

Por ejemplo, para medidas de nivel con flotador. Los codificadores absolutos son indicados en aplicaciones donde el elemento móvil permanece inactivo durante periodos de tiempo prolongados, por ejemplo antenas parabólicas, o cuando se mueve lentamente. También interesan cuando se desea ahorrar energía, por qué sólo hace falta alimentación cuando se desea información.

3.2.15. Sensores de rango: ultrasónicos y fotoeléctricos

Se emplean para medir distancias relativamente grandes en comparación con los anteriores modelos, diseñados para medir pequeños desplazamientos. Miden el desplazamiento lineal de un cuerpo respecto de un punto fijo. Poseen como característica común la fuente de energía, un detector de energía y un módulo electrónico que se encarga de medir el tiempo que emplea la energía en ir del emisor al receptor. La forma de energía puede ser luminosa o ultrasonido; siendo esta última la más común. Incluimos estos modelos en este apartado por poseer un funcionamiento muy parecido a los ópticos. En algunos modelos, tanto la fuente de energía como el receptor están fijos en la superficie del objeto móvil y la salida eléctrica depende de la cantidad de energía reflejada en una superficie fija como se ve en la figura 3.67(a). En otros sistemas, la fuente de energía está fija al cuerpo móvil y la unidad detectora se localiza en un punto fijo; ver figura 3.67(b) [88].

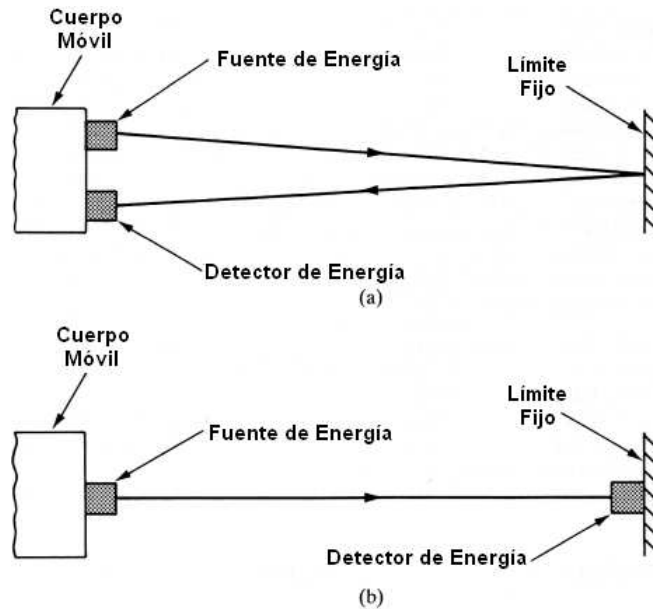


Figura 3.67: Dos modelos de sensores de rango ultrasónicos [88].

En los equipos de medida ultrasónicos, la energía se transmite desde la fuente en forma de pulsos de alta frecuencia. Se suele emplear una frecuencia de al menos 20 KHz y lo usual es emplear 40 KHz en distancias de hasta 5 m. Midiendo el tiempo que emplea la energía en ir del emisor al receptor y considerando que la velocidad del sonido en el aire es de 340 m/s (1224 km/h), el sistema calcula la distancia entre el objeto móvil y el elemento fijo. Estos sistemas no se emplean para medir distancias inferiores a 300 mm, ya que es difícil medir con precisión el tiempo de trayecto del sonido. La resolución viene limitada por la longitud de onda de la energía del ultrasonido y puede mejorarse a altas frecuencias. Sin embargo, a altas frecuencias la atenuación del ultrasonido en el aire es significativa, con la consecuente pérdida de sensibilidad del transductor. En consecuencia, sólo las bajas frecuencias son adecuadas para medir grandes distancias. Un valor típico de precisión en sistemas ultrasónicos de medida de rangos es del $\pm 0.5\%$ del fondo de escala.

Los sistemas ópticos emplean una fuente de luz láser. La velocidad de la luz en el aire es aproximadamente de 300,000 m/s; de forma que la luz sólo emplea algunos nanosegundos en recorrer un metro. En consecuencia, tales sistemas sólo son útiles para medir desplazamientos muy largos, en los que el tiempo de trayecto es suficientemente largo como para medirse con precisión.

3.3. Sensores de presencia o proximidad

3.3.1. Detectores magnetorresistivos (MR)

La gran mayoría de los sensores magnetorresistivos pueden ser ocupados como dispositivos de detección claro está si el elemento a detectar posee de alguna forma un elemento ferromagnético, el sensor podrá en este caso reaccionar y así cumplir con la premisa de detección para la que se está implementando.

Los sistemas de detección por medio de sensores magnetorresistivos van desde los detectores parachoques incluidos en la defensas de algunos de los vehículos mas recientes, detección de velocidad en algunos casos y la implementación como detectores de tráfico.

3.3.1.1. Detectores de tráfico

Como el número de vehículos utilizando vías ya congestionadas aumenta constantemente, los sistemas de control de tráfico se están haciendo más necesarios para evitar atascos o embotellamientos. Estos sistemas monitorizan el flujo de tráfico, el promedio de velocidad y la densidad, permitiendo que signos indicadores de camino controlen el flujo y la velocidad del tráfico. También tienen la ventaja de indicar posibles incidentes, donde las velocidades bajan rápidamente, por debajo del promedio, en ciertas secciones del camino. Con simples modificaciones a estos sistemas permiten ser utilizados para mejorar la seguridad y también para monitorizar el tráfico en tierra de los aviones en los aeropuertos.

Aunque se utilizan sistemas computarizados altamente sofisticados para analizar las diversas entradas en los sistemas de tráfico, actualmente esta información de entrada se obtiene desde sistemas de detección inductivos. Estos sistemas de medición inductivos tienen gran número de desventajas: baja sensibilidad, necesitan ocupar una gran área de la carretera durante la instalación, alto consumo, los hacen costosos e ineficientes. También son más vulnerables debido a la tensión térmica del pavimento.

Como prácticamente cada vehículo fabricado contiene un alto número de componentes ferromagnéticos, puede ser detectado un campo magnético específico para cada modelo de cada fabricante, utilizando las técnicas de medición de campos débiles con sensores magneto-resistivos. Incluso con el mayor uso del aluminio en la fabricación de vehículos, creará aún un cambio medible en la fuerza del campo geomagnético y en la densidad del flujo.

En comparación con los métodos inductivos, tienen mayor sensibilidad magneto-resistiva en la medición y se puede dar una información del tipo de vehículo. También, debido al tamaño y la colocación del sensor, los sistemas pueden ser instalados más fácilmente y rápidamente en cualquier tramo de la carretera o incluso en el lateral de la carretera, si es necesario. Combinado con el bajo consumo, hace que un sistema de control MR sea un método barato y más eficiente para la detección de tráfico.

3.3.1.2. Mediciones en la carretera para la detección de tráfico

Con un módulo sensor tridimensional, primero para medir las señales de diferentes vehículos y después para discriminar valores de señal en tres categorías de vehículos (coches, furgonetas y camiones). Se puede situar un módulo en la carretera bajo el vehículo y para tener comparación se sitúa un módulo en el lateral de la carretera. En la figura 3.68 se puede ver la colocación del sensor en la carretera y los espectros detectados al pasar un automóvil [43].

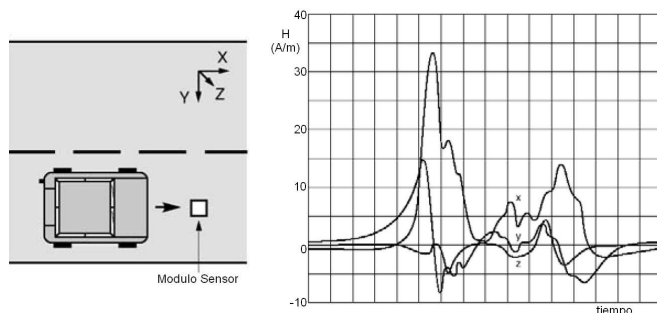


Figura 3.68: Detector de tráfico en automóviles [43].

Si el campo local geomagnético fuera calibrado a cero, de modo que solamente sería registrado el desajuste en el campo provocado por el vehículo cuando pasa. El módulo sensor podría ser lo suficientemente sensible para detectar y distinguir motos (hasta con motor, marco y ruedas de aluminio), que producen espectros como los de la figura 3.69, desde el lateral de la carretera [43].

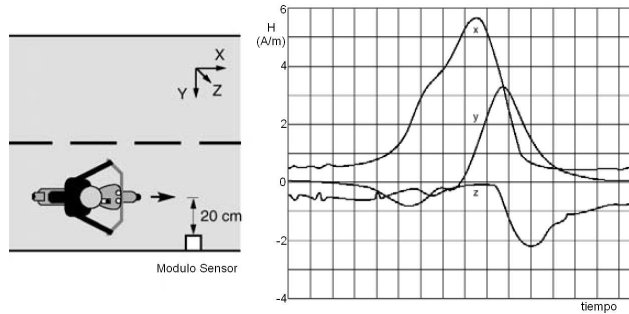


Figura 3.69: Detector de tráfico en motocicletas [43].

3.3.2. Detectores de proximidad inductivos (DPI).

La necesidad de disponer de equipos de gran fiabilidad capaces de operar en ambientes industriales difíciles; ha impulsado el desarrollo de indicadores de detección en los que no existe contacto mecánico entre el actuador y el detector, denominados detectores o transductores de proximidad. Dado que este tipo de detectores trabajan con niveles eléctricos muy bajos, su empleo resulta imprescindible en instalaciones que operan en ambiente con peligro de explosiones.

Los sensores inductivos de proximidad han sido diseñados para trabajar generando un campo magnético y detectando las pérdidas de corriente de dicho campo generadas al introducirse en él los objetos de detección férricos y no férricos. El sensor consiste en una bobina con núcleo de ferrita que se conecta a un oscilador, después a un sensor de nivel de disparo y por último a un circuito amplificador de salida, figura 3.70 [76].

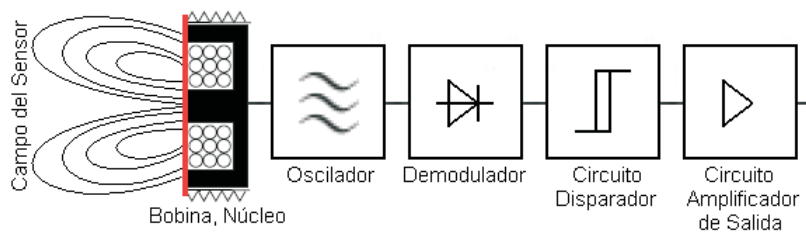


Figura 3.70: Detector de proximidad inductivo [76].

Al introducir un objeto metálico en el campo, se inducen corrientes de histéresis en el objeto; que aumentan o disminuyen cuando el objeto esta siendo alejado o acercado respectivamente. Debido a ello hay una pérdida de energía y una menor amplitud de oscilación. El circuito sensor reconoce entonces un cambio específico de amplitud y genera una señal de disparo que conmuta la salida de estado sólido a la posición “ON” (encendido) y “OFF” (apagado), dicha señal como se mencionó anteriormente es muy baja y se tiene que amplificar, figura 3.71 [76].

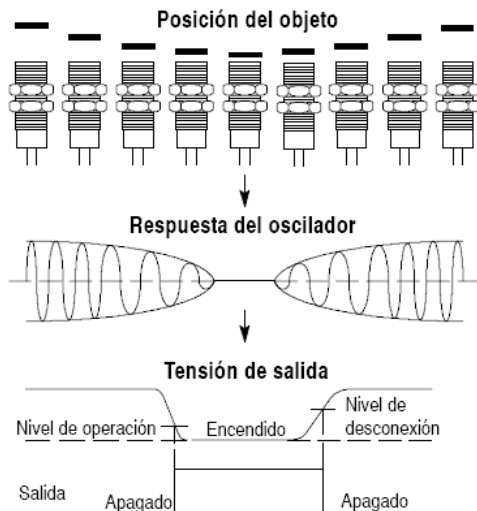


Figura 3.71: Operación y funcionamiento del detector de proximidad inductivo [76].

Los detectores de proximidad de principio inductivo funcionan aprovechando el fenómeno de amortiguamiento que se produce en un campo magnético a causa de las corrientes inducidas (corrientes de Foucault) en materiales metálicos situados en las cercanías. El material metálico lo llamaremos diana. Una diana metálica que se está aproximando a un sensor de proximidad inductivo, figura 3.72, absorbe la energía generada por el oscilador. Cuando el objeto se halla próximo, la fuga de energía detiene el oscilador cambiando de estado la salida [76].

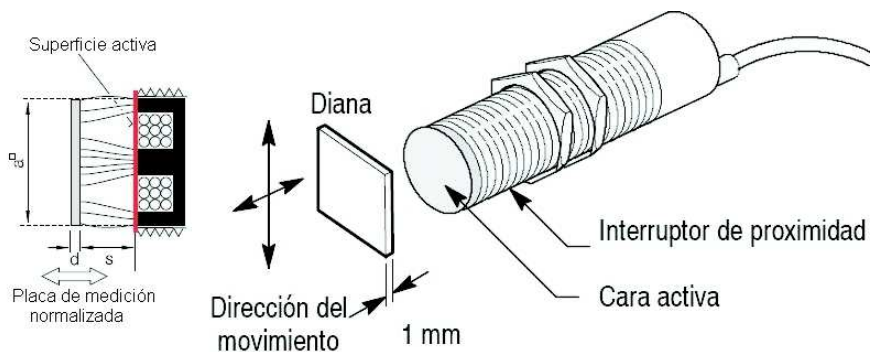


Figura 3.72: Objeto estándar para sensores de proximidad [76, 38].

La cara activa de un sensor de proximidad inductivo es la superficie por la que emerge el campo electromagnético de alta frecuencia. La placa de medición normalizada (diana estándar) es una placa cuadrada de Fe360 (ISO 630:1980), con la cual se calculan las distancias de actuación s según EN 60947-5-2. El grosor es de $d = 1\text{mm}$; y la longitud de lado a corresponde a una de las siguientes medidas:

- Al diámetro del círculo inscrito de la “superficie activa”.
- A $3s_n$ si el valor es superior al diámetro mencionado.

3.3.2.1. Factores de corrección del objeto o diana para los DPI

Para determinar la distancia de detección para otros materiales diferentes al acero templado se utilizan factores de corrección. La composición del objeto a detectar influye en gran medida en la distancia de detección de los sensores de proximidad inductivos. Si se utiliza un objeto construido a base de alguno de los materiales que a continuación se listan, multiplique la

distancia nominal de detección por el factor de corrección listado para determinar la distancia nominal de detección real de dicho objeto. Tenga en cuenta que los sensores específicos de materiales férricos no detectarán hojalata (zinc + cobre), aluminio o cobre, mientras que los sensores específicos de materiales no férricos no detectarán acero ni aleaciones férricas inoxidable.

Material específico	Factor de Corrección (FC) aproximado
Acero Templado (St-37)	1.0
Hierro Fundido	0.93 ... 1.05
Acero Inoxidable	0.60 ... 1.00
Níquel	0.65 ... 0.75
Latón	0.35 ... 0.50
Aluminio	0.30 ... 0.45
Cobre	0.25 ... 0.45

Tabla 3.4: Factores de corrección para DPI [76].

Los factores de corrección de la tabla 3.4 [76] pueden utilizarse como guía general. Los materiales comunes y su factor de corrección aparecen listados en cada página de especificación del producto y puede calcularse su rango de detección (RD) por medio de la ecuación 3.23:

$$RD = RSN \cdot FC \tag{3.23}$$

Donde: **RD** es el rango de detección, **RSN** es el rango de sensibilidad nominal y **FC** es el factor de corrección.

El tamaño y aspecto de los objetos a detectar también puede afectar a la distancia de detección. Los puntos que a continuación se exponen deben utilizarse como orientación general a la hora de hacer correcciones por tamaño o forma de un objeto:

- Los objetos planos son más deseables.
- Las formas redondeadas pueden reducir la distancia de detección.
- Los materiales no férricos reducen por lo general la distancia de detección en el caso de sensores para cuerpos metálicos en general.
- Los objetos de menor tamaño que la superficie de detección reducen usualmente la distancia de detección.
- Los objetos mayores que la superficie de detección pueden incrementar la distancia de detección.
- Los cuerpos laminares pueden incrementar la distancia de detección.

3.3.2.2. Características de funcionamiento

Los detectores de proximidad inductivos poseen un comportamiento que puede variar respecto al desplazamiento del objeto que se quiere sensar, para ello el DPI debe de cumplir con un determinado alcance el cual no exceda sus límites y así se pueda lograr el mejor desempeño de trabajo del sensor.

Alcance (S): distancia a la que acercando el objeto a la cara sensible determina el cambio de estado de la señal de salida, figura 3.73(a) [48].

3. Sensores y transductores

Alcance nominal (S_n): valor convencional que sirve para designar el aparato, no tiene en cuenta las dispersiones (fabricación, temperatura, tensión), figura 3.73(a) [48].

Alcance real (S_r): valor real medido a parámetros constantes (temperatura, tensión, condiciones de instalación, etc.), debe estar comprendido entre 90 % y 110 % del alcance nominal S_n . ($0.9S_n < S_r < 1.1S_n$), figura 3.73(a) [48].

Alcance útil (S_u): valor medido en los límites especificados del dominio de temperatura y de tensión, debe estar comprendido entre 81 % y 121 % del alcance nominal S_n . ($0.81S_n < S_u < 1.21S_n$), figura 3.73(a) [48].

Alcance de trabajo (S_a): Distancia en el interior de la cual está asegurado el funcionamiento correcto del detector en condiciones específicas. ($0 < S_a < 0.81S_n$) Figura 3.73(a) [48].

Reproducibilidad (R): valor de la variación del alcance real S_r en condiciones específicas (tiempo, temperatura, tensión), figura 3.73(a) [48].

Carrera diferencial (H): la diferencia entre los puntos de activación y relajación de un sensor se denomina histéresis (H) o recorrido diferencial de éste. La distancia entre la posición de un objeto cuando se detecta y la posición del mismo cuando deja de estarlo ha de tenerse en cuenta al elegir la posición, tanto de los objetos a detectar como del sensor. La histéresis es necesaria para evitar fenómenos de rebote u oscilación (conmutación rápida entre estados), cuando el sensor se halla sometido a choques o vibraciones o cuando el objeto a detectar se halla estacionario a la distancia nominal de detección. La amplitud de las vibraciones ha de ser menor que el recorrido de histéresis (banda de histéresis) para evitar fenómenos de rebote, figura 3.73(b) [48].

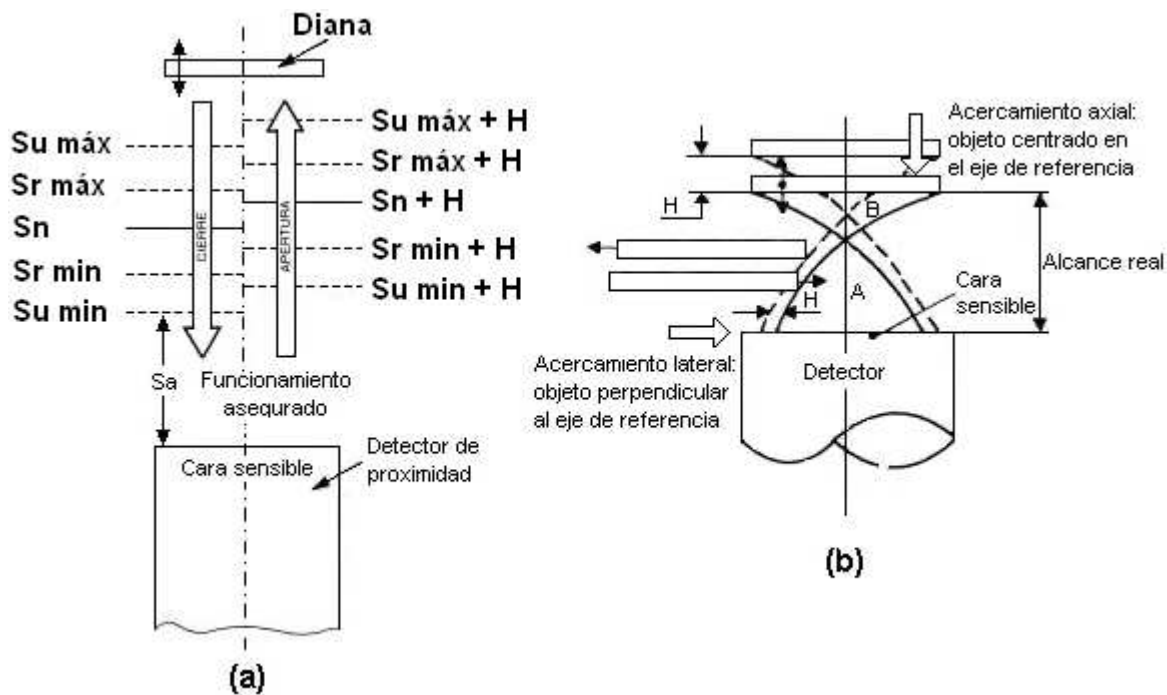


Figura 3.73: Características de funcionamiento, acercamiento lateral y acercamiento axial de un DPI [48].

3.3.3. Detectores de proximidad capacitivos (DPC).

Los detectores de proximidad capacitivos funcionan detectando las variaciones de la capacidad parásita que se origina entre el detector propiamente dicho y el objeto cuya distancia se desea medir.

Consta de una sonda situada en la parte posterior de la cara del sensor el cual es una placa condensadora. Al aplicar corriente al sensor, se genera un campo electrostático que reacciona a los cambios de la capacitancia causados por la presencia

de un objeto. Cuando el objeto se encuentra fuera del campo electrostático, el oscilador permanece inactivo, pero cuando el objeto se aproxima, se desarrolla un acoplamiento capacitivo entre éste y la sonda capacitiva.

Cuando la capacitancia alcanza un límite especificado, el oscilador se activa, la señal generada por el oscilador es demodulada de tal manera que esta pueda ser dispuesta para un circuito disparador; dicho circuito disparador cambiará el estado del circuito de encendido o apagado, y al final un circuito amplificador aumentará el voltaje de encendido para ser posteriormente utilizado en la lectura de salida, figura 3.74.

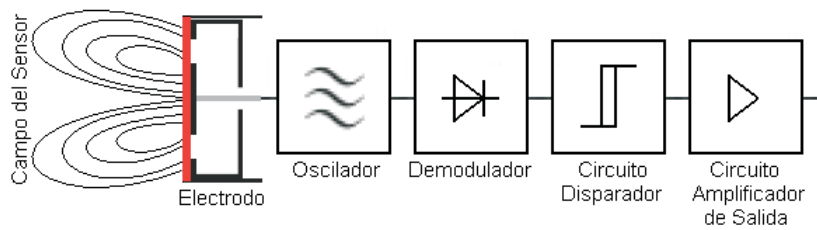


Figura 3.74: Detector de proximidad capacitivo [76].

Los detectores de proximidad capacitivos están especialmente indicados para la detección de materiales aislantes, tales como papel, plástico, madera, entre otros, aunque también detectan materiales conductores.

Un condensador en su forma tradicional se compone de dos placas de electrodo y un dieléctrico, un medio no conductor, o bien, sólo de conductibilidad débil. La capacitancia (capacidad en pF) C de un capacitor o condensador de placas paralelas está dada por la ecuación 3.24:

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \tag{3.24}$$

Donde: A es el área de sobreposición de dos placas, d es la separación entre placas y ϵ indica la propiedad dieléctrica del medio, la cual esta dada por la ecuación 3.25

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \tag{3.25}$$

Donde ϵ_r es la constante de permitividad relativa del material dieléctrico que está entre las placas, ϵ_0 es la constante conocida como constante dieléctrica de espacio libre; por lo tanto, si sustituimos ϵ de la ecuación 3.25 dentro de la ecuación 3.24 obtendremos que ahora la capacitancia C estará dada por la ecuación 3.26 siguiente:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \tag{3.26}$$

El electrodo de sensor y su efecto se explican mediante una deducción paso a paso de su forma geométrica. Los campos de dispersión en los bordes de placas no deben tenerse en cuenta. En el centro, entre dos placas circulares A_1 y A_2 de un condensador, se encuentra a una distancia $d/2$ un “electrodo intermedio” Z adicional plegado, de buena conductibilidad, de grosor $D \rightarrow 0$. Una tensión aplicada genera un campo eléctrico entre A_1 y A_2 . Éste induce en el electrodo Z el potencial $U/2$. Como consecuencia de ello, el “electrodo intermedio” asume la función de otra placa de condensador. De este modo, el condensador queda dividido tanto geométrica como eléctricamente en dos condensadores conectados en serie, figura 3.75 [76].

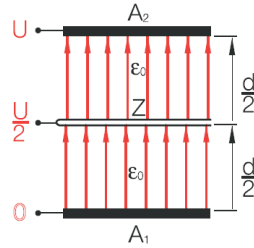


Figura 3.75: Capacitor de placas paralelas como un sensor de desplazamiento asimétrico [76].

Si se desensamblan estos condensadores parciales, las placas A_1 y A_2 se encuentran una junto a otra en un mismo plano y el “electrodo intermedio” Z en un segundo plano a la distancia $d/2$. Así se obtiene un condensador “abierto”, figura 3.76, en el cual los campos están orientados en sentido opuesto en las mitades de condensador [76].

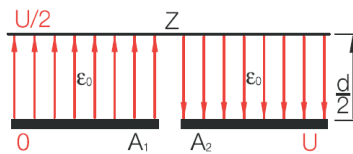


Figura 3.76: Comportamiento del electrodo de un sensor como condensador abierto [76].

En sensores capacitivos este condensador “abierto” se emplea como elemento sensor. La placa A_2 está, sin embargo, concebida para la simetría del campo eléctrico como un electrodo en anillo concéntrico respecto a A_1 (carcasa), y el “electrodo intermedio” es el “elemento de accionamiento”. La “superficie activa” de este elemento sensor corresponde al electrodo en anillo A_2 , figura 3.77 [76].

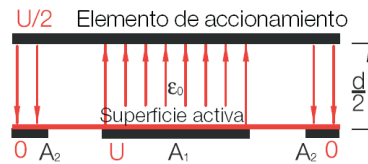


Figura 3.77: Elemento de accionamiento de un sensor capacitivo [76].

La fórmula de capacidad también sigue siendo válida (con las premisas definidas anteriormente) para esta geometría de condensador. Por tanto, el valor de capacidad C como función de la distancia disminuye de forma hiperbólica (con $1/d$), figura 3.78 [76].

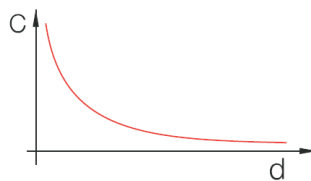


Figura 3.78: Curva de la capacitancia [76].

Este tipo de sensores en general se utilizan para monitorizar desplazamientos desde unos cuantos hasta cientos de milímetros. La no linealidad y la histeresis son casi igual a $\pm 0.01\%$ del rango. Los materiales no conductivos (plásticos, vidrio y también líquidos) pueden ser detectados por sensores capacitivos si ϵ_r es muy superior a ϵ_0 ; las consideraciones realizadas

hasta ahora se basaban en que para las líneas de campo el recorrido de menor resistencia pasa por el elemento de accionamiento. Si ahora falta el elemento de accionamiento ($d \rightarrow \infty$; $\epsilon_r = 1$, $C \rightarrow 0$) las líneas discurren en forma de arco del electrodo central al electrodo en anillo. El recorrido de menor resistencia está determinado por el efecto de rechazo de las líneas de campo de idéntico sentido. De este modo, los arcos y sus distancias van aumentando cada vez más hacia fuera, figura 3.79 [76].

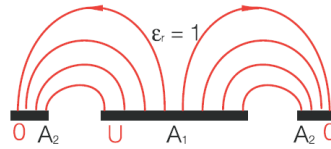


Figura 3.79: Líneas de campo del sensor capacitivo [76].

La cara activa de un sensor de proximidad capacitivo es la superficie por la que emerge el campo electrostático de alta frecuencia. La placa de medición normalizada (diana estándar) es una placa cuadrada de Fe360 (ISO 630:1980), con la cual se calculan las distancias de actuación s según EN 60947-5-2. El grosor es de $d = 1\text{ mm}$; y la longitud de lado a corresponde a una de las siguientes medidas:

- Al diámetro del círculo inscrito de la “superficie activa”.
- A $3s_n$ si el valor es superior al diámetro mencionado.

A continuación se muestra la placa de medición normalizada para los sensores de proximidad capacitivos, figura 3.80 [76].

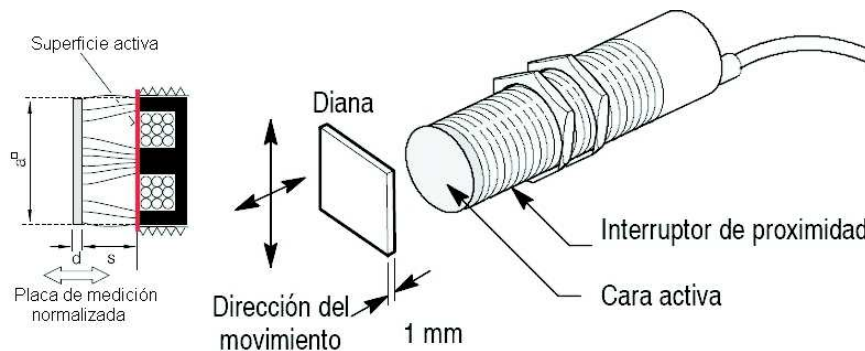


Figura 3.80: Objeto estándar para sensores de proximidad [76, 38].

3.3.3.1. Factores de corrección del objeto o diana para los DPC

Para un tamaño de objeto dado, los factores de corrección de sensores capacitivos se determinan por la propiedad del material del objeto denominada constante dieléctrica (ϵ). Los materiales que poseen una constante dieléctrica más alta son más fáciles de detectar que aquellos cuya constante dieléctrica es menor. Si un elemento de accionamiento eléctrico no conductor penetra en el campo de sensor, la capacidad varía proporcionalmente a ϵ_r y a la profundidad de penetración, o bien, a la distancia respecto a la “superficie activa”. Sin embargo, nunca es superior en los metales.

A continuación se expone una lista parcial de constantes dieléctricas de varias materias industriales, tabla 3.5. Para obtener más información, consulte los documentos CRC Handbook of Chemistry and Physics (CRC Press), CRC Handbook of Tables for Applied Engineering Science (CRC Press), u otras fuentes aplicables [38].

3. Sensores y transductores

Material específico	Constante Dieléctrica (ϵ) aprox.
Aceite de soya	2.9 ... 3.5
Aceite de terpentina	2.2
Aceite de transformador	2.2
Acetona	19.5
Agua	80
Aire	1.000264
Alcohol	25.8
Amoníaco	15 ... 25
Anilina	6.9
Arena	3 ... 5
Azúcar	3.0
Azufre	3.4
Baquelita	3.6
Barniz de silicón	2.8 ... 3.3
Benceno	2.3
Caliza de conchas	1.2
Celuloide	3.0
Cemento en polvo	4.0
Cenizas	1.5 ... 1.7
Cereales	3 ... 5
Cloro líquido	2.0
Cristal de cuarzo	3.7
Dióxido de carbono	1.000985
Ebonita	2.7 ... 2.9
Etanol	24
Etilénglicol	38.7
Freón R22 y 502 (líq.)	6.11
Gasolina	2.2
Glicerina	47
Goma	2.5 ... 35
Harina	1.5 ... 1.7
Laca	2.5 ... 4.7
Leche en polvo	3.5 ... 4
Madera, seca	2 ... 7
Madera, verde	10 ... 30
Mármol	8.0 ... 8.5
Mica	5.7 ... 6.7
Nitrobenceno	36
Nylon	4 ... 5
Panel de prensa	2 ... 5
Papel	1.6 ... 2.6
Papel satur. de aceite	4.0
Parafina	1.9 ... 2.5
Perspex	3.2 ... 3.5
Petróleo	2.0 ... 2.2
Poliacetal	3.6 ... 3.7
Poliamida	5.0
Poliestireno	3.0
Polietileno	2.3
Polipropileno	2.0 ... 2.3
Porcelana	4.4 ... 7
Resina acrílica	2.7 ... 4.5
Resina de urea	5 ... 8

Tabla 3.5: Factores de corrección para DPC [38].

Material específico	Constante Dieléctrica (ϵ) aprox.
Resina epoxy	2.5 ... 6
Resina estireno	2.3 ... 3.4
Resina fenólica	4 ... 12
Resina melamina	4.7 ... 10.2
Resina poliéster	2.8 ... 8.1
Resina PVC	2.8 ... 3.1
Sal	6.0
Soluciones acuosas	50 ... 80
Teflón	2.0
Tetracloruro de carbono	2.2
Tolueno	2.3
Vaselina	2.2 ... 2.9
Vidrio	3.7 ... 10

Tabla 3.5: Factores de corrección para DPC [38].

3.3.3.2. Características de funcionamiento

Los detectores de proximidad capacitivos poseen un comportamiento que puede variar respecto al desplazamiento del objeto que se quiere sensar, para ello el DPC debe de cumplir con un determinado alcance el cual no exceda sus límites y así de pueda lograr el mejor desempeño de trabajo del sensor, figura 3.81 [76].

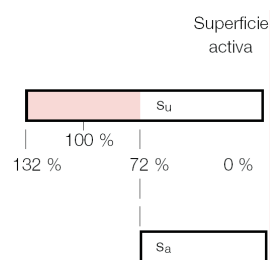


Figura 3.81: Características de funcionamiento de un DPC [76].

Generalmente posee límites de operación determinados, para lo cual debe asegurarse de que se cumpla con un determinado acercamiento, para ello se definirán a continuación 2 premisas:

Distancia de actuación útil S_u : es la distancia de actuación admisible de un detector de proximidad concreto dentro de los márgenes de tensión y de temperatura indicados ($0.72 S_n \leq S_u \leq 1.325 S_n$).

Distancia de actuación asegurada S_a : es la distancia de actuación a la cual queda garantizado un servicio asegurado del detector de proximidad con un margen de tensión y de temperatura determinado ($0.72 \leq S_a \leq 0.72 S_n$).

3.3.3.3. Aplicaciones de los sensores capacitivos.

Algunas de las aplicaciones de los sensores capacitivos las podemos describir a continuación:

- Detección de nivel de aceite, agua, PVC, colorantes, harina, azúcar, leche en polvo.
- Detección de bobinas de papel.
- Conteo de piezas metálicas y no metálicas.
- Posicionamiento de cintas transportadoras.

- Control del bucle de entrada-salida de máquinas .
- Medida de distancia.
- Detección de prácticamente cualquier material.

Parte de estas aplicaciones se muestran en la figura 3.82 [82].

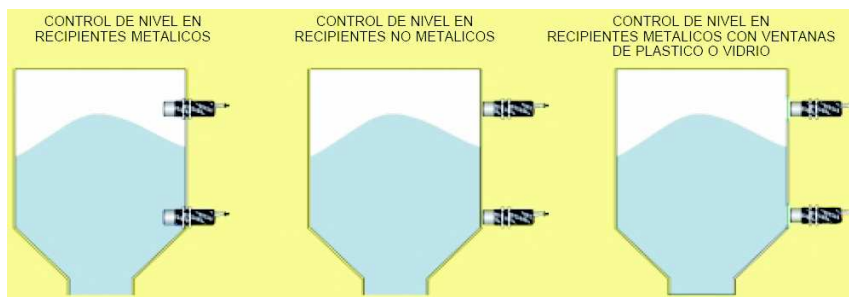


Figura 3.82: Ejemplo de algunas aplicaciones de los sensores capacitivos [82].

3.3.4. Interruptores de proximidad de efecto hall

Se introduce en primer lugar el efecto Hall. En 1879 Edward H. Hall descubrió que aparece una diferencia de potencial entre los extremos de una fina lámina rectangular de oro por la que circulaba una corriente, cuando se aplicaba un campo magnético perpendicular a la placa, a la corriente. La tensión Hall es la diferencia de potencial obtenida, y en los primeros experimentos fue pequeña. Más tarde, después de experimentar el efecto Hall sobre materiales semiconductores, se obtuvieron mayores tensiones Hall.

La tensión Hall es proporcional a la corriente que fluye por el semiconductor y a la densidad de flujo magnético. Por ello, el transductor de efecto Hall puede emplearse para medir variaciones de flujo magnético en sí mismas, o cambios de tensión producidos por estas variaciones. Así, la proximidad de un objeto magnético se traduce en cambios eléctricos de la tensión de salida. La explicación del efecto Hall se basa en la ley de Lorentz. En efecto, al estar sometida la corriente a un campo magnético, aparece una fuerza sobre ella que se explica en la siguiente ecuación 3.27:

$$\vec{F} = q\vec{v}\times\vec{B} \tag{3.27}$$

Esta fuerza no origina ninguna corriente pero produce una redistribución de cargas eléctricas de forma que el campo eléctrico creado origina una fuerza electrostática que compensa la fuerza magnética. La situación se muestra en la figura 3.83 [88].

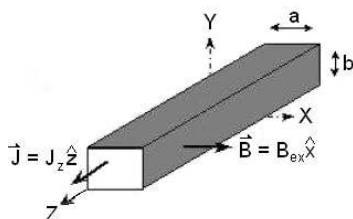


Figura 3.83: Magnitudes físicas para explicar el efecto Hall [88].

En la figura 3.83 se considera un conductor de sección rectangular por el que fluye una corriente I, sometido a un campo magnético constante perpendicular a sus dos caras. La fuerza de origen magnético sobre las cargas contenidas en un dV se muestra en la siguiente ecuación 3.28:

$$d\vec{F} = \vec{J}_x \vec{B}_{ex} dV = J_z B_{ex} \hat{y} dV \quad (3.28)$$

Como la carga contenida en este volumen es $dq = \rho dV$, el campo equivalente resulta como en la ecuación 3.30 siguiente:

$$\frac{d\vec{F}}{dq} = \frac{J_z B_{ex} \hat{y} dV}{\rho dV} \hat{y} = \frac{J_z B_{ex}}{\rho} \hat{y} = \vec{E}_{Hall} \quad (3.29)$$

Este campo no da lugar a corriente estacionaria pero transporta cargas entre las caras superior e inferior hasta que se cancele su efecto. Esta situación se da cuando:

$$\vec{E}_{Hall} + \vec{E} = \vec{0} \Rightarrow \vec{E} = -\vec{E}_{Hall} = -\frac{J_z B_{ex}}{\rho} \hat{y} \quad (3.30)$$

A continuación se estudian los dispositivos de medida de desplazamientos basados en el *efecto Hall*. La figura 3.84 muestra un interruptor de proximidad basado en el efecto Hall y operado por émbolo. Al moverse verticalmente el émbolo actuador solidariamente al material magnético, que incluye un concentrador de flujo interno al émbolo, provoca los cambios en la tensión Hall de salida del transductor [88].

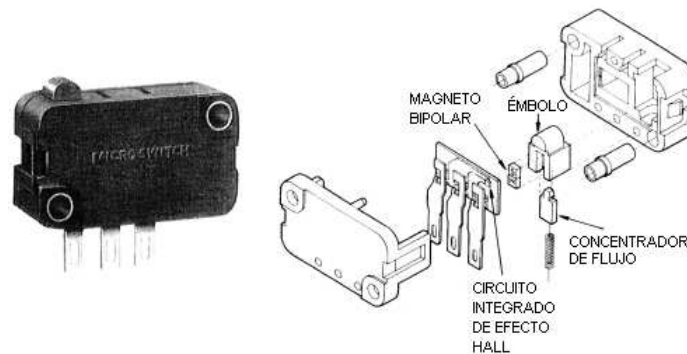


Figura 3.84: Interruptor de proximidad basado en el efecto Hall [88].

Un circuito integrado sensible al efecto Hall es el elemento sensor/transductor. Se diseña con el fin de generar trenes de pulsos de frecuencias proporcionales a la magnitud de la densidad de flujo magnético y, en consecuencia, a la proximidad del objeto. En su diseño es preceptiva la utilización de comparadores con histéresis, con el fin de crear una banda muerta (zona de memoria del ciclo de histéresis) que inmuniza al circuito de falsas salidas provocadas por vibraciones (que provocan la oscilación del material magnético) y señales de ruido, interferencias.

Existen versiones que no poseen material magnético, versiones sin contacto; en estos casos, el objeto cuya proximidad se desea medir debe acoplarse al material magnético. Tanto en los interruptores basados en el *efecto Hall* como en los basados en corriente parásitas, los movimientos a traducir son de tres tipos: movimiento longitudinal hacia o desde el sensor (“head on”), movimientos laterales o verticales a lo largo de direcciones perpendiculares al eje (“slide by”), y movimiento de rotación de dientes magnetizados. Ninguno de estos movimientos provoca cambios en la tasa de flujo magnético, lo que representa el inconveniente del interruptor de posición electromagnético.

Si una corriente fluye en un conductor (o semiconductor) y se le aplica un campo magnético perpendicular a dicha corriente, entonces la combinación de corriente y campo magnético genera un voltaje perpendicular a ambos. Este fenómeno se denomina efecto Hall. V_H es una función de la densidad de corriente, el campo magnético, y la densidad de carga y movilidad portadora del conductor, figura 3.85 [43].

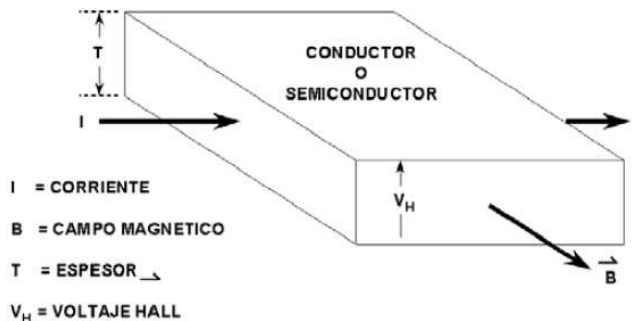


Figura 3.85: Sensor de efecto Hall [43].

3.3.5. Interruptores de proximidad electromecánicos o microswitch's

El más popular de los interruptores de presencia es el interruptor electromecánico; también conocido como microswitch o interruptor de barrera. La figura 3.86 muestra un modelo comercial. Constan de un émbolo o pulsador que, al oprimirse, establece el cambio entre 2 condiciones fundamentales de presencia que son las posiciones de normalmente abierto o normally open (NO) y de normalmente cerrado o normally closed (NC). El interruptor se instala de forma que cuando el objeto alcanza una posición de aproximación determinada lo acciona [88].

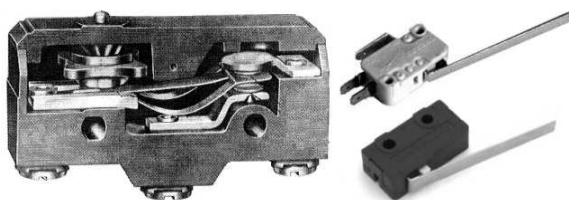


Figura 3.86: Modelos comerciales de interruptores electromecánicos [88, 35].

Estos interruptores suelen incorporar actuadores que facilitan su operación. Estos actuadores son de los tipos: rodillo, ballesta con resorte, palanca y émbolo. Existen diseños herméticamente sellados e impermeabilizados. El muelle suele ser de una aleación de cobre y berilio y los contactos de plata o de oro. Los terminales pueden ser de tipo rosca, de conexión rápida o de soldadura.

3.3.6. Detectores fotoeléctricos

Emplean una fuente de luz y un sensor de luz con el fin de detectar la presencia o ausencia de objetos que bloqueen (o no bloqueen) la trayectoria del haz luminoso, o causen la reflexión o dispersión del rayo de luz.

Los dos métodos primarios de diseño de estos dispositivos son los de *exploración directa* y *exploración reflexiva o reflectante*.

3.3.6.1. Exploración directa

Se sitúan enfrentados la fuente de luz y el fotoreceptor; el objeto a detectar (suficientemente opaco y voluminoso como para bloquear el haz luminoso) pasa entre ambos. Se suelen emplear elementos colimadores del haz luminoso, con el fin de detectar objetos de menor tamaño, figura 3.87 [88].

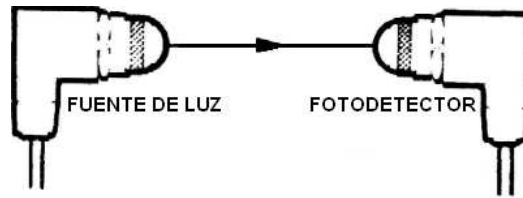


Figura 3.87: Detección fotoeléctrica de exploración directa [88].

3.3.6.2. Exploración reflexiva o reflectante

La fuente de luz y el sensor se sitúan en la misma zona y separados del objeto de medida, reflexivo. La luz rebota en él e incide en el fotoreceptor. Existen tres métodos de exploración reflexiva:

Retroreflexivo: en este, la fuente y el detector luminosos están en el mismo encapsulado, figura 3.88 [88].

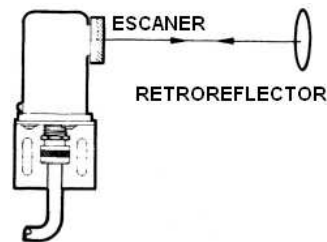


Figura 3.88: Detector fotoeléctrico de exploración retroreflexiva [88].

Emplean una diana reflectante que envía la luz de vuelta hacia el dispositivo. Como dianas suelen emplearse discos acrílicos. Cuanto mayor es la superficie reflectora (también llamada catadióptrico), más distancia puede recorrer la luz reflejada. La alineación no es crucial, por lo que suelen emplearse en medios con vibraciones. Suelen emplearse también incluso cuando el objeto de medida es relativamente traslúcido.

Especular: la técnica de exploración especular se emplea cuando el objeto es muy reflectante (espejo, metal pulido, plástico brillante). Ya que los ángulos de incidencia y de reflexión son iguales, la distancia puede ser calculada con exactitud, figura 3.89 [88].

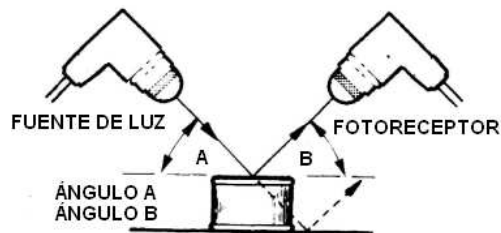


Figura 3.89: Detector fotoeléctrico de exploración Especular [88].

Difusión: en la exploración difusa, los objetos son más bien opacos o mates y los sensores detectan las dispersiones de la luz que son generadas por el reflejo difuso de sus superficies.

3.3.7. Detectores ultrasónicos

Los ultrasonidos son una radiación mecánica de frecuencia superior a las audibles (unos 20KHz). Toda radiación, al incidir sobre un objeto, en parte se refleja, en parte se transmite y en parte es absorbida. Si, además, hay un movimiento relativo entre la fuente de radiación y el refractor, se produce un cambio en la frecuencia de la radiación (efecto Doppler).

Cuando en un punto de un medio elástico se produce una deformación, ésta no permanece localizada en él, sino que se propaga sucesivamente a los puntos próximos. Si la deformación es debida a un movimiento vibratorio, éste queda caracterizado por su frecuencia f , amplitud a y velocidad instantánea de los átomos, y . La velocidad media de los átomos es, obviamente, cero.

La velocidad con que se propaga la perturbación de unos a otros puntos, o velocidad de onda c , depende del medio pero no de la frecuencia. Para gases y líquidos dicha velocidad viene dada por la ecuación 3.31 siguiente:

$$c^2 = K_m / \rho \quad (3.31)$$

donde K_m es el módulo de elasticidad volumétrica y ρ la densidad. Dado que ambos parámetros dependen de la temperatura, c también variará con esta. Para un sólido, en el caso de ondas longitudinales, la velocidad viene dada por la ecuación 3.32 siguiente:

$$c^2 = \frac{E(1-\mu)}{\rho(1+\mu)(1-2\mu)} \quad (3.32)$$

donde E es el modulo de Young y μ el coeficiente de Poisson. Para el aire, $c=330\text{m/s}$; para el agua, $c= 1500\text{m/s}$; para el acero $c=5900\text{m/s}$; para el aluminio $c= 6320\text{m/s}$. Para ondas transversales se tiene la ecuación 3.33.

$$c^2 = \frac{E}{2\mu(1+\mu)} \quad (3.33)$$

Como resultado de la perturbación, la presión en un punto no es constante, sino que varía con respecto a un valor medio. La diferencia entre la presión instantánea y la media se denomina presión acústica, p . Al cociente entre p y v , se le denomina impedancia acústica, Z , la cual se explica en la ecuación 3.34.

$$Z = p/v \quad (3.34)$$

Cuando el medio de propagación no tiene pérdidas, p y v están en fase, de modo que Z es real, lo cual demuestra en la ecuación 3.35 que vale:

$$Z = \rho c \quad (3.35)$$

Z es un parámetro característico de cada medio. Para el aire $Z = 4,3 \times 10^4 \frac{\text{Pa}\cdot\text{s}}{\text{m}}$. La intensidad I de la radiación se define como la potencia por unidad de superficie, y viene dada por la ecuación 3.36.

$$I = pv = p^2/Z \quad (3.36)$$

Al propagarse la radiación en un medio homogéneo, su intensidad sufre una atenuación exponencial como se ve en la ecuación 3.37.

$$I = I_0 e^{-2\alpha x} \quad (3.37)$$

donde I_0 es la intensidad incidente, α es un coeficiente de atenuación que depende del medio y de la frecuencia, y x es la distancia recorrida en dicho medio. Si, en lugar de tratarse de un medio homogéneo, la impedancia acústica varía de una a otras zonas, entonces la radiación, además de ser absorbida, es reflejada.

3.3.7.1. Detectores de propagación por reflexión

En las aplicaciones basadas en el tiempo de propagación, se mide el tiempo que tarda en recibirse el eco debido a un objeto presente en el camino de propagación, normalmente en forma de pulso estrecho. El objeto puede ser líquido, sólido o polvo, y con cualquier propiedad eléctrica. La única restricción es que el objeto y el medio en que se propaguen los ultrasonidos deben tener una impedancia acústica muy diferente, para que así la mayor parte de la radiación se refleje en la interfaz.

3.3.7.2. Detectores de eco o interrupción de la radiación

En todas las aplicaciones basadas en eco o interrupción de la radiación, si se desea tener alcance y reducir las interferencias acústicas (ruido) es importante que el haz emitido sea estrecho. El ruido es menor a alta frecuencia, pero la atenuación de la radiación también aumenta con la frecuencia. Algunos materiales porosos devuelven ecos débiles a bajas frecuencias. Si el tamaño del objeto es menor que la longitud de onda, el eco es también débil. Para objetos pequeños interesa trabajar en altas frecuencias. Si la temperatura ambiente no es constante, hay que compensar la variación de la velocidad de propagación. Si entre el emisor y el receptor hay corrientes de convección, que implican zonas con distintas temperaturas, no es posible obtener una compensación térmica total.

3.3.7.3. Detector de proximidad ultrasónico o reflexión ultrasónica

La reflexión de ultrasonidos en la interfase aire-líquido o aire-grano se emplea para medir el nivel de líquidos en un depósito o granos en silos. La impedancia acústica de ambos medios es tan distinta que la mayor parte de la energía propagada en uno de ellos se reflejará al llegar a la superficie de separación. Si se dispone un detector junto al emisor, la medida del tiempo que tarda en recibirse el eco después de emitido un pulso está directamente relacionada con el nivel. Se puede disponer el emisor-receptor tanto en la parte superior (propagación en el aire), figura 3.90(a), como en la parte inferior del depósito (propagación en el líquido). En el primer caso se tiene el inconveniente de la dependencia de la velocidad de propagación de sonido en el aire con la temperatura, en el segundo caso las dificultades están asociadas a la necesidad de tener el sensor inmerso en el líquido [64].

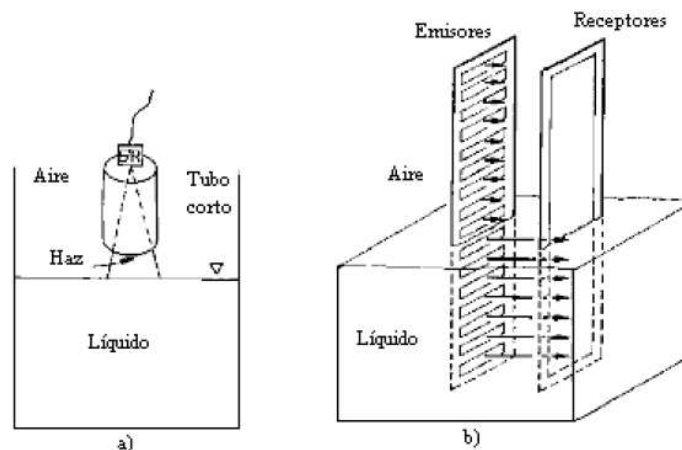


Figura 3.90: Detectores ultrasónicos en la medida de niveles [64].

En la figura 3.90(b) se muestra otro método para medir nivel. Se basa en detectar la presencia o ausencia de líquido, mediante una red de emisores y receptores verticales. El tiempo de propagación, y la atenuación, de la radiación en aire es mucho mayor que en el líquido. La detección del nivel del líquido es, entonces, en saltos que dependen del número de emisores y receptores [64].

Los detectores de proximidad basados en ultrasonidos emplean emisiones pulsadas que se propagan en un haz cónico estrecho y se reflejan hacia el receptor. Se emplean para distancias de 0.25m a 13m. Son susceptibles al ruido acústico y al viento. Dado que para evitar la atenuación excesiva en aire hay que trabajar a menos de 1Mhz, la resolución y exactitud es

3. Sensores y transductores

menor que en detectores ópticos. Pero, por contra, son más compactos, robustos, fiables y baratos. Se emplean para enfoque automático en cámaras fotográficas y de vídeo, para evitar colisiones entre vehículos guiados automáticamente y para medir distancias y grosor en robots. Hay circuitos integrados (LM1812, TL851, TL852) que incluyen varias de las funciones electrónicas necesarias.

Los ultrasonidos también se emplean para detectar grietas en materiales estructurales. Para medir vibraciones, se puede demodular la diferencia de fase entre la señal emitida y la recibida.

3.4. Sensores de velocidad lineal y angular

3.4.1. Sensores de velocidad lineal (LVS)

Para medir velocidades lineales no siempre es posible su conversión a velocidad angular y la posterior aplicación de un tacómetro. Sucede así, entre otros, en el caso de medida de vibraciones. Los sensores de velocidad lineal o Linear Velocity Sensor (LVS) (en inglés), permiten la medida directa.

Se fundamentan también en la ley de Faraday, la cual se describe a partir de la ecuación 3.38 siguiente:

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} \tag{3.38}$$

Pero en este caso aplicada a un conductor de longitud l que se mueva con velocidad v perpendicular a un campo magnético con densidad de flujo B . La tensión inducida en él, viene dada por la ecuación 3.39 y con lo que tiene una proporcionalidad directa.

$$e = \frac{B}{v} \tag{3.39}$$

Para aplicar este principio de medida se emplean dos disposiciones distintas. En los medidores de devanado móvil, similares a los altavoces electrodinámicos, hay un imán permanente fijo y el devanado se mueve con la velocidad a detectar, (figura 3.91). para aumentar la longitud del conductor, y con ella la sensibilidad se usa hilo muy fino. Esto implica un aumento de la resistencia de salida y, por consiguiente, exige que la impedancia de entrada del medidor sea también alta [64].

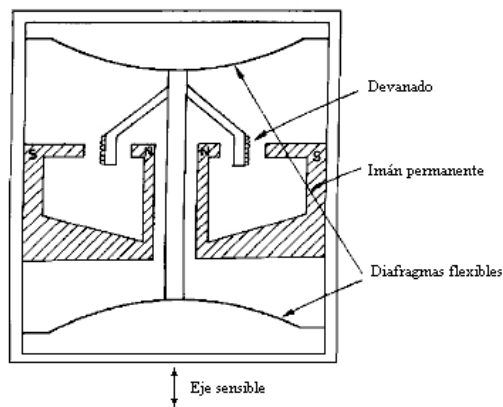


Figura 3.91: Medidor de velocidad lineal de devanado móvil [64].

La sensibilidad obtenida es del orden de 10mV/mm/s y el ancho de banda de 10Hz a 1kHz. Los medidores de núcleo móvil están basados en una disposición similar a los sensores inductivos diferenciales de núcleo móvil (figura 3.26), pero

aquí el núcleo es un imán permanente, en vez de ser un simple material ferromagnético. En la figura 3.92(a) se representa esquemáticamente este sensor. En los modelos comerciales hay una vaina de acero con blindaje magnético. Consta de dos devanados coaxiales que están conectados en oposición-serie. Si solo se emplea un devanado, una vez que el núcleo hubiera entrado en el interior de la bobina, la tensión inducida sería nula en cuanto su velocidad fuera constante, ya que los polos opuestos del imán inducirían a lo largo del devanado tensiones opuestas que se cancelarían entre sí. Si, en cambio, se emplean dos devanados, las tensiones obtenidas en cada uno se pueden sumar mediante su conexión oposición-serie [64].

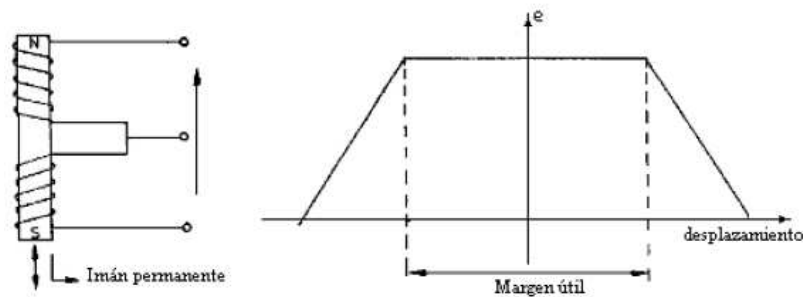


Figura 3.92: Medidor de velocidad lineal de núcleo móvil [64].

Esta disposición permite un mayor margen de desplazamiento hasta de 25cm que la del devanado móvil. El recorrido permitido influye en la impedancia de salida, que puede ser de 8kΩ con 0,9H en serie para recorridos pequeños y de 17kΩ con 2,8H para recorridos grandes. En la figura 3.92(b) se presentan las relaciones entre el desplazamiento del núcleo y la tensión de salida a una velocidad determinada. La sensibilidad es del orden de 20mV/mm/s [64].

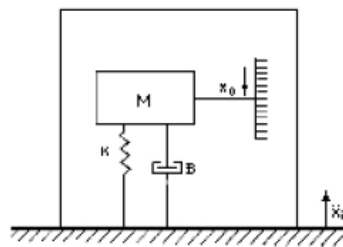


Figura 3.93: Sistema masa-resorte [64].

La aplicación de los LVS a las medidas de velocidad se basan en emplear un sistema inercial (masa-resorte) como sensor primario (figura 3.93). Si la variable que se mide no es el desplazamiento del extremo del muelle sino su velocidad, a partir de la ecuación 3.40 se obtiene:

$$\frac{\dot{x}0}{\dot{x}1} = \frac{M}{K} \frac{S^2 \omega_n^2}{S^2 + 2\zeta \omega_n S + \omega_n^2} \quad (3.40)$$

Que es una respuesta de tipo pasa alto, donde ω_n^2 y ζ son calculados con las ecuaciones 3.41 y 3.42.

$$\omega_n^2 = \frac{K}{M} \quad (3.41)$$

$$\zeta = \frac{B}{2(KM)^{1/2}} \quad (3.42)$$

En la práctica habrá también un limite en la medida de velocidades con frecuencias de variación alta. Obsérvese que con este sistema se puede conocer una velocidad a partir de la medida de otra, pero mientras la velocidad de interés es una velocidad absoluta y puede que este asociada a un desplazamiento muy grande, en cambio la velocidad detectada por el sensor es una velocidad relativa y está asociada a un desplazamiento pequeño.

3.4.2. Tacómetros.

Un tacómetro es un dispositivo que mide la velocidad angular de un eje giratorio. Las unidades más comunes para expresar la velocidad angular son rotaciones por minuto (r/min) y radianes por segundo. Un radian es igual a $1/(2\pi)$ revoluciones, o aproximadamente 57 grados mecánicos. Usaremos exclusivamente las unidades de r/min .

Los tacómetros en la industria usan dos métodos básicos de medición:

1. La velocidad angular es representada por la *magnitud* de un voltaje generado.
2. La velocidad angular es representada por la *frecuencia* de un voltaje generado.

Entre los tacómetros de magnitud hay dos tipos principales. Son el tacómetro generador de CD y el tacómetro de rotor de metal no magnético.

Entre los tacómetros de frecuencia, hay tres tipos principales. Son el tacómetro de campo rotatorio de CA, el tacómetro de rotor dentado y el tacómetro de captación por fotocelda; este último ya no es perteneciente a los tacómetros de tipo electromagnéticos.

3.4.2.1. Tacómetros generadores de CD

El tacómetro generador de CD es, simple y sencillamente, un generador de CD. El campo se establece por medio de un imán permanente montado en el estator o por un electroimán separadamente en el estator. El voltaje de salida es generado en un devanado de armadura convencional con conmutador y escobillas. La ecuación 3.43 se utiliza para calcular un voltaje generado verdadero de un generador de CD.

$$V_G = kBS \tag{3.43}$$

Donde V_G representa el voltaje generado verdadero, k es alguna constante proporcional que depende de los detalles de construcción (longitud del rotor, diámetro del rotor, etc.), B es la unidad del campo magnético y S es la velocidad angular medida en revoluciones por minuto.

Manteniendo constante la intensidad del campo, el voltaje generado es proporcional a la velocidad angular del eje. Por tanto es posible conectar el eje del tacómetro al eje en medición, aplicar el voltaje generado a un voltímetro, y calibrar el medidor en términos de r/min . figura 3.94 [35].

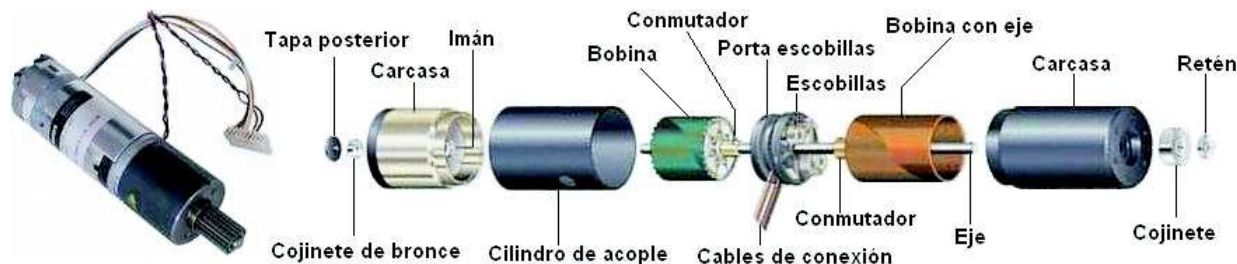


Figura 3.94: Motor de corriente continua con tacómetro generador de corriente continua [35].

Una característica interesante de un tacómetro generador de CD, es que la polaridad del voltaje generado se invierte si la dirección de rotación se invierte. Por tanto, este tipo de tacómetro puede indicar la dirección de giro al igual que la velocidad. La señal analógica del tacómetro generador de CD es introducida al circuito por medio de amplificadores operacionales.

3.4.2.2. Tacómetros de rotor de metal no magnético

Un tacómetro de rotor de metal no magnético tiene dos grupos de devanados en su estator a ángulos rectos entre ellos. Sin embargo, el rotor puede poseer dos configuraciones; la primera es un rotor de tipo “jaula de ardilla”, debido a que está constituido por una serie de espiras cortocircuitadas dispuestas alrededor de un tambor. El otro tipo de rotor es un cilindro hueco de cobre o de aluminio, llamado copa, con un núcleo interno laminado de hierro, que no hace contacto con la copa. La copa se sujeta al eje de entrada del tacómetro y gira a la velocidad medida, figura 3.95 [64].

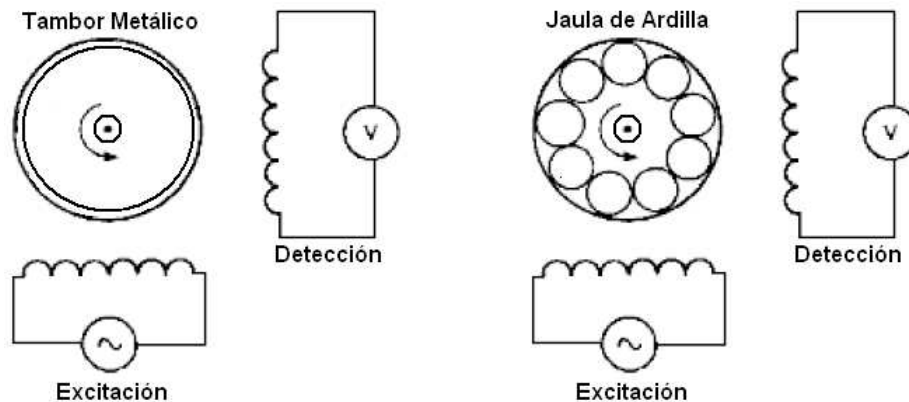


Figura 3.95: Esquemas de tacómetros de rotor de metal no magnético [64].

Uno de los devanados del estator, llamado devanado de excitación, es manejado por una fuente estable de voltaje de CA. El otro devanado de estator es el devanado de salida. El devanado de excitación establece un campo magnético alternante que induce corrientes de Foucault en la copa de cobre. Las corrientes de Foucault establecen un campo de reacción de la armadura a ángulos rectos con el campo del devanado de excitación. El campo de ángulo recto entonces inducirá un voltaje de CA, en el devanado de salida cuya magnitud depende de la velocidad de rotación de la copa. El resultado es un voltaje de salida de CA, que varía linealmente con la velocidad del eje.

Para tener sólo amplitud variable y la frecuencia constante, se emplea una disposición similar a la de un motor de inducción bifásica, donde hay dos devanados a 90° , pero que se comporta como un motor monofásico. La frecuencia de voltaje de salida es igual a la frecuencia de excitación (generalmente 60 Hz), y está desfasado 90° del voltaje de excitación. La dirección de rotación del eje determina si el voltaje de salida antecede o sigue al voltaje de excitación. Por tanto, este tacómetro también puede indicar dirección al igual que velocidad de rotación.

Todos los tacómetros que dependen de una magnitud de voltaje para representar la velocidad están sujetos a errores causados por tres cosas:

Carga de señal: el voltaje suministrado por cualquier tipo de generador variará ligeramente a medida que varía la carga de corriente en el devanado de salida. Esto es porque la caída del voltaje en un devanado de salida varía a medida que varía su corriente.

Variación de la temperatura: a medida que cambia la temperatura, las propiedades magnéticas del núcleo cambian, causando variaciones en la intensidad del campo magnético. A medida que varía la intensidad del campo magnético, también varía el voltaje generado.

Vibración del eje: a medida que vibra el eje, el espacio preciso entre el devanado del campo y el de la armadura cambia. Este cambio en el espaciado causa variaciones en el voltaje generado.

El diseño de los tacómetros modernos ha reducido al mínimo estos errores y ha producido tacómetros en los que la linealidad del voltaje y velocidad es mejor que 0.5 %. Esto es bastante adecuado para la mayoría de las aplicaciones industriales.

3.4.2.3. Tacómetros de campo rotatorio de CA

El tacómetro de campo rotatorio de CA, es un alternador de campo rotatorio, lisa y llanamente, figura 3.96 [25].

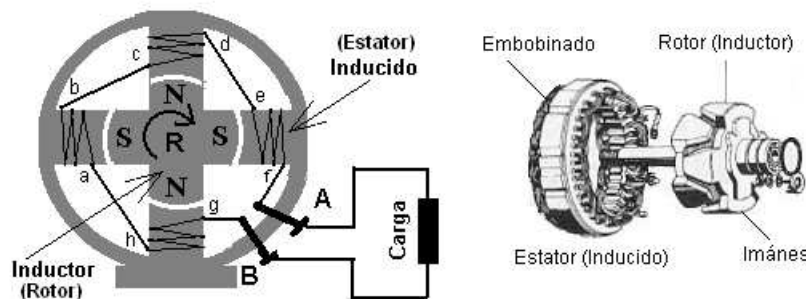


Figura 3.96: Disposición de elementos en un alternador simple [25].

El campo generalmente es creado por imanes permanentes montados en el rotor. El eje del rotor está conectado al eje de medición, y el campo magnético rotatorio entonces induce un voltaje de CA, en el devanado de salida del estator. La ecuación 3.44 determina la frecuencia del voltaje generado en un alternador de CA.

$$f = \frac{P \times S}{120} \tag{3.44}$$

Donde f es la frecuencia en hertz, P es el número de polos magnéticos del rotor y S es la velocidad de rotación en r/min. Puede verse que la frecuencia de salida es una medición exacta de la velocidad angular del eje.

3.4.2.4. Tacómetros de rotor dentado

El tacómetro de rotor dentado es el más común de los tacómetros de frecuencia. Este tacómetro tiene varios dientes ferromagnéticos en su rotor. En el estator tiene un imán permanente con una bobina de alambre enrollada alrededor del imán. Este arreglo se muestra en la figura 3.97(a) para un rotor con seis dientes [12].

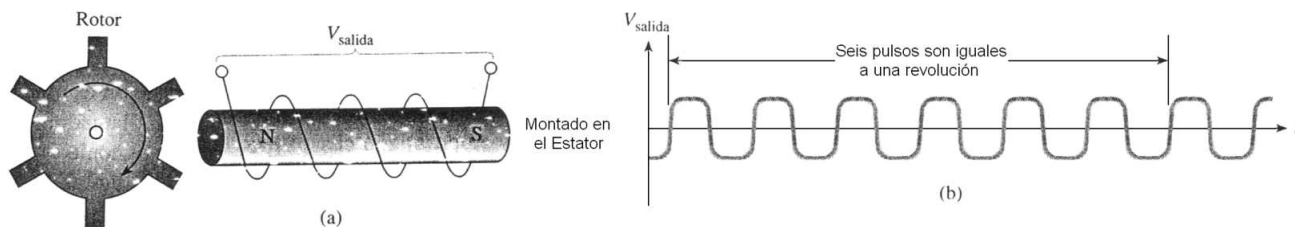


Figura 3.97: Esquema del tacómetro de rotor dentado y voltaje de salida [12].

A medida que gira el rotor, los dientes llegan a una proximidad cercana con el imán y luego lo pasan. Al acercarse un diente al imán, la reluctancia del circuito magnético es baja, por lo que aumenta la intensidad del campo en el núcleo del imán. Al no estar cerca ningún diente, la reluctancia del circuito magnético es alta, por lo que disminuye la intensidad del campo en el núcleo del imán. Por tanto, se produce un ciclo de intensidad de campo cada vez que pasa un diente. Esta variación en la intensidad del campo magnético induce un voltaje en la bobina enrollada sobre el imán permanente. Se produce un pulso de voltaje por cada diente. Esto se muestra en la figura 3.97(b) [12].

La relación entre la frecuencia de los pulsos y la velocidad está dada por la ecuación 3.45 siguiente.

$$\begin{aligned} rev/s &= \frac{pulsos/s}{ND} \\ rev/s &= \frac{pulsos/s}{6} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Donde ND es el número de dientes que posee el rotor dentado. Dado que se requieren seis pulsos para representar una revolución. El número de revoluciones por minuto es igual al número de revoluciones por segundo multiplicado por 60, o

$$\begin{aligned} S(r_{entrada}/min) &= 60rev/s = \frac{60pulsos/s}{6} \\ S(r_{entrada}/min) &= 10f \end{aligned} \quad (3.46)$$

Donde f representa la frecuencia de pulsos por segundo (1Hz). Cualquier método usado tendrá que reflejar la ecuación 3.46, es decir, que la velocidad de rotación es igual a la frecuencia medida multiplicada por el factor 10. Para un número distinto de dientes en el rotor, el factor será diferente.

3.4.2.5. Tacómetros de captación por fotocelda

Un tacómetro de captación por fotocelda es básicamente el mismo dispositivo que el sugerido en la sección 3.2.13.7 (codificadores incrementales ópticos), para cortar periódicamente un haz de luz. Se coloca un disco rotatorio entre una fuente de luz y una celda fotovoltaica. Parte del disco permite el paso del haz de luz, y parte de disco bloquea el haz de luz. Por tanto, la celda fotovoltaica constantemente está siendo encendida y apagada, a una frecuencia que depende de la velocidad angular del disco. Conectando el eje del disco al eje medido, la fotocelda generará una forma de onda de voltaje. La frecuencia de la forma de onda medirá entonces la velocidad angular del eje.

Por ejemplo, si el disco tiene cuatro áreas de luz y cuatro áreas oscuras, la velocidad estará dada por la ecuación 3.47 siguiente.

$$S(r_{entrada}/mín) = 15f \quad (3.47)$$

donde f es la frecuencia de la forma de onda de salida de la fotocelda. Esta ecuación se puede justificar. Hay que seguir el mismo procedimiento de derivación usado en la ecuación 3.45 y en la ecuación 3.46; teniendo en cuenta que ND es en este caso igual a 4.

3.4.2.6. Tacómetros de frecuencia contra tacómetros de magnitud

La ventaja principal de los tacómetros de medición de frecuencia es que no están sujetos a errores debidos a la carga de salida, a la variación de temperatura y a la vibración del eje. También, su linealidad es perfecta. Sin embargo, todos los tacómetros de frecuencia tienen la desventaja de la incomodidad para la lectura de la velocidad. Se requiere mucho mayor esfuerzo para convertir una frecuencia a un formato legible que el requerido para convertir una magnitud de voltaje a un formato legible. Es verdad que las mediciones de frecuencia se prestan para la detección y lectura digital, pero la medición y lectura digital es mucho más complicada que la lectura de un medidor analógico sencillo. Los circuitos digitales deben pasar repetidamente por el ciclo de conteo, almacenamiento, presentación y restablecimiento.

Por otra parte, para una persona la lectura digital es más comprensible que la lectura analógica, pues quien toma la lectura no tiene que resolver el valor de cada marca del medidor. Por tanto, en cuanto se refiere a la lectura, los tacómetros de frecuencia y los tacómetros de magnitud tienen ambos sus ventajas y desventajas.

Muchas veces en el control industrial la velocidad medida se usa como una señal de realimentación. Esto es ciertamente el caso de un sistema de control de velocidad en lazo cerrado, en el que la velocidad medida es comparada con el punto de ajuste para encontrar la señal de error de velocidad. La velocidad medida es también usada como realimentación en un sistema de control de seguimiento, donde la velocidad de aproximación es usada para restarla de la señal de error de posición para evitar el sobrepaso. Este proceso, llamado amortiguamiento de razón de error, es común en los sistemas de seguimiento. En los casos como éste, la señal de velocidad debe expresarse como un voltaje analógico en lugar de un número digital. Por tanto, en los

sistemas realimentados, los tacómetros de magnitud tienen ventaja sobre los tacómetros de frecuencia porque los tacómetros de magnitud proporcionan automáticamente una señal analógica de voltaje.

Los tacómetros de frecuencia pueden proporcionar una señal analógica de voltaje, pero sólo agregando un circuito procesador de señal extra (con un Convertidor Analógico Digital (DAC)) o un demodulador de frecuencia). En general, los tacómetros de magnitud son preferidos a los tacómetros de frecuencia para las aplicaciones de realimentación.

3.4.3. Detector de velocidad con efecto Doppler

Las aplicaciones de los ultrasonidos a la medida de magnitudes físicas están normalmente relacionadas con la velocidad, su tiempo de propagación y, en algunos casos, con la atenuación o interrupción del haz propagado. Una de las aplicaciones más extendidas son los caudalímetros ultrasónicos, en particular los basados en efecto Doppler. El número de aplicaciones está en continuo aumento. La mayoría emplean cerámicas piezoeléctricas o polímeros como generadores y receptores [64].

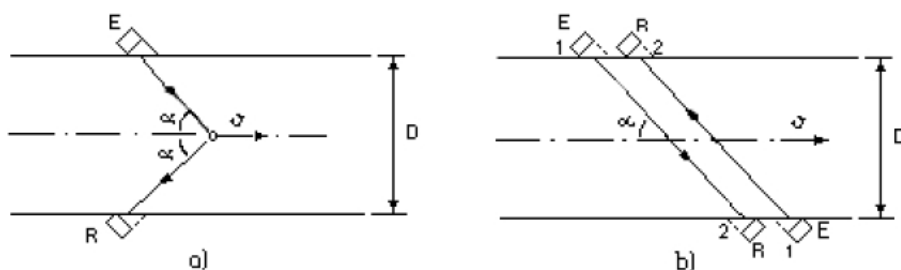


Figura 3.98: Medición de velocidad con efecto Doppler [64].

El efecto doppler consiste en el cambio de frecuencia que sufre una radiación cuando se refleja en un reflector móvil a la velocidad relativa emisor-reflector, figura 3.98(a) [64], como a continuación se ve en la ecuación 3.48.

$$f_e - f_r = 2f_e \frac{v}{c} \cos \alpha \tag{3.48}$$

Donde: f_e es la frecuencia emitida, f_r es la frecuencia recibida, v es la velocidad del flujo, c es la velocidad de propagación de la radiación (sonido) y α es el ángulo relativo entre la velocidad y la dirección de propagación.

Como reflectores pueden actuar todas las sustancias que tengan una impedancia acústica diferente a la del fluido. Para tener una reflexión efectiva, el tamaño de los reflectores debe ser superior a un 10 % de la longitud de onda del sonido en el fluido. Las frecuencias empleadas son del orden de 1Mhz, implicando longitudes de onda de decenas de micras. Para frecuencias superiores, la atenuación de la radiación en el medio sería excesiva.

Para fluidos limpios se dispone de modelos basados en la radiación del tiempo de tránsito de la radiación entre emisor y receptor, el tiempo que tarda la radiación en alcanzar el receptor es como se muestra en la ecuación 3.49.

$$t_{12} = \frac{D/\sin \alpha}{c - v \cos \alpha} \tag{3.49}$$

Si los transductores invierten su función, o bien si emplea otro par de transductores, (ecuación 3.50).

$$t_{21} = \frac{D/\sin \alpha}{c - v \cos \alpha} \tag{3.50}$$

Si se cumple que $c > V \cos \alpha$, resulta que la diferencia entre ambos tiempos es proporcional a la velocidad del flujo, y también depende de c . Dado que c depende de la temperatura, si se desea determinar la velocidad con precisión hay que medir también la temperatura. En cualquier caso las diferencias de tiempo a medir son muy pequeñas.

Una alternativa, basada en el mismo principio se ve en la en la figura 3.98(b), consiste en disponer un sistema autoscilante en el que un emisor emite un pulso cuando un receptor asociado recibe el impulso de radiación emitido previamente. Con dos pares emisor-receptor, uno emitiendo a favor y otro en contra del flujo, o bien con un solo par de transductores recíprocos, la diferencia de la frecuencia de repetición de pulsos se ve en la ecuación 3.51

$$f_1 - f_2 = \frac{2v \sin \alpha \cos \alpha}{D} \quad (3.51)$$

3.4.4. Giróscopos monolíticos

El giróscopo o giroscopio está basado en un fenómeno físico conocido hace mucho tiempo, y se define como un dispositivo que funciona con una rueda girando y que se resiste a que se le cambie el plano de giro (o lo que es lo mismo, la dirección del eje de rotación). Esto se debe a lo que en física se llama "principio de conservación del momento angular". Este tipo de giróscopos con un volante giratorio se utilizan en aviones y satélites, y que además de ser voluminosos son muy caros, figura 3.99 [63, 49].

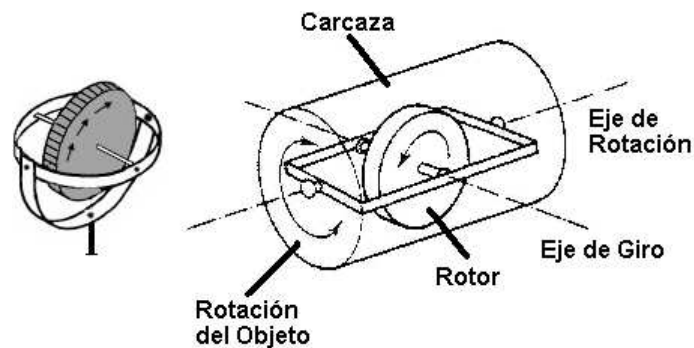


Figura 3.99: Giroscopios o giróscopos [63, 49].

Si bien existe al menos un sensor giroscópico integrado cuyo funcionamiento continúa basado en un elemento circular (un anillo, en el caso que conocemos), la realidad es que la mayoría de los sensores giroscópicos actuales son de pequeño tamaño, como los que se utilizan en modelos de helicópteros y robótica, figura 3.100 [35].



Figura 3.100: Giroscopios electrónicos [35, 57].

Están basados en integrados cuya "alma" son pequeñísimas lengüetas vibratorias, construidas directamente sobre el chip de silicio, a esta tecnología se le llama MicroElectroMechanical Systems (MEMS). Su detección se basa en que las piezas cerámicas en vibración son sujetas a una distorsión que se produce por el efecto Coriolis (son cambios en la velocidad angular) [57].

3.4.4.1. Medida de la velocidad angular

La velocidad angular mide la rapidez en que gira un objeto alrededor de un eje. Integrando la velocidad angular se miden los cambios de inclinación o cambios de dirección. La velocidad angular se mide midiendo la fuerza de Coriolis, figura 3.101 [43].

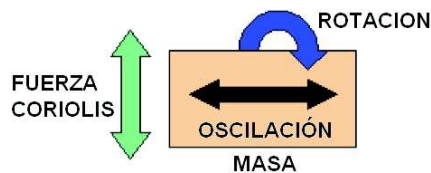


Figura 3.101: Fuerza de Coriolis [43].

¿Cuál es la fuerza de Coriolis?: cuando un objeto se mueve de una manera periódica (oscilando o girando), girando el objeto en un plano ortogonal a su movimiento periódico causa una fuerza de traslación en la otra dirección ortogonal. La velocidad angular se determina por la medida de la aceleración de Coriolis, como se ve en la ecuación 3.52.

$$A_{Coriolis} = 2 \cdot \omega \cdot v_{masa} \tag{3.52}$$

Donde, ω es la velocidad angular aplicada; dicha velocidad angular forma parte de una tecnología llamada Angular Velocity Control System (AVCS) (siglas en inglés); ésta tecnología ya es incorporada en la gran mayoría de los modernos giroscopios electrónicos actuales y permite al dispositivo tener mayor control y respuesta ante alguna contingencia inesperada como puede ser un desplazamiento repentino durante un traslado lineal, permitiendo conservar el ángulo sin importar el desplazamiento.

La velocidad aplicada por medio de una estructura rígida resonando a 18KHz acoplada a un marco de un acelerómetro. La aceleración de Coriolis estará en la misma frecuencia y fase que el resonador, con tal que la baja velocidad de vibración externa pueda cancelarse. La familia ADXRS150 usa dos traviesas (masas) resonando en antifase, figura 3.102. El funcionamiento diferencial permite el rechazo de muchos errores [43].

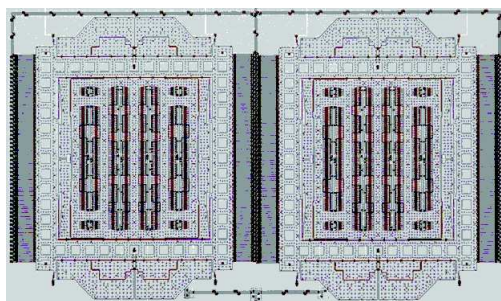


Figura 3.102: Esquema MEMS de un sensor giroscópico de 2 masas [43].

Estos sensores son pequeños, del tamaño de un chip de montaje superficial, y un ejemplo es el Gyrostar (ENC-03J), fabricado por Murata, con una cápsula que mide 12.2mm x 7mm x 2.6mm y que funciona con un voltaje entre 2.7v y 5.5v y consume apenas 5mA. Otro ejemplo es de analog devices ha fabricado el primer giroscopio monolítico para realizar medidas angulares (mide la velocidad en que gira sobre su propio eje). Puede medir cambios de inclinación o cambios de dirección integrando la velocidad angular. El ADXRS150 de analog devices, con un tamaño de 7mm x 7mm x 3.2mm, y 5V de alimentación con un consumo de 6mA, figura 3.103 [41].

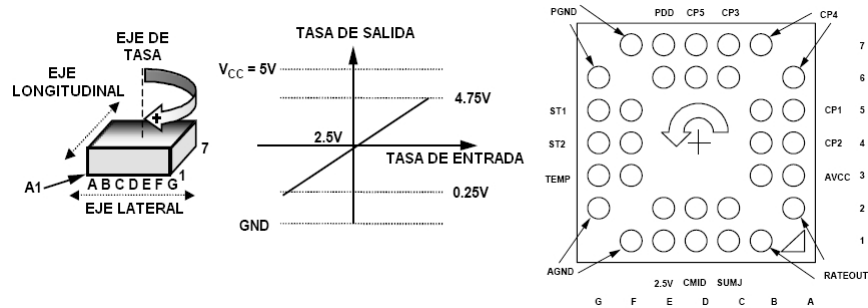


Figura 3.103: Sensor ADXRS150, incrementos en la señal de tasa de salida con giro horario y configuración de pines [41].

3.5. Sensores de aceleración

La mayoría de los acelerómetros trabaja de una manera indirecta. Ponen una cantidad conocida de masa, comúnmente llamada masa sísmica, por lo que cualquier aceleración sufrida por el objeto medido también debe ser sufrida por la masa sísmica. Entonces el acelerómetro detecta la fuerza ejercida por la masa sísmica. El valor de la fuerza medida está relacionado con el valor de la aceleración por medio de la segunda ley de Newton que se explica en la siguiente ecuación 3.53.

$$a = \frac{F}{m_s} \tag{3.53}$$

Donde la aceleración “*a*” es directamente proporcional a la fuerza “*F*” aplicada e inversamente proporcional a la masa “*m*”. Por ejemplo, si el valor conocido de la masa sísmica del acelerómetro es de 0.5 kilogramos, y si el transductor de fuerza del acelerómetro detecta una fuerza de 2.0 newtons ejercida en esa masa sísmica, el transductor será calibrado para dar una lectura de 4.0 metros por segundo al cuadrado, en lugar de 2.0 newtons ($a = F/m_s = 2.0 \text{ N}/0.5 \text{ kg} = 4.0 \text{ m/s}^2$).

Un acelerómetro es un dispositivo que mide la aceleración, hay dos tipos de acelerómetros:

Acelerómetros por desplazamiento: como la aceleración actúa sobre la masa sísmica del sistema, esta puede ser unida fielmente a un sensor de desplazamiento por medio de un sistema elástico (resorte) y así medir la distancia o desplazamiento del acelerómetro de su posición de equilibrio por medio de la aceleración generada, figura 3.104 [78].

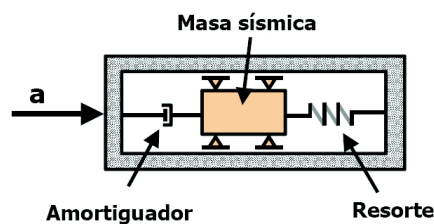


Figura 3.104: Acelerómetro con sensor de desplazamiento [78].

Si aplicamos la ley de Hooke, para el caso en que se tenga un sólido elástico lineal (resorte), podemos calcular la Fuerza a partir del desplazamiento, ecuación 3.54.

$$F = k \cdot x \tag{3.54}$$

Donde: “*F*” es la fuerza, “*k*” es la constante del resorte o constante de rigidez y “*x*” es el desplazamiento.

Sustituyendo la ecuación 3.54 en la fórmula de la segunda ley de Newton expresada en la ecuación 3.53, tenemos que la aceleración ahora estará en términos a la función del desplazamiento como podemos ver en la ecuación 3.55

$$a = \left(\frac{k}{m}\right)x \quad (3.55)$$

Por lo tanto, midiendo el desplazamiento se obtiene la aceleración de la ecuación.

Acelerómetros por deformación: la aceleración actúa sobre la masa sísmica del sistema pero ahora el resorte es sustituido por un sensor de deformación. Esto origina que el sensor esté en constante tensión mecánica axial con la masa sísmica, generando con ello una deformación en el sensor, figura 3.105 [78].

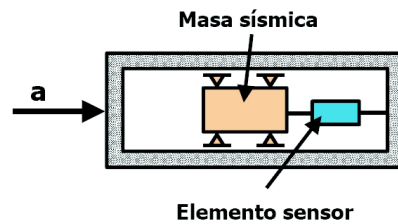


Figura 3.105: Acelerómetro con sensor de deformación [78].

Se denomina tensión mecánica al valor de la distribución de fuerzas por unidad de área en el entorno de un punto material dentro de un cuerpo material o medio continuo, como se describe en la ecuación 3.56.

$$\sigma = \frac{F}{A} \quad (3.56)$$

Donde: “ σ ” es la tensión mecánica unitaria o tensión axial, “ F ” es la fuerza y “ A ” es el área.

Ahora, si aplicamos el módulo de Young, determinaremos con ello la deformación que es la variable que nos interesa, ecuación 3.57.

$$Y = \frac{\sigma}{\epsilon} \quad (3.57)$$

Donde: “ Y ” es el modulo de Young o modulo de elasticidad longitudinal, “ σ ” es la tensión mecánica unitaria o tensión axial y “ ϵ ” es la deformación uniaxial.

Comparando la tensión mecánica de la ecuación 3.56 con el modulo de Young de la ecuación 3.57, y expresando los términos en función a la fuerza, tenemos ahora que la fuerza estará dada por la ecuación 3.58.

$$F = Y \cdot \epsilon \cdot A \quad (3.58)$$

Sustituyendo la ecuación 3.58 anterior en la fórmula de la segunda ley de Newton expresada en la ecuación 3.53, tenemos que la aceleración ahora estará en términos a la función de la deformación como podemos ver en la ecuación 3.59.

$$a = \left(\frac{Y \cdot A}{m}\right)\epsilon \quad (3.59)$$

Por lo tanto, midiendo la deformación se obtiene la aceleración de la ecuación.

3.5.1. Acelerómetros con sensores de desplazamiento lineal

Hay muchas técnicas de detección de fuerza empleadas en el diseño de los acelerómetros. El acople de la masa sísmica puede hacerse también por medio de sensores de desplazamiento o posición lineal como se muestra en la figura 3.106 [72].

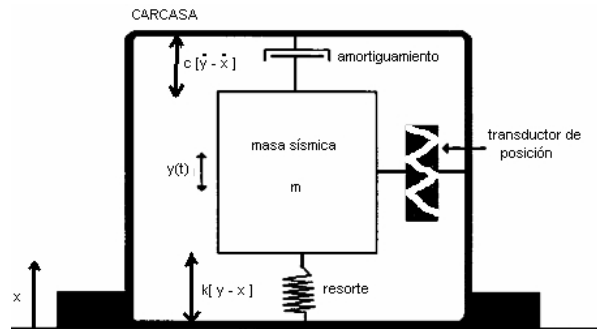


Figura 3.106: Estructura de un acelerómetro para sensores de posición o desplazamiento lineal [72].

Estos son los sensores de desplazamiento lineal que pueden interactuar con el transductor acelerómetro por masa sísmica:

- Potenciómetros.
- Transformadores diferenciales de variación lineal (LVDT).
- Inductosyn lineales.
- Condensadores diferenciales.

El funcionamiento descriptivo de cada uno de estos sensores será el mismo con el que fueron explicados en la sección 3.2 (sensores de desplazamiento o posición lineal o angular).

3.5.1.1. Acelerómetros de desplazamiento por LVDT

Si se utiliza un LVDT cuyo núcleo móvil se fija a la masa sísmica de tal forma que la aceleración estará propiamente medida por el elemento reluctivo, figura 3.107 [78].

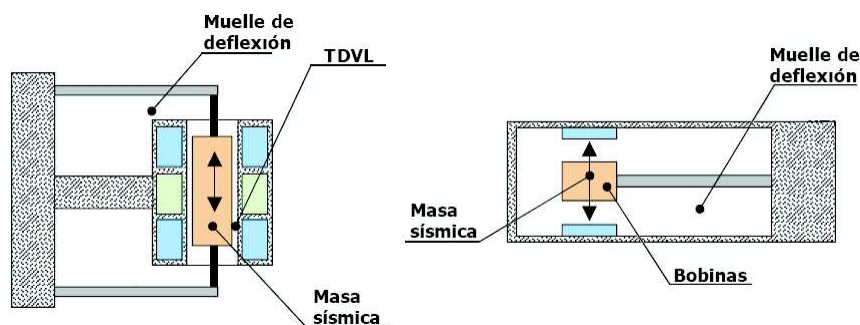


Figura 3.107: Acelerómetros de desplazamiento por LVDT [78].

3.5.1.2. Acelerómetros de desplazamiento por condensadores diferenciales

Una masa de prueba se calibra a una posición nula usando un resorte. Bajo aceleración, frecuencias variables se obtienen por variación en los 3 capacitores diferenciales formados en el circuito. El circuito forma un oscilador de corrimiento de fase cuya frecuencia de oscilación depende de los valores de R y de C . La masa de prueba se tiene que ajustar usando una fuerza de retroalimentación electrostática para que sea sencillo implementarlo mecánicamente, figura 3.108 [72].

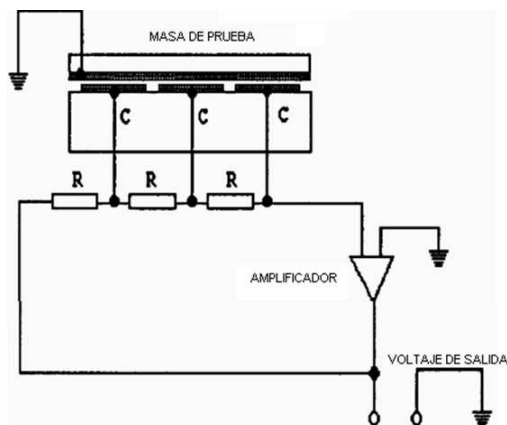


Figura 3.108: Acelerómetros de desplazamiento por condensadores diferenciales [72].

3.5.2. Acelerómetros con sensores de deformación

3.5.2.1. Acelerómetros con deformación piezorresistiva

En este tipo de acople existe la unión de la masa sísmica con la galga extensométrica que es un elemento sensor piezorresistivo. En la figura 3.109 se muestra el diagrama de un acelerómetro basado en una galga extensométrica [78].

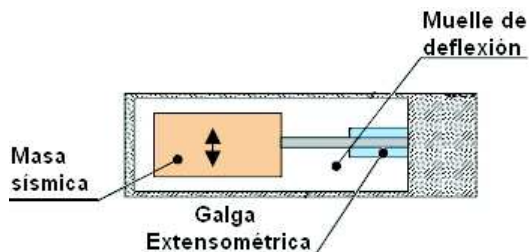


Figura 3.109: Estructura de un acelerómetro con galga extensométrica [78].

El armazón del acelerómetro debe sujetarse firmemente al objeto medido. La masa sísmica se sujeta al armazón del acelerómetro por medio de una unión elástica de baja deflexión, que puede pensarse como un resorte muy duro. La masa sísmica es restringida por guías en las direcciones arriba/abajo y adentro/afuera, pero las guías permiten un movimiento libre izquierda/derecha.

Cuando el objeto de medición se acelera a la derecha, el armazón transmite una fuerza a través de la unión elástica a la masa sísmica, causándole una aceleración igual. La fuerza de reacción estira la unión elástica, lo que permite que la masa se desplace muy ligeramente a la izquierda. La tensión en la unión elástica es manifestada como un cambio de resistencia en la galga, el cual puede relacionarse con la fuerza de la manera normal de las galgas, y luego con la aceleración mediante la segunda ley de Newton, como se explicó anteriormente.

3.5.2.2. Acelerómetros de deformación capacitivos

El sensor lo forma una superficie micromecanizada o MEMS, es un minúsculo sensor de aceleración de movimiento en un circuito integrado de silicio de bajo coste. Solamente la superficie micromecanizada puede dar la combinación de alta seguridad en su funcionamiento y tamaño pequeño. El elemento sensor del acelerómetro mide cerca de 1mm^2 , figura 3.110 [43].

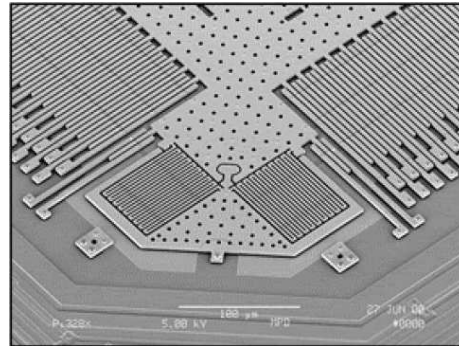


Figura 3.110: Estructura micromecanizada de un acelerómetro capacitivo [43].

Analog devices con el acelerómetro monolítico ADXL50, se convirtió en la primera compañía que ha fabricado en producción de alto volumen un acelerómetro para aplicaciones en automoción como son los sistemas de suspensión activos, cierre de puertas automáticas, sistemas antibloqueo de frenos ABSy “airbags”, este importante desarrollo del acelerómetro no podía haber ocurrido en un tiempo mejor. El elemento sensor estaba complementado con una circuitería de acondicionamiento de señal con salida de voltaje proporcional a la aceleración. Posteriormente se ha mejorado la circuitería dando una salida digital con el modelo ADXL202.

El silicio que se prueba así mismo: ¿Cómo puede probar un sistema “airbag” electromecánico para asegurar que está siempre listo para jugar su papel de salvamento?. La respuesta es muy simple: no puede. Por esto los acelerómetros monolíticos de Analog Devices con su modo de autocomprobación natural, representan un avance muy importante. La estructura del sensor se hace una autoprueba, está diseñado para hacerse una autocomprobación continua con la aplicación de un comando digital. Esta característica esencial, única de Analog Devices asegura que el sistema trabajará en el instante necesario.

Funcionamiento del sensor de superficie micromecanizado

La superficie micromecanizada es una técnica de procesamiento utilizada para fabricar estructuras mecánicas extremadamente pequeñas de silicio; figura 3.111 [43].

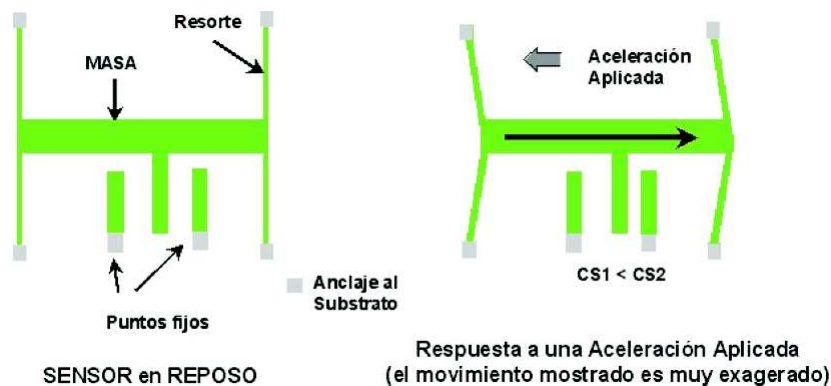


Figura 3.111: Funcionamiento de un sensor acelerómetro capacitivo [43].

3. Sensores y transductores

En realidad, el movimiento del elemento micromecanizado en el acelerómetro es menor de 1mm^2 . Utilizando los mismos pasos para hacer circuitos electrónicos convencionales, la superficie micromecanizada crea estructuras pequeñas que están cerca de la superficie del silicio, no obstante están libres para moverse.

Cuando se observa el sensor micromecanizado parece una “H”. Los delgados y largos brazos de la “H” están fijos al sustrato. Los otros elementos están libres para moverse, lo forman una serie de filamentos finos, con una masa central, cada uno actúa como una placa de un condensador variable, de placas paralelo. La aceleración o desaceleración en el eje “sensor”, ejerce una fuerza a la masa central. Al moverse libremente, la masa desplaza las minúsculas placas del condensador, provocando un cambio de capacidad. Este cambio de capacidad es detectado y procesado para obtener un voltaje de salida fácil de utilizar utilizando una tecnología BiCMOS (BiMOS II), figura 3.111 [43].

El dispositivo realmente trabaja en un lazo de control electrónico de fuerza/balanceo. Este lazo de control evita el movimiento de la masa en aceleración, por la aplicación de una fuerza igual pero opuesta creada por la aplicación de un voltaje en las placas del condensador. Este voltaje aplicado es directamente proporcional a la aceleración.

3.5.2.3. Acelerómetros de deformación piezoeléctricos

Los acelerómetros son dispositivos usados para medir aceleración y vibración; figura 3.112. El dispositivo consiste de una masa conocida pegada a un elemento piezoeléctrico. A medida que el acelerómetro se mueve, la masa aplica fuerza al cristal generando una carga. Al leer esta carga se puede determinar la aceleración. Los acelerómetros son direccionales, esto quiere decir que solo miden aceleración en un eje. Para monitorear aceleración en tres dimensiones, hay que usar un acelerómetro multieje ortogonal [50].

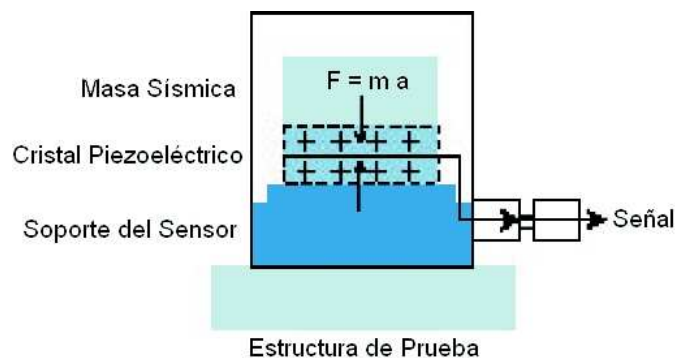


Figura 3.112: Funcionamiento de un sensor acelerómetro piezoeléctrico [50].

Existen acelerómetros de dos tipos, pasivos y activos. Los acelerómetros pasivos envían la carga generada por el elemento piezoeléctrico. Ya que la señal es muy pequeña, los acelerómetros pasivos requieren de un amplificador para amplificar la señal. Los acelerómetros activos incluyen circuitería interna para convertir la carga del acelerómetro a una señal de voltaje, pero requieren de una fuente constante de corriente para alimentar el circuito. Recientemente se han desarrollado varios dispositivos de estado sólido que traducen la fuerza en una variable eléctrica. Los principales ejemplos son los piezorresistores y los piezotransistores, ambos bien adaptados para su uso en los acelerómetros.

La superficie micromecanizada no se debe confundir con el procesamiento del volumen micromecanizado utilizado para crear acelerómetros piezorresistivo que hay actualmente en el mercado. Esculpir un volumen micromecanizado a través de un sustrato relativamente grueso, que varía desde 2.5mm a 5mm de lado. La superficie micromecanizada involucra depositar películas delgadas en el sustrato. El resultado es un sistema de medición de aceleración completo en un espacio más pequeño de 10mm^2 . Estas dimensiones tan pequeñas también dejan sitio para la inclusión de todo el conjunto de circuitos de acondicionamiento de la señal necesaria en el mismo chip, figura 3.113 [43].

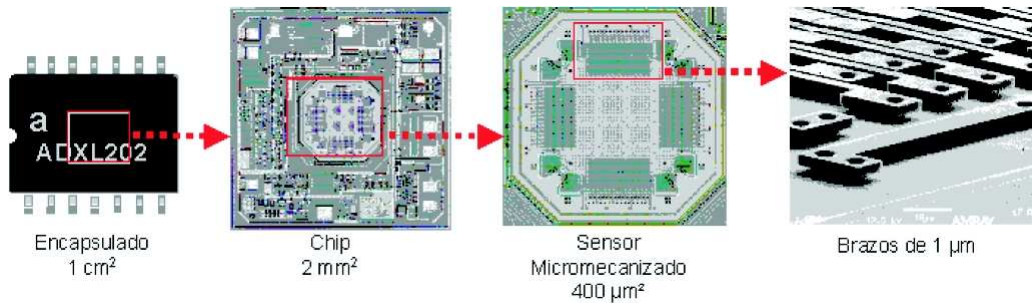


Figura 3.113: Estructura de volumen micromecanizado de un acelerómetro piezorresistivo [43].

De los antiguos acelerómetros mecánicos, de tamaño grande y dificultosos de construir, porque incluían imanes, resortes y bobinas (en algunos modelos), se ha pasado en esta época a dispositivos integrados, con los elementos sensibles creados sobre los propios microcircuitos.

Estos sensores, disponibles en forma de circuito integrado, son los que se utilizan normalmente en robótica experimental. Uno de los acelerómetros integrados más conocidos es el ADXL202, muy pequeño, versátil y de costo accesible. El ADXL202 es un acelerómetro de dos ejes de bajo consumo y salida digital, integrado en un chip monolítico. Mide aceleraciones hasta una escala máxima de +2g. Soporta golpes de hasta 1000g. Puede medir aceleración dinámica (como por ejemplo una vibración) y también aceleración estática, como por ejemplo la atracción de la gravedad.

Este circuito integrado tiene salidas digitales, en forma de pulsos repetidos cuyo ancho varía en relación con la medición. Estas salidas en forma de pulsos se pueden medir con microcontroladores sin necesidad de contar con una entrada para la conversión analógica/digital. El ritmo de repetición del pulso es ajustable de 0.5ms a 10ms por medio de un resistor. Un ciclo de relación 50 % significa una aceleración de 9g. El ruido de la señal es muy bajo, lo que permite realizar mediciones menores a 2mg (mili g) a una frecuencia de 60Hz. El ancho de banda de respuesta se puede determinar por medio de capacitores de filtro conectables en ambos circuitos, X e Y.

Industrialmente, los acelerómetros tienen aplicación en los sistemas de seguimiento refinados, para suministrar una señal de realimentación adicional al comparador. A medida que el sistema de seguimiento se mueve de su posición de reposo o se desacelera para detenerse, el comparador toma en cuenta la medición de la aceleración en la determinación de la señal de error aumentada, resultando una respuesta del sistema más rápida y estable. Los sistemas avanzados de operación de motores hacen un uso similar de los acelerómetros.

Los acelerómetros también se aplican con frecuencia en el área de detección y análisis de vibraciones. Las máquinas rotatorias y las máquinas sujetas a impactos están sometidas a vibraciones mecánicas de resonancia que pueden ser dañinas. Tales vibraciones pueden detectarse y medirse por medio de un acelerómetro de alta frecuencia, ya que la vibración mecánica es equivalente a una aceleración inversa cíclicamente rápida. Un acelerómetro diseñado específicamente para el análisis de vibraciones es generalmente conocido como vibrómetro.

3.5.3. Servoacelerómetros

Este es un dispositivo para medir la aceleración angular. El dispositivo cuya aceleración de giro vamos medir se conecta a un péndulo. Cuando gira dicho elemento el péndulo lo hace con él. Un sensor de posición capta el movimiento del péndulo y mediante un circuito electrónico se compara la señal del sensor de posición con una señal de referencia. Entonces un motor de rotación aplica una fuerza al péndulo determinada por ese circuito electrónico y que hace girar al péndulo en sentido opuesto al del elemento. La posición en la que se detiene el péndulo es proporcional a la aceleración inicial aplicada. Estos sensores pueden medir aceleraciones de hasta 1000 radianes por segundo al cuadrado y con precisiones muy elevadas.

La aceleración de la carcasa produce una fuerza inercial sobre una masa sensitiva. La masa tiende a pivotar sobre el eje de rotación. La rotación es detectada en forma inductiva, demodulada, amplificada y filtrada para producir una corriente proporcional al movimiento relativo a la posición nula, figura 3.114 [72].

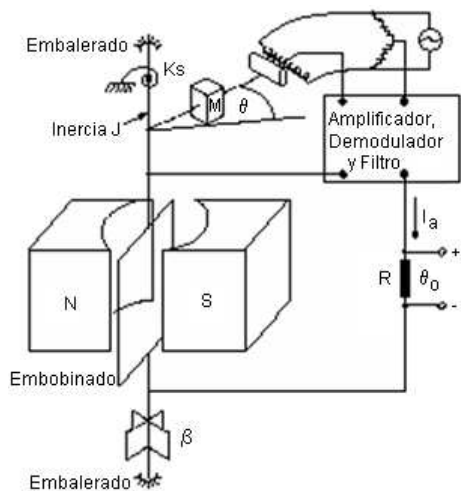


Figura 3.114: Servoacelerómetro [72].

3.5.4. Sensor pendular o inclinómetro

Para medir la inclinación, se mide el campo gravitatorio estático de la tierra. Se conoce la aceleración en la tierra, que es de $9.8\text{m/s}^2 = 1g$. Si se cambia la inclinación (a lo largo del eje sensible de un acelerómetro) se cambia el vector de aceleración como se muestra en la ecuación 3.60.

$$\theta = \arcsin \left[\frac{(V_{out} - V_{cero-g})}{(1g \times factor(V/g))} \right] \tag{3.60}$$

Esto parece complicado, pero es muy fácil de hacer usando un acelerómetro, figura 3.115 [43].

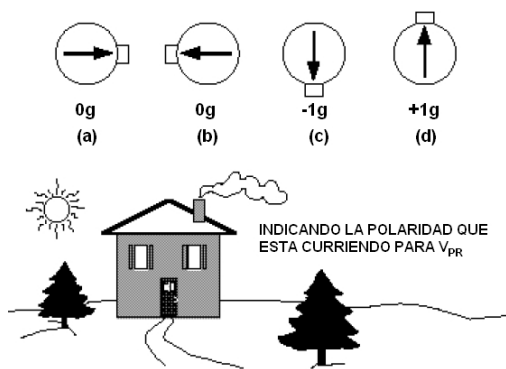


Figura 3.115: Comportamiento del acelerómetro aplicado al sistema pendular como un sensor de inclinación [43].

3.5.4.1. Inclinómetro direccional capacitivo

Hay otro tipo que no ocupa un acelerómetro para tal fin y promueve el uso de un elemento capacitivo para determinar la inclinación. En la figura 3.116 se muestra un inclinómetro direccional basado en la variación respectiva de la capacidad entre dos pares de placas curvadas que constituyen la cara interna de una cúpula [64].

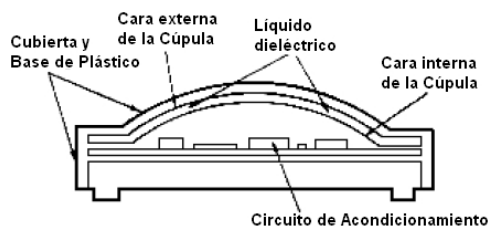


Figura 3.116: Inclinómetro capacitivo [64].

La cara externa de la cúpula es de aluminio y actúa de masa eléctrica. Entre las dos caras hay un líquido de constante dieléctrica alta que no llena todo el espacio sino que deja una burbuja de aire (indicada a trazos). Cuando el sensor está en posición horizontal, la burbuja está cerrada, pero cuando se inclina en una dirección se desplaza, modificando la capacidad de cada uno de los dos condensadores, definidos en direcciones ortogonales. La resolución es de 0.01° y el margen de $\pm 20^\circ$.

3.5.5. Aceleración Integrada (Medida inercial de velocidad y posición)

Midiendo la aceleración se puede determinar la velocidad y la posición. La aceleración integrada: una para velocidad “ v ”, y dos veces para la distancia “ d ”. Las ecuaciones 3.61 proporcionan las medidas relativas desde una posición inicial.

$$v = a \cdot t \quad d = \left(\frac{a}{2}\right) \cdot t^2 \quad (3.61)$$

Donde: “ v ” es la velocidad, “ d ” la distancia, “ a ” la aceleración y “ t ” el tiempo. Puede ser exacta para periodos cortos de tiempo, pero la exactitud se degrada proporcionalmente al cuadrado del tiempo (t^2) de integración. Es posible una exactitud posicional de 2cm sobre un segundo. La exactitud posicional se degrada a 20m después de 10 segundos de integración.

Aplicaciones: mejora la precisión de los sistemas Global Positioning System (GPS) (determina la posición del coche cuando el GPS pierde la señal en un túnel), control dinámico de vehículos (control de deslizamiento), ascensores (mejora la precisión posicional usando la medida inercial entre puntos de localización de referencia conocidos).

3.6. Sensores de fuerza

3.6.1. Galgas extensiométricas

Es un dispositivo electrónico que aprovecha el efecto piezorresistivo para medir deformaciones. Ante una variación en la estructura del material de la galga se producirá una variación de su resistencia eléctrica. Los materiales que suelen utilizarse para fabricar galgas son aleaciones de cobre y níquel, platino y silicio.

Las galgas se usan en la industria para medir con precisión fuerzas grandes, especialmente grandes pesos. También hay galgas diseñadas para medir fuerzas pequeñas, pero no son tan comunes. Una galga básicamente es un alambre de resistencia cementado de manera firme en la superficie de un objeto resistente que entonces recibe una fuerza. Esto es, el objeto se estira o se comprime ligeramente, dependiendo de si siente una fuerza de tensión o compresión. El alambre de resistencia que está adherido a la superficie del objeto, también se distorsiona ligeramente. La distorsión del alambre cambia su resistencia, que es detectada y relacionada con el valor de la fuerza.

El modelo típico es el tipo “hojuela”, como el mostrado en la figura 3.117. La longitud activa del sensor está a lo largo del eje transversal. Este debe quedar orientado en la misma dirección del movimiento de la estructura (p.e. una barra) que va a medirse. La figura 3.117 muestra también sus dimensiones principales [88].

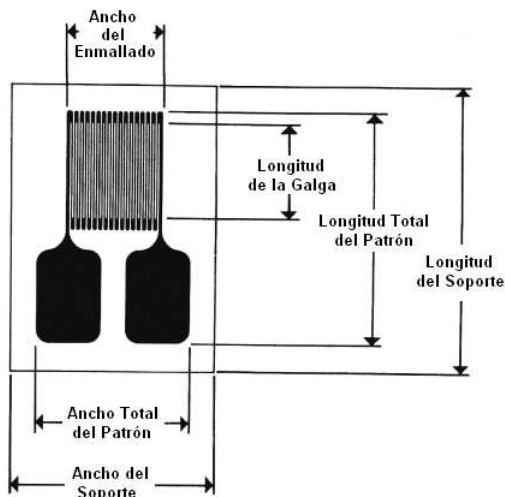


Figura 3.117: Galga extensométrica [88].

Las galgas extensométricas se basan en la variación de la resistencia de un conductor o un semiconductor cuando es sometido a un esfuerzo mecánico. Este efecto fue descubierto por Lord Kelvin en 1856. Si se considera un hilo metálico de longitud “*l*”, sección “*A*” y resistividad “*ρ*”, su resistencia eléctrica “*R*” estará dada por la ecuación 3.62.

$$R = \rho \frac{l}{A} \tag{3.62}$$

Si se le somete a un esfuerzo en dirección longitudinal, cada una de las tres magnitudes que intervienen en el valor de “*R*” experimenta un cambio y, por lo tanto, “*R*” también cambia como se muestra en la ecuación 3.63.

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dA}{A} \tag{3.63}$$

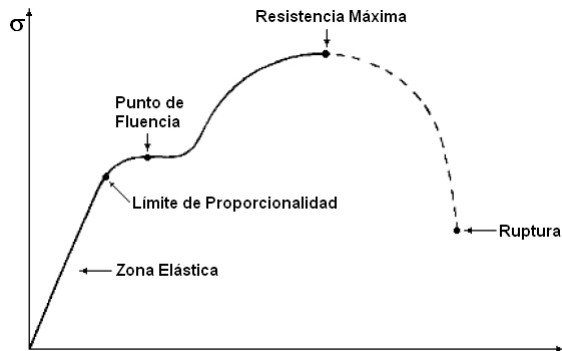


Figura 3.118: Relación entre esfuerzos y deformaciones [64].

El cambio de longitud que resulta de aplicar una fuerza “*F*” a una pieza unidimensional, siempre y cuando no se entre en la zona de fluencia (figura 3.118) [64], viene dado por la ley de Hooke (ecuación 3.64 siguiente) y viene definida como se explicó anteriormente en la ecuación 3.56 y en la ecuación 3.57, pero ahora se cambiará la elasticidad “*ε*” que fue definida anteriormente en la ecuación 3.63

$$\sigma = \frac{F}{A} = Y \epsilon = Y \frac{dl}{l} \tag{3.64}$$

Donde: “ Y ” es una constante del material, denominada modulo de Young, “ σ ” es la tensión mecánica y “ ϵ ” es la deformación unitaria; y es adimensional, pero para mayor claridad se suele dar en “microdeformaciones” (1 microdeformación = $1\mu\epsilon = 10^{-6}m/m$).

Si se considera ahora una pieza que además de la longitud “ l ” tenga una dimensión transversal “ t ”, resulta que como consecuencia de aplicar un esfuerzo longitudinal no solo cambia “ l ” sino también lo hace “ t ”. La relación entre ambos cambios viene dada por la ley de Poisson, de la forma como se muestra en la ecuación 3.65.

$$\mu = -\frac{dt/t}{dl/l} \quad (3.65)$$

Donde “ μ ” es el denominado coeficiente de Poisson. Su valor esta entre 0 y 0.5, siendo, por ejemplo, de 0.17 para la fundición maleable, de 0.303 para el acero y de 0.33 para el aluminio y el cobre. Obsérvese que para que se conservara constante el volumen debería ser $\mu = 0,5$.

En resumen, la resistencia del alambre depende de la longitud y área de sección transversal del alambre, y la longitud del alambre depende del objeto resistente, ya que están pegados. La longitud del objeto depende de la fuerza aplicada, por lo que el resultado final es que la resistencia del alambre depende de la fuerza aplicada. Midiendo precisamente el cambio de resistencia se puede medir la fuerza.

3.6.2. Células de carga

Una célula de carga es típicamente un dispositivo electrónico (transductor) que se utiliza para convertir una fuerza en una señal eléctrica. Esta conversión es indirecta y sucede en dos etapas. Con un arreglo mecánico, la fuerza que se detectará se utiliza para deformar una galga de tensión. La galga de tensión convierte la deformación (tensión) a las señales eléctricas. Normalmente, una célula de carga consiste en cuatro galgas de tensión en una configuración del puente de Wheatstone figura 3.119, pero está también disponible con uno o dos galgas de tensión [88].

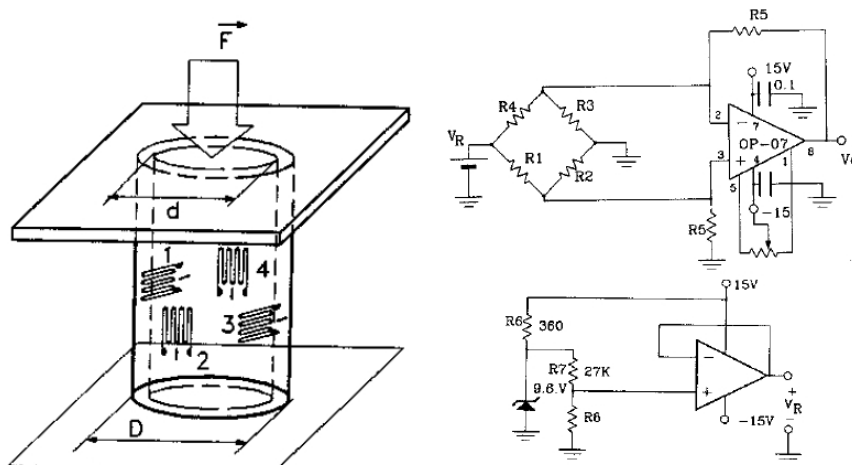


Figura 3.119: Puente de sensores de deformación en estructura cilíndrica, y circuitos electrónicos de acondicionamiento de la señal [88].

La salida eléctrica de la señal está normalmente en el orden de algunos milivoltios y requiere la amplificación por un amplificador de la instrumentación antes de que pueda ser utilizada. La salida del transductor se calcula en un algoritmo para calcular la fuerza aplicada al transductor.

3.6.3. Sensores magneto-elásticos

Los sensores magnetoelásticos o magnetostrictivos son un tipo de sensores de reactancia variable que, a diferencia de los vistos en apartados anteriores, no se basan en un cambio de geometría o de la posición de materiales conductores o magnéticos. Se fundamentan en el efecto Villari, consistentes en cambios reversibles en las curvas de magnetización cuando se aplica un esfuerzo a un material ferromagnético e, inversamente, en cambios de forma y volumen durante la magnetización efecto, este último descubierto por J. P. Joule; ver figura 3.120 [64].

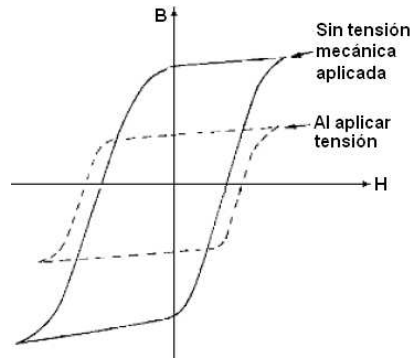


Figura 3.120: Efecto Villari [64].

Esta interrelación se debe a que las tensiones mecánicas internas de la red del material ferromagnético impiden que durante la magnetización crezcan los dominios magnéticos, y que sus momentos magnéticos se orienten en la dirección del campo aplicado. Así disminuye la permeabilidad magnética y aumenta la fuerza coercitiva. Las tensiones mecánicas internas se deben a las deformaciones en frío que aparecen durante el proceso de preparación del material.

En algunos materiales la dependencia entre la tensión mecánica σ y la curva de magnetización es lineal cuando se les somete a compresión o a tracción (pero no a ambos tipos de esfuerzos). Es decir, se cumple en ellos como en la ecuación 3.66.

$$\sigma = k \frac{1}{\mu_r} \tag{3.66}$$

Donde k es una constante que depende del material y μ_r es la permeabilidad relativa.

Para aplicar este efecto en la medida de magnitudes físicas se emplean dos tipos de disposiciones. En una de ellas la distribución de flujo magnético es constante y cambia la permeabilidad por acción de la carga mecánica, tal como se indica en las figuras 3.121(a) y 3.121(b) [64].

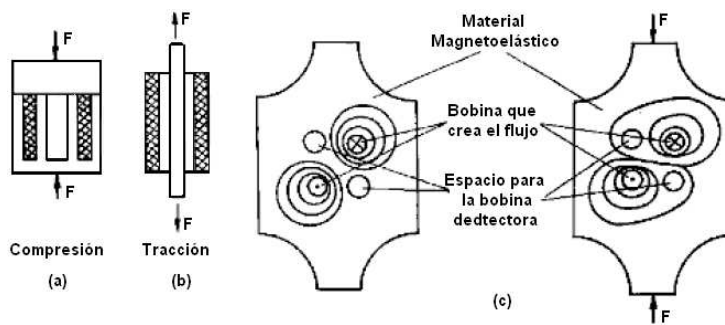


Figura 3.121: Sensores magnetoelásticos [64].

Para detectar el par de dos fuerzas hay sensores cilíndricos con magnetización circular en los que se detecta el campo magnético externo (por ejemplo, con un sensor de efecto Hall) cuando se torciona el material. En la figura 3.121(c), en cambio, la distribución de flujo magnético varía al aplicar una carga mecánica, debido a que cuando se deforma un material magnético isótropo hay una modificación diferente en la dirección de la carga y en la transversal, es decir, se hace magnéticamente anisótropo. Se disponen dos bobinas, una que crea un flujo magnético, originalmente simétrico, y la otra, dispuesta 90° respecto a la anterior, que detecta la aparición de asimetrías, induciéndose en este caso una tensión en ella.

Los materiales a emplear en este tipo de sensores deben tener buenas propiedades magnéticas y mecánicas a la vez. Los materiales cristalinos magnéticamente blandos (con ciclo de histéresis pequeño, que es lo que interesa al aplicar señales alternas). Lo son también mecánicamente, de forma que no se puede tener a la vez, por ejemplo, permeabilidad alta y alta resistencia a la tracción. Los materiales amorfos (vidrio metálico), que son aleaciones de hierro, níquel, cromo, cobalto, silicio, boro, etc., permiten detectar tensiones de solo 0.1Nm^{-2} .

Las aplicaciones más inmediatas de estos sensores son las medidas de fuerza par y presión en automóviles e industrias mecánicas. Se fabrican células de carga empleando la disposición de las figuras 3.121(a) y 3.121(b), donde hay una bobina cerrada sometida a compresión, tracción o ambas cosas a la vez. Basándose en la disposición de la figura 3.121(c), se comercializan sensores que se denominan “presductores” o “torductores” [64].

3.6.4. Galgas extensométricas capacitivas

La alta resolución de los sensores capacitivos permite incluso la medida de deformaciones mediante un sistema como el esbozado en la figura 3.122. Consiste en dos láminas flexibles arqueadas, montadas una sobre otra y cementadas sobre la pieza a ensayar. La deformación de esta pieza en dirección horizontal cambia la curvatura de los arcos y con ella la distancia vertical entre las placas del condensador. Este tipo de galga extensiométrica permite medir a altas temperaturas y posee un coeficiente de temperatura mucho más pequeño que las galgas basadas en un conductor, si bien sus dimensiones son mayores (1 a 2cm) [64].

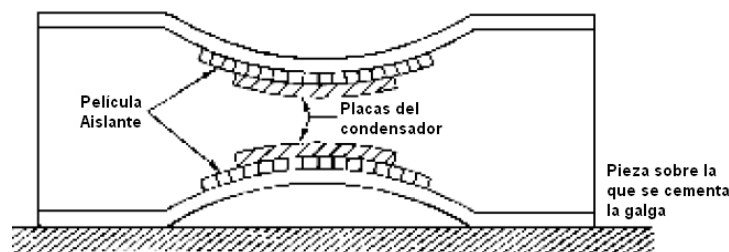


Figura 3.122: Galga capacitiva [64].

3.6.5. Sensores piezoeléctricos

El efecto piezoeléctrico consiste en la aparición de una polarización eléctrica en un material al deformarse bajo la acción de un esfuerzo. Es un efecto reversible de modo que al aplicar una diferencia de potencial eléctrico entre dos caras de un material piezoeléctrico, aparece una deformación. Ambos efectos fueron descubiertos por Jacques y Pierre Curie en 1880-1881.

La piezoelectricidad no debe confundirse con la ferroelectricidad, que es la propiedad de presentar un momento eléctrico dipolar (espontáneo o inducido). Todos los materiales ferroeléctricos son piezoeléctricos, pero no al revés. Mientras la piezoelectricidad está relacionada con la estructura cristalina (iónica), el ferromagnetismo está relacionado con el espín de los electrones.

La descripción de la interrelación entre las magnitudes eléctricas y las mecánicas en un material piezoeléctrico se hace mediante las denominadas ecuaciones piezoeléctricas. Con la notación de la figura 3.123, donde se han dispuesto dos placas metálicas de manera que se constituye un condensador, se tiene, para un material dieléctrico no piezoeléctrico, que al aplicar una fuerza F , según la ley de Hooke, en el margen elástico aparece una deformación [64].

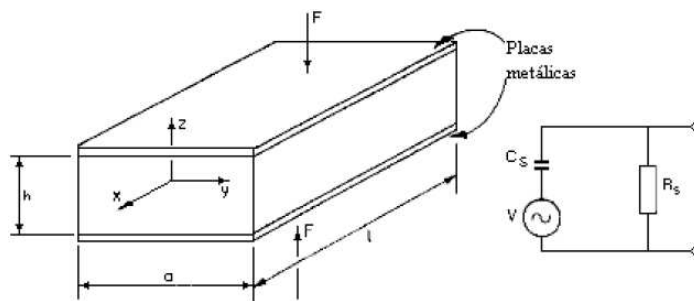


Figura 3.123: Parámetros aplicados en las ecuaciones piezoeléctricas [64].

3.7. Sensores de presión

Los diferentes procedimientos para la medición de presión industrial son numerosos. Nos concentraremos primero por los llamados “sensores primarios”, en las que sólo existen tres clases comunes de dispositivos de detección de presión:

1. Tubos de Bourdón
2. Fuelles
3. Diafragmas

Estos dispositivos detectan la presión medida y la convierten en movimiento mecánico. El movimiento mecánico entonces es traducido en una señal eléctrica mediante un potenciómetro, un LVDT o menos frecuentemente un sensor capacitivo. En otras versiones se puede medir el desplazamiento ópticamente; y en algunos casos mas especiales hasta con sensores de fuerza en lugar de los de desplazamiento. A continuación se describe el funcionamiento de cada uno de ellos.

3.7.1. Tubos de Bourdon

El tubo de Bourdon es un tipo de transductor de elemento elástico y es muy común en la medición industrial de la presión de líquidos y gases. Es un tubo metálico deformado con una sección transversal ovalada. Está abierto en un extremo y sellado en el otro. Todo el tubo es elástico, debido a la elasticidad del metal usado en su construcción.

El fluido cuya presión se está midiendo es admitido en el interior del tubo por el extremo abierto, que está anclado mecánicamente. El tubo entonces se reflexiona en una cantidad proporcional a la magnitud de la presión. Esta deflexión es transmitida mecánicamente al cursor de un potenciómetro o al núcleo de un LVDT, para proporcionar una señal eléctrica. En la figura 3.124(a) y (b) se muestran las diferentes formas de los tubos de Bourdon y los movimientos que producen [88].

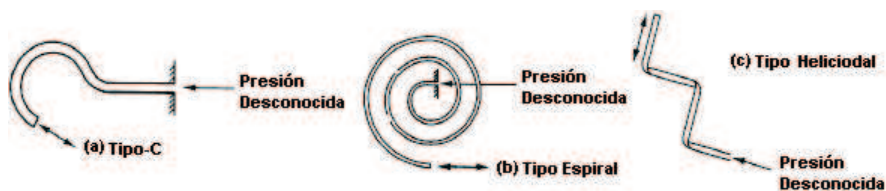


Figura 3.124: Tubos de Bourdon [88].

Los tubos de la figura 3.124 (a) son de tipo C y están disponibles para medir presiones por encima de los 6000 bares. La precisión de este tubo esta acotada típicamente en un 1 % de la escala completa de deflexión, esta precisión es similar a la que poseen los tipos helicoidales o espirales como los de la figura 3.124(b) y (c) [88].

Los tubos de Bourdon espirales y helicoidales generalmente son preferibles a los tubos de Bourdon en forma de C, pues producen mayor movimiento de la punta sellada por cantidad de presión. Los tubos de Bourdon se usan con mayor frecuencia para la medición de presiones del orden de 10 a 300 psi.

3.7.2. Fuelles

Un fuelle es, básicamente, una serie de diafragmas metálicos conectados entre sí. Cuando está sujeto a la presión de un fluido, un diafragma metálico se distorsionará ligeramente debido a la elasticidad del material usado en su construcción. Al soldar en serie varios diafragmas, el movimiento total del diafragma final puede ser considerable. En la figura 3.125 se muestra un corte transversal de un fuelle [56].

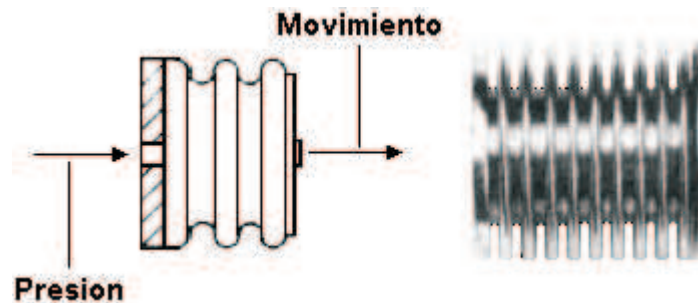


Figura 3.125: Diagrama esquemático del fuelle [56].

Con el puerto de entrada de presión anclado, el fuelle se expandirá a medida que aumenta la presión de fluido, y la protuberancia de salida se moverá a la derecha. A medida que cae la presión del fluido, el fuelle se contrae, y la protuberancia de salida se mueve a la izquierda. La fuerza de contracción puede ser proporcionada por la elasticidad misma de los diafragmas del fuelle, o por una combinación de la elasticidad del diafragma con la acción de un resorte externo.

En la figura 3.126 se muestra una disposición común de fuelles. La presión es aplicada a la parte interior del fuelle y tiende a expandir el fuelle contra la tracción del resorte de tensión. A medida que se expande el fuelle actúa como un acoplamiento mecánico que mueve el cursor de un potenciómetro para producir una señal eléctrica de salida [78].

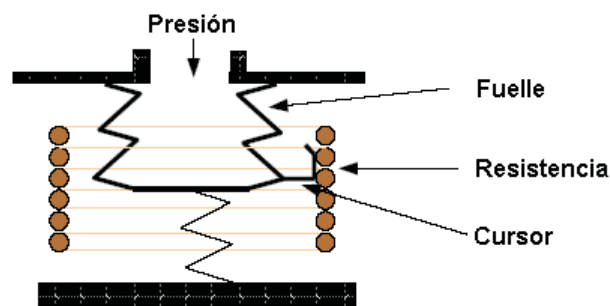


Figura 3.126: Disposición de fuelle con resistencia [78].

Estos transductores de presión son calibrados ajustando la tensión o compresión inicial del resorte de retorno. Se proporciona una tuerca de ajuste, no mostrada en la figura 3.125, para tal propósito. Los transductores de presión de tipo fuelle tienen su utilidad principal en la medición de presiones del orden de 0.5 a 20 psi.

3.7.3. Diafragmas

Constituye uno de los tres tipos comunes de transductores de presión de elemento elástico y esta constituido por dos obleas de latón previamente troqueladas como fuelle y soldadas con estaño una a la otra en su periferia, en su interior se inyecta ether o cualquier otro líquido volátil y expandible al calor; como se muestra en la figura 3.127 [88].

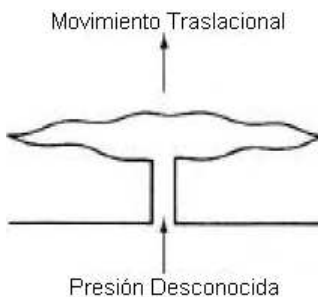


Figura 3.127: Funcionamiento de un diafragma [88].

Los instrumentos de diafragma se usan para medir presiones por encima de los 10 bares. La presión aplicada provoca el desplazamiento del diafragma, y este desplazamiento se mide por un transductor de posición. Ambas, la presión de indicador y la diferencial, pueden ser medidas por diferentes versiones de instrumentos basados en diafragma. En el caso de la presión diferencial, se aplican ambas presiones a ambos lados del diafragma y el desplazamiento del diafragma corresponde a la diferencia de presiones. La magnitud de desplazamiento típica en ambas versiones es de 0.1mm, que se adapta bien a un sensor de deformación. Normalmente se usan cuatro sensores de deformación en una configuración puente, en la que un voltaje de excitación se aplica a través de dos puntos opuestos del puente. El voltaje de salida medido a través de los otros dos puntos del puente es, entonces, función de la resistencia, cuyo cambio se debe al desplazamiento del diafragma. Este arreglo compensa, asimismo, las variaciones de temperatura ambiente. Los modelos de transductores de presión más antiguos de este tipo usaban sensores de deformación metálicos unidos a un diafragma típicamente hecho de acero inoxidable.

Aparte de las dificultades constructivas que suponía unir los sensores, éstos tenían un factor de deformación (factor de la galga extensiométrica) pequeño, lo que significa que la baja salida procedente del puente de sensores de deformación tiene que ser amplificada por un caro amplificador de corriente continua.

3.7.4. Sensores de presión piezorresistivos

El desarrollo de los sensores de deformación semiconductores (piezorresistivos) ha resuelto parte de los inconvenientes que presentan los arreglos anteriormente mencionados, ya que estos sensores proporcionan un factor superior en 100 veces al de los metálicos. Sin embargo, sigue existiendo la dificultad de unir los sensores al diafragma, al tiempo que aparece un nuevo problema debido a la no linealidad de la característica de salida de estos dispositivos.

El problema de la unión de los sensores de deformación fue resuelto con la aparición de los transductores piezorresistivos monolíticos de presión hace unos 15 años, convirtiéndose actualmente en los transductores de presión basados en diafragma más usados. La célula monolítica consiste en un diafragma hecho de una hoja de silicón en la que los resistores se difunden en el proceso de fabricación, figura 3.128 [88].

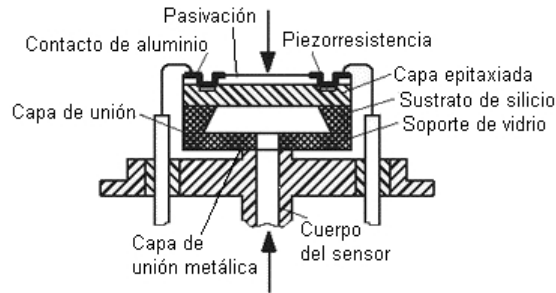


Figura 3.128: Funcionamiento de un sensor piezorresistivo [88].

Además de evitar las dificultades de la unión, tales células monolíticas son muy baratas cuando se fabrican en grandes cantidades. Aunque sigue existiendo el inconveniente de una salida no lineal, se puede superar este obstáculo mediante el empleo de un circuito de linealización activo, o incorporando la célula en un sistema transductor “inteligente” basado en un microprocesador. Este último generalmente presenta conversión A/D y servicios de interrupción en un solo circuito integrado y entrega una salida digital adecuada a los esquemas de control por ordenador.

Tales instrumentos pueden ofrecer también compensación automática de temperatura, autodiagnóstico y procedimientos de calibración. Estas características permiten precisiones de medida por encima del 0.1 % del fondo de escala.

3.7.5. Sensores de presión monolíticos

Como se vio, el sensor de presión piezorresistivo tiene un elemento de medición en forma de placa con resistencias obtenidas por difusión o implantación de iones. Si estas placas se someten a una carga, cambia su resistencia eléctrica. Lo mismo se aplica en el caso de los sensores de presión monolíticos, obtenidos mediante la cauterización gradual de silicio, figura 3.129 [88].

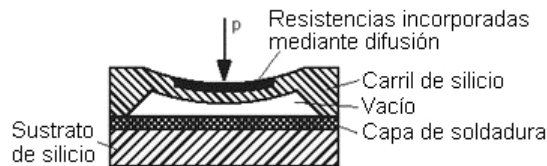


Figura 3.129: Funcionamiento de un sensor monolítico [88].

Infineon y Motorola fabrican una serie de sensores de presión con semiconductores, cuyas prestaciones y su bajo precio son parte de la tecnología asociada. Un diseño único dotado de un ajuste con láser controlado por ordenador, hace que estos dispositivos sean altamente competitivos.

El funcionamiento de los sensores de presión de la serie MPX de Motorola está basado en el diseño patentado del calibrador de fuerza. A diferencia de los sensores de presión más convencionales que utilizan las cuatro resistencias exactamente apareadas en una configuración de puente de Wheatstone, la serie MPX utiliza solamente un único elemento piezorresistivo implantado en un diafragma de silicio que sensa la tensión mecánica inducida en el diafragma por una presión externa. La salida es un voltaje analógico proporcional a la presión de entrada y al voltaje de alimentación radiométrico. La alta sensibilidad y una excelente repetibilidad a largo plazo hacen que sean las unidades más apropiadas para la mayoría de aplicaciones.

La precisión es muy buena debido al ajuste de las resistencias de calibración y compensación con láser controlado por ordenador, dando la medición de presión muy exacta sobre un rango amplio de temperatura. El efecto de la temperatura es típicamente $\pm 0.5\%$ del fondo de escala sobre un rango de temperatura de 0 a 85°C, mientras que el efecto sobre la tensión de offset, sobre un rango de temperatura similar, es de $\pm 1\text{mV}$ como máximo.

3. Sensores y transductores

- 1. Elección de las especificaciones:** los sensores de presión MPX están disponibles en varios rangos de presión para adaptarse a una variedad amplia de sectores tales como automoción, biomedicina y aplicaciones industriales.
- 2. Elección de la medición:** los dispositivos están disponibles para medición de presiones en modo diferencial, absoluto, o manométrica (gauge).
- 3. Elección de la complejidad del chip:** los sensores de presión MPX están disponibles como un elemento sensor básico, con calibración y compensación de temperatura interno o con un circuito de acondicionamiento de señal completo incluido en el chip. El empleo de unidades sin la compensación de la temperatura permite realizar una compensación externa al grado deseado.
- 4. Elección del encapsulado:** se puede pedir como un elemento básico para un montaje particular, o en conjunción con uno o dos tubos de conexión de la presión diseñados por Motorola. Los materiales del encapsulado pueden ser intercambiables, para que estén preparados para encontrar los requerimientos de compatibilidad biomédica.

Al aplicar presión al diafragma, se produce un cambio de resistencia en la galga extensiométrica, que causa a su vez un cambio en el voltaje de salida en proporción directa a la presión aplicada. La galga extensiométrica es una parte integral del diafragma de silicio, y por lo tanto no se introducen los errores típicos debidos a diferencias de expansiones térmicas. No obstante, los parámetros de salida de la galga extensiométrica dependen de la temperatura, sin embargo, se requiere que el dispositivo esté compensado si se utiliza sobre un rango de temperatura extensa. Una red simple de resistencias se puede utilizar para un rango estrecho de temperatura, por ejemplo de 0°C a 85°C. Para rangos de temperatura de -40°C a +125°C, son necesarias redes compensadoras más complejas.

Los sensores X-ducerTM es un sistema patentado por Motorola. Una corriente de excitación circula longitudinalmente a través de la resistencia, puntos 1 y 3 de la siguiente figura, y la presión que se ejerce en el diafragma está aplicada en un ángulo recto con respecto al flujo de corriente. La tensión mecánica establece un campo eléctrico transversal en la resistencia, que está sensando como un voltaje en los puntos 2 y 4, que están localizados en el punto medio de la resistencia, figura 3.130 [43].

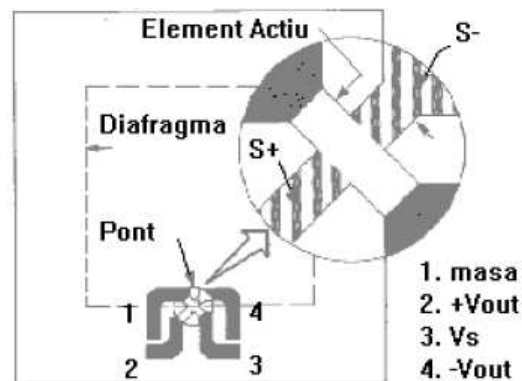


Figura 3.130: Tecnología X-ducer de Motorola [43].

3.7.6. Sensores de presión capacitivos

Como alternativa a las medidas de desplazamiento por sensores de deformación, a veces se usan transductores capacitivos como el que se muestra en la figura 3.131 [88].

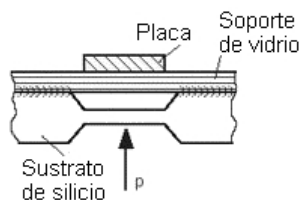


Figura 3.131: Funcionamiento de un sensor capacitivo [88].

Este tipo de sensores son comúnmente usados en automóviles, ya que representan un buen dispositivo para medir la presión del aceite, al ser capacitivo interactúa más fácilmente en ambientes de trabajo hostiles donde el calor afecta de sobremana el desempeño de cualquier dispositivo electrónico.

3.7.7. Sensores de presión de efecto Hall

En los sensores de presión con elemento por efecto Hall, un imán permanente pequeño (que está unido a una membrana) provoca un cambio del potencial Hall, figura 3.132 [88].

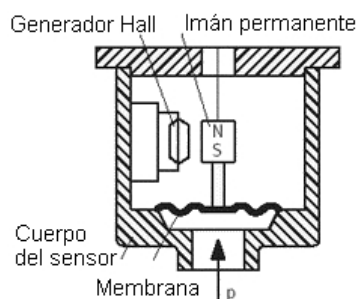


Figura 3.132: Funcionamiento de un sensor de efecto Hall [88].

3.8. Sensores de luz

3.8.1. Fotorresistencias o resistores dependientes de luz (LDR)

Las fotorresistencias, fotoconductores o comúnmente llamados LDR (siglas en inglés) se basan en la variación de la resistencia eléctrica de un semiconductor al incidir en él radiación óptica (radiación electromagnética con longitud de onda entre 1mm y 10 nm). Su símbolo es el de la figura 3.133(a) [64].



Figura 3.133: Símbolo de fotorresistencia (LDR) y modelo de bajo costo, encapsulado en plástico transparente [64].

3. Sensores y transductores

La conductividad eléctrica de un material depende del número de portadores en la banda de conducción. En un semiconductor, a baja temperatura la mayor parte de los electrones están en la banda de valencia, y se comporta casi como un aislante. Pero al aumentar la temperatura y con ella la agitación de los electrones, dado que las bandas de valencia y de conducción están próximas, (a diferencia de lo que sucede en un aislante), cada vez hay más electrones que saltan de la banda de valencia a la de conducción, aumentando la conductividad. Si el semiconductor está dopado, este salto es aún más fácil.

La energía necesaria para producir el salto puede venir de otras fuentes externas además del calor, como puede ser una radiación óptica o una tensión eléctrica. En el caso de la radiación óptica, su energía “E”, y frecuencia, “f”, están relacionadas mediante la ecuación 3.67:

$$E = h \cdot f \quad (3.67)$$

Donde $h = 6,62 \times 10^{-34} \text{Ws}^2$ es la constante de Planck. Entonces si la radiación tiene energía suficiente para permitir el salto de los electrones de una a otra banda, pero sin exceder el umbral necesario para que se desprendan del material, se tendrá efecto fotoeléctrico interno o fotoconductor, y a mayor iluminación mayor será la conductividad. Si se excediera dicho umbral, se tendría efecto fotoeléctrico externo. En el caso de un conductor, la conductividad es de por sí tan alta que el cambio debido a la incidencia de la radiación apenas de nota.

Material	Anchura de la banda prohibida	Longitud de onda máxima
	eV	μm
ZnS	3.60	0.345
CdS	2,40	0.52
CdSe	1.80	0.69
CdTe	1.50	0.83
Si	1.12	1.10
Ge	0.67	1.85
PbS	0.37	3,35
InAs	0.35	3.54
Te	0.33	3.75
PbTe	0.30	4.13
PbSe	0.27	4.58
InSb	0.18	6.90

Tabla 3.6: Anchura de la banda prohibida, para diversos semiconductores intrínsecos [64].

En la tabla 3.6 anterior se dan los valores de la anchura de banda prohibida para los distintos semiconductores, y también la longitud de onda máxima de radiación para poder producir efecto fotoeléctrico interno. La relación entre la energía de los fotones y la longitud de onda de la radiación, λ , está dada por la ecuación 3.68 siguiente:

$$\lambda = \frac{c \cdot h}{E} \quad (3.68)$$

Donde “c” es la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{m/s}$). Si “E” se expresa en electrón-voltio ($1 \text{eV} = 1,602 \times 10^{-19} \text{J}$), La Ecuación 3.68 se reduce a la ecuación 3.69 siguiente:

$$\lambda(\mu\text{m}) = \frac{1,24}{E(\text{eV})} \quad (3.69)$$

La relación entre la resistencia R de un fotoconductor y la iluminación, “ E ” (densidad superficial de energía recibida expresada en lux), es fuertemente no lineal. Un modelo simple está expresado en la ecuación 3.70:

$$R = A \cdot E^{-\alpha} \quad (3.70)$$

Donde A y α dependen del material y las condiciones de fabricación. Para el CdS, por ejemplo, $0,7 < \alpha < 0,9$. En la figura 3.134 se presenta gráficamente esta relación para un modelo concreto de CdS. Puede observarse, además de la no linealidad, que la relación entre la resistencia en presencia de luz y la resistencia en la oscuridad es muy alta (superior a 10^4) [64].

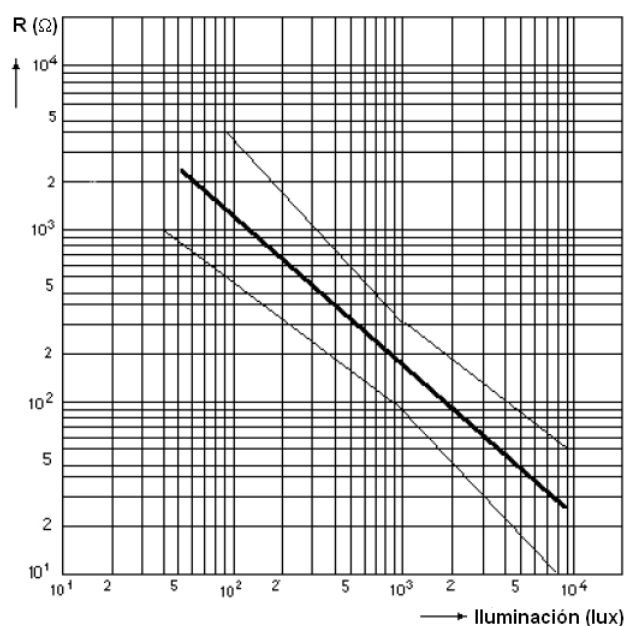


Figura 3.134: Característica resistencia-iluminación de un LDR [64].

Otro factor a considerar en las LDR es que su constante de tiempo de subida al iluminar y su constante de tiempo de caída, son distintas y función tanto del material como del nivel de iluminación. La constante de tiempo al iluminar es mucho menor que al extinguir la luz. La primera suele expresarse en milisegundos y la segunda en kilohms/segundo. Son sensibles también a la temperatura, que afecta a su sensibilidad a la radiación incidente en un grado tanto más alto cuanto menor sea la iluminación (hay generación térmica de pares electrón-hueco). La temperatura es también causa del denominado ruido térmico, que se manifiesta como fluctuaciones de corriente cuando se aplica una tensión a la fotorresistencia para poder medir su valor [3].

Su respuesta espectral es estrecha dependiendo del compuesto con el que esté formado el dispositivo LDR; tal como se indica en la figura 3.135 se considera una celda fotoconductor de CdS (Sulfuro de Cadmio). La elección de éstos debe hacerse, pues, en función de la longitud de onda a detectar, teniendo en cuenta, además, que los materiales deben ser transparentes a las longitudes de onda de interés, pues de lo contrario se producirá una excesiva reflexión superficial [3].

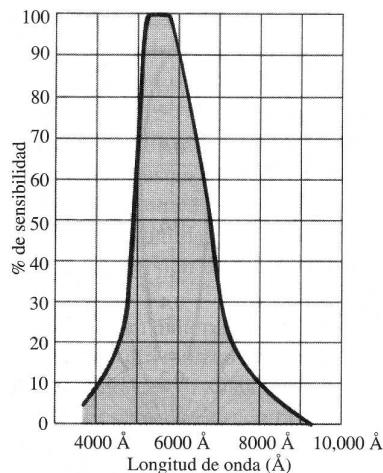


Figura 3.135: Respuesta espectral típica de un fotoconductor de CdS [3].

En la zona visible (0.38 a 0.75 μm) y del infrarrojo muy cercano (0.75 a 1.4 μm) se emplean compuestos de cadmio (CdS, CdSe, CdTe). En la zona del infrarrojo cercano (1.4 a 3 μm) se emplean compuestos de plomo (PbS, PbSe, PbTe). En la zona del infrarrojo medio (3 a 14 μm) y lejano (hasta 1 mm) se emplean compuestos de indio (InSb, InAs), telurio, y aleaciones de telurio, cadmio y mercurio, así como silicio y germanio dopados. Los elementos previstos para longitudes de onda grande (baja energía) deben mantenerse a temperatura baja, mediante efecto Peltier inverso o en criostatos, para reducir el ruido térmico. En consecuencia, no se comercializan como resistores ordinarios.

Los fotoconductores mas comunes, utilizables a temperatura ambiente, son el CdS, PbS y XeSePb (en particular el primero). Se fabrican en formas muy variadas con dispositivos simétricos, diferenciales, etc., para facilitar su aplicación. En la figura 3.133(b) se muestra un modelo económico encapsulado en plástico, apto para temperaturas y humedades moderadas. Los tiempos de respuesta van desde los 100ms de algunos modelos de CdS hasta los 2 μs de algunos PbSe. La tensión máxima que aceptan sin iluminación puede ir de 100V a 600V, y la disipación permitida a 25°C, de 50mW a 1W. Las aplicaciones de las LDR ordinarias se pueden dividir entre las de medida de luz, con poca precisión y bajo coste, y las que emplean la luz como radiación a modificar. En el primer grupo están: el control automático de 58 brillo y contraste en receptores de televisión, el control de diafragma de cámaras fotográficas, la detección de fuego, el control de iluminación de vías públicas, etc. En el segundo grupo están los detectores de presencia y posición y algunas medidas de nivel de depósitos.

3.8.2. Fotoceldas o celdas fotovoltaicas

El efecto fotoeléctrico interno visto para los fotoconductores, cuando se produce en la zona de una unión p-n permite obtener una tensión eléctrica que es función de la intensidad de la radiación incidente. A la generación de un potencial cuando una radiación ioniza una zona donde hay una barrera de potencial se la denomina efecto fotovoltaico. Al poner en contacto un semiconductor “p” (dopado con aceptadores) con un semiconductor “n” (dopado con donadores), debido al movimiento térmico hay electrones que pasan a la zona “p” y “huecos” que pasan a la zona “n”, donde se recombinan, respectivamente, con los portadores de carga de signo opuesto, figura 3.136 [64].

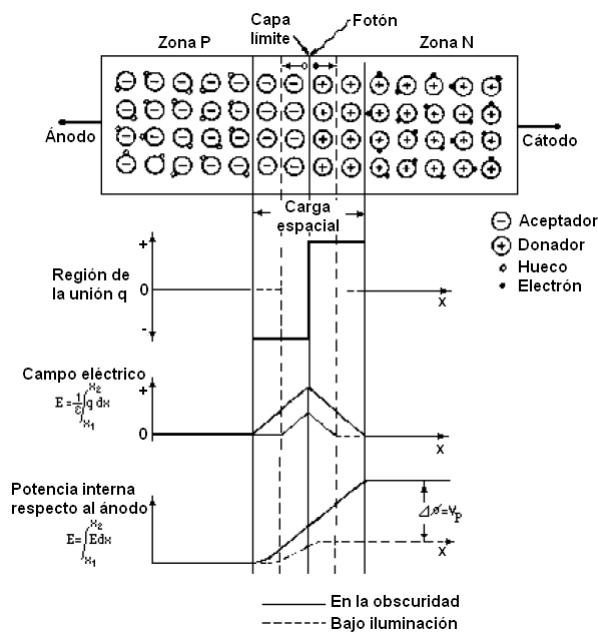


Figura 3.136: Efecto fotoeléctrico en una unión p-n [64].

Como resultado, en una pequeña zona a ambos lados de la superficie de contactos, apenas hay portadores libres, y los iones positivos de la zona “n” y los negativos de la zona “p”, fijos en sus posiciones en la estructura cristalina, crean un intenso campo eléctrico que se opone a la difusión de más portadores a través de esta barrera de potencial. De este modo se llega a un equilibrio entre la corriente de difusión y la inducida por este campo eléctrico. Si se dispone una conexión externa con cada semiconductor, no se detecta diferencia de potencial interna en la unión queda compensada exactamente por los potenciales de contacto de las conexiones externas con el semiconductor.

Si la unión p-n, en circuito abierto, se irradia con radiación (visible o no) cuya energía supere la anchura de banda prohibida, aparecen pares electrón-hueco adicionales que se desplazan bajo la acción del campo eléctrico en la zona de la unión (ver figura 3.136). La llegada de electrones a la zona n y de huecos a la zona p, produce un cambio de potencial de contacto V_p que se puede medir mediante conexiones externas a una resistencia de carga. Esta tensión, en vacío, aumenta al hacerlo la intensidad de la radiación incidente hasta llegar a la saturación (su límite es la anchura de banda prohibida). Si se cortocircuitan los contactos, la corriente es proporcional a la iluminación para un amplio margen de valores de ésta. En la figura 3.137 se muestra el circuito equivalente simplificado [64].

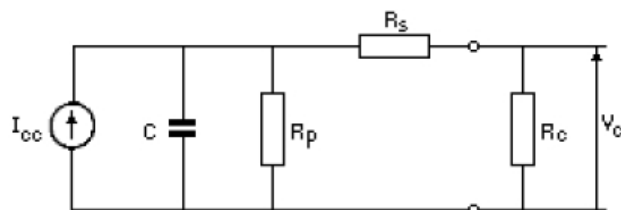


Figura 3.137: Circuito equivalente simplificado para un detector fotovoltaico [64].

Aunque existen formas adicionales a la unión p-n para crear una barrera de potencial, ésta es la más frecuente en sensores. Si la unión p-n está constituida por un mismo semiconductor, se habla de homounión. En caso contrario, se trata de una heterounión.

En la elección del material hay que tener en cuenta la longitud de onda de la radiación a detectar, tal como se expuso para los LDR. En la zona visible y del infrarrojo cercano se emplean el silicio y el selenio, el primero en forma de homouniones,

3. Sensores y transductores

mientras que el segundo consta de una capa de selenio -p- sobre óxido de cadmio -n-. Al silicio se añade a veces una zona de silicio intrínseco (no dopado) entre las zonas p y n. Esto aumenta la anchura de la zona desierta y repercute en un mayor rendimiento a longitudes de onda largas, así como en una mayor rapidez y menor ruido y corriente de oscuridad. para otras longitudes de onda se emplean el germanio, antimonio de indio, arseniuro de indio, etc.

Una celda fotovoltaica es una fuente de energía cuyo voltaje de salida varía en relación con la intensidad de la luz en su superficie. Una celda fotoconductiva es un dispositivo pasivo, incapaz de producir energía. Su resistencia varía en relación con la intensidad de la luz en su superficie. Industrialmente, las aplicaciones de las fotoceldas caen en dos categorías generales:

1. Detección de la presencia de un objeto opaco.
 - a) La detección puede hacerse en base de todo o nada, en la que el circuito de la fotocelda tiene sólo dos estados de salida que representan la presencia o la ausencia de un objeto. Este es el tipo de detección usada para contar las partes que viajan por una banda transportadora, o para evitar la operación de un mecanismo si las manos del operador no están fuera de la zona de trabajo.
 - b) La detección puede hacerse en una base continua, teniendo en el circuito de la fotocelda una salida continuamente variable que representa la posición variable del objeto. Este es el tipo de detección usada para “observar” la orilla de una tira de material en movimiento para evitar que se desvíe demasiado de su posición adecuada.

La ventaja principal de las fotoceldas sobre otros dispositivos de detección es que no se requiere ningún contacto físico con el objeto en detección.

2. Detección del grado de translucidez (capacidad de pasar luz) o el grado de luminiscencia (capacidad de generar luz) de un fluido o un sólido. En estas aplicaciones, el proceso siempre ha sido dispuesto de manera que la translucidez o luminiscencia representen una variable de proceso importante. Algunos ejemplos de variables que pueden ser medidas de esta manera son densidad, temperatura y concentración de algún compuesto químico específico (monóxido de carbono, bióxido de carbono, agua, etc.).

Los detectores fotovoltaicos ofrecen mejor linealidad que los fotoconductores, son más rápidos y tiene menor ruido, pero en cambio requieren amplificación. Al aumentar la resistencia de carga, se reduce la linealidad y aumenta el tiempo de respuesta. En la tabla 3.7 se presentan las características de una célula fotoeléctrica de silicio de aplicación general [64].

Parámetro	Valor
Diámetro	20 mm
Area efectiva	300 mm ²
Longitud de onda con sensibilidad máxima	850 ± 50 nm
Sensibilidad	0.45 A/W
Ruido	10 ⁻¹² W/Hz ^{1/2}
Corriente cortocircuito para 100lx	180µA
Capacidad unión	100nF
Tiempo respuesta (a 655nm)	200µs
Temperatura de funcionamiento	-10 a 60 °C

Tabla 3.7: Características de una célula fotoeléctrica de silicio de aplicación general, modelo S639, a 25°C [64].

Las fotoceldas son pequeños dispositivos que producen una variación eléctrica en respuesta a un cambio en la intensidad de la luz. Las fotoceldas pueden clasificarse como fotovoltaicas y fotoconductivas.

Los detectores fotovoltaicos se emplean tanto en aplicaciones donde se mide la luz como en aplicaciones donde la luz se emplea como medio para detectar otra magnitud. Se han aplicado así en instrumentación analítica: fotómetros de llama, espectrofotómetros, calorímetros, etc.; en pirómetros de infrarrojos; en detectores de humo; en detectores de exposición fotográfica; en lectoras de tarjetas, etc. Se comercializan modelos constituidos por un par emisor-detector adaptados, e incluso conectados ya a un relé para control.

3.8.3. Fotodiodos

El efecto fotoeléctrico interno en una unión p-n produce un cambio en el potencial de contacto de la unión o en la corriente de cortocircuito, que depende de la intensidad de la radiación incidente. Los fotodiodos se basan en el mismo principio, pero, en lugar de utilizarlos como sensores generadores, es posible aplicarles una tensión de polarización inversa.

De esta manera, la anchura de la región desierta es controlable y se hace mucho mayor que en las células fotoeléctricas. A la vez, el diseño persigue una mayor velocidad de respuesta. En la figura 3.138 se muestra la estrechura de un fotodiodo. Dado que las zonas no desiertas (p y n) son conductoras, cualquier tensión aplicada lo es de hecho a la zona desierta, donde crea un campo eléctrico. Toda radiación incidente que sea absorbida produce pares electrón-hueco que bajo la acción de dicho campo se acumulan en las zonas “n” y “p”, produciendo una tensión. Si interesa la corriente de salida, dado que para recoger las cargas éstas tienen que migrar a la superficie del diodo, el tiempo de respuesta es lento, y cuanto mayor sea tanto más alta será la probabilidad de recombinación, reduciendo la sensibilidad [64].

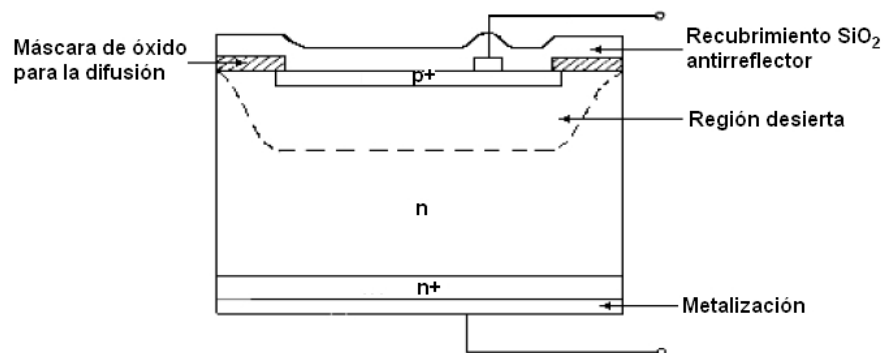


Figura 3.138: Estructura de un fotodiodo [64].

La figura 3.139 muestra la respuesta de un fotodiodo a un pulso de radiación con forma cuadrada. En ausencia de polarización, la respuesta es lenta debido a la lentitud de las cargas en su migración hacia la superficie. Cuando se aplica una tensión inversa pequeña (5V), las cargas generadas en la zona desierta son recogidas rápidamente y son responsables de la rápida respuesta inicial. Las cargas producidas fuera de dicha zona migran lentamente y son responsables de la parte lenta de la respuesta. Cuando la tensión aplicada es mayor, la zona desierta se extiende a toda la profundidad del dispositivo, dando un solo flanco de subida rápido [64].

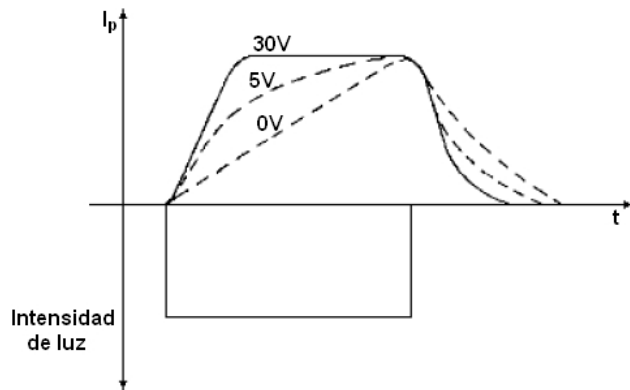


Figura 3.139: Velocidad de respuesta de un fotodiodo en función de la tensión de polarización inversa [64].

La respuesta espectral de los fotodiodos depende de la absorción en la ventana y en el propio material detector. El silicio es transparente a las radiaciones con longitud de onda mayor de 1100nm y, por lo tanto, al no ser absorbidas dichas radiaciones tampoco podrán ser detectadas. Las longitudes de ondas menores a 400nm apenas penetran y son absorbidas en una capa superficial muy fina, por lo que se cuida especialmente el acabado superficial y se procura que la zona dopada “p” sea muy fina.

La ventana de entrada del detector se elige para optimizar la respuesta a las longitudes de ondas de interés en la aplicación deseada. En la figura 3.140 se muestra la distribución espectral de la radiación de distintas fuentes, la transmitancia de diversos materiales empleados en las ventanas, y la respuesta espectral del silicio. Para detectar radiación ultravioleta se emplea un recubrimiento plástico que bloquea la luz visible. En la banda de 800nm a 1800nm, se emplean también el germanio [3].

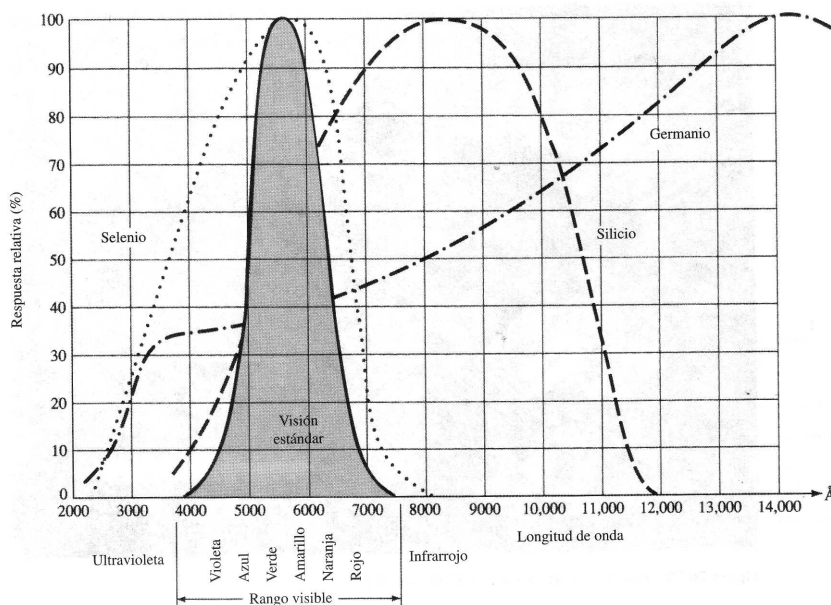


Figura 3.140: Distribución espectral de distintas fuentes de radiación óptica [3].

Para sensores de color, la luz incidente se hace pasar por un filtro rojo, azul o verde, antes de llegar al fotodiodo. El color se determina midiendo la fotocorriente generada por la luz que atraviesa cada filtro. El problema es que los filtros atenúan a la luz incidente.

Otro método consiste en emplear una ventana transparente y dos diodos p-i-n en cascada. La respuesta espectral de los diodos depende de la diferencia de potencial aplicada entre los extremos del conjunto; aplicando secuencialmente tres tensiones distintas, se detectan los tres colores básicos. Al igual que en otros dispositivos electrónicos, el ruido limita la mínima señal detectable por los fotodiodos. Si se considera el ruido como si fuera una señal debida a una radiación incidente, la potencia de la radiación necesaria para producir dicha señal se denomina potencia equivalente de ruido.

3.8.4. Fototransistores

El fototransistor es uno de los dispositivos electrónicos que se ocupan como sensores detectores, ya sea para lectoras de tarjetas perforadas, la circuitería lógica de computadoras, control de iluminación, indicadores de nivel y sistemas de conteo. En la figura 3.141(a), se muestra un ejemplo de dispositivo fototransistor [3].

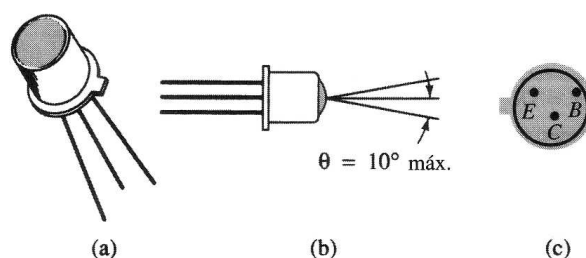


Figura 3.141: Dispositivo fototransistor [3].

El comportamiento fundamental de los dispositivos fotoeléctricos se presentó anteriormente con la descripción del fotodiodo. Esta discusión se extenderá ahora al fototransistor, que tiene una unión p-n colector-base fotosensible. La corriente inducida por el efecto fotoeléctrico es la corriente de base del transistor. Si asignamos la notación I_λ para la corriente de base fotoinducida, la corriente de colector resultante, de forma aproximada esta definida en la ecuación 3.71.

$$I_C \cong h_{fe} I_\lambda \quad (3.71)$$

Donde, I_C es la corriente del colector que es aproximadamente igual al producto de la ganancia del fototransistor (h_{fe}) por la corriente de base fotoinducida (I_λ). En la figura 3.142 se proporciona un conjunto de características representativas para un fototransistor, junto con la representación simbólica del dispositivo [3].

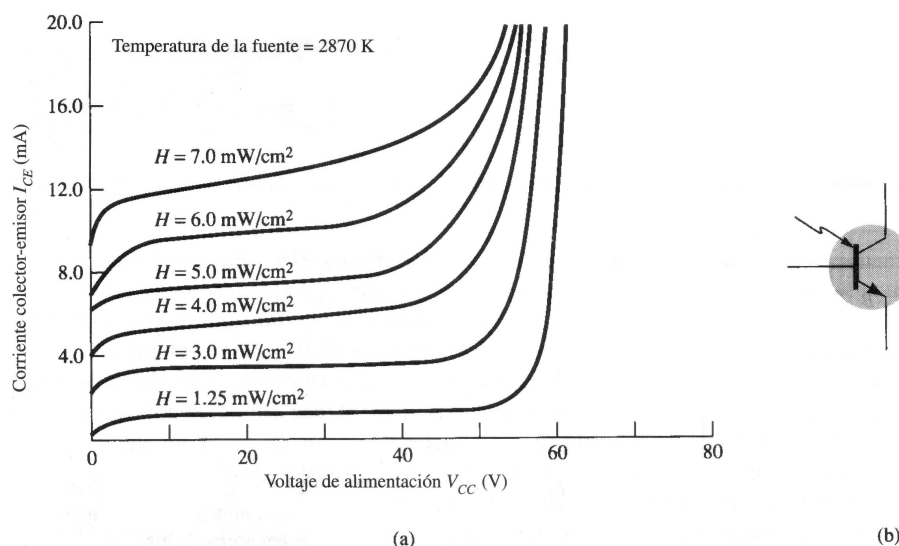


Figura 3.142: Curva característica de la corriente de colector y símbolo del fototransistor [3].

La figura 3.142(a) proporciona similitudes con las curvas del transistor bipolar típico. Como se espera, un incremento en la intensidad de la luz corresponde a un incremento de la corriente del colector. Las unidades de medida de intensidad de luz están en miliwatts por centímetro cuadrado (mW/cm^2), así en la figura 3.142(a) aparece una curva de la corriente de base en función de la densidad de flujo, así la curva represent un incremento exponencial en la corriente de base con l incremento en la densidad de flujo. En la figura 3.142(b) se proporciona un esquema del símbolo característico de un fototransistor con la identificación de terminales como se vio anteriormente en la figura 3.141(c) [3].

Los fototransistores no son sensibles a todo el espectro luminoso, sino solamente a luz cuya longitud de onda se encuentra en cierto rango permitido dentro de su cono de percepción llamado alineación angular (figura 3.141(b)), esta alineación angular esta predeterminada a un máximo de 10° desde el punto central del dispositivo. Esta alineación angular hace que el fototransistor sea más sensibles a longitudes de onda particulares, como se muestra figura 3.143 por el pico de la curva de respuesta espectral [3].

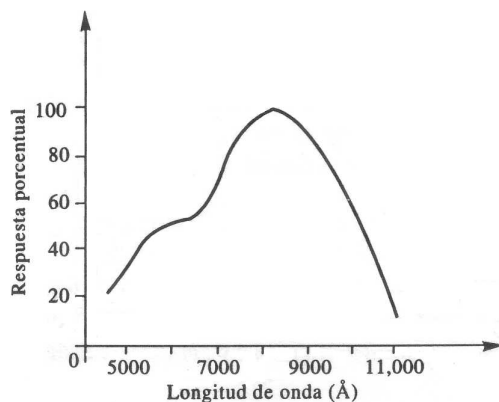


Figura 3.143: Respuesta espectral típica del fototransistor [3].

3.8.5. Rectificador controlado de silicio activado por luz (LASCR)

También llamado fototiristor o fotoSCR; son las siglas en inglés para Light Activated Silicon Controlled Rectifier (LASCR). En otras palabras, un LASCR es un rectificador controlado de silicio común con la característica de que su funcionamiento se ve afectado por la potencia en longitudes de onda efectiva (luz) que excita su union p-n.

En la figura 3.144(a) se muestra la construcción básica de un LASCR, donde se proporciona la terminal de compuerta para permitir el disparo del dispositivo usando los métodos Silicon Controlled Rectifier (SCR) (siglas en inglés) más comunes. Nótese también en la figura que la superficie de montaje para la configuración de silicio es la conexión del ánodo del dispositivo. En la figura 3.144(b) se proporcionan los símbolos gráficos empleados con frecuencia para el LASCR. Algunas de las aplicaciones del LASCR incluyen controles de luz ópticos, relevadores, control de fase, control de motor y una diversidad de aplicaciones de computadora [3].

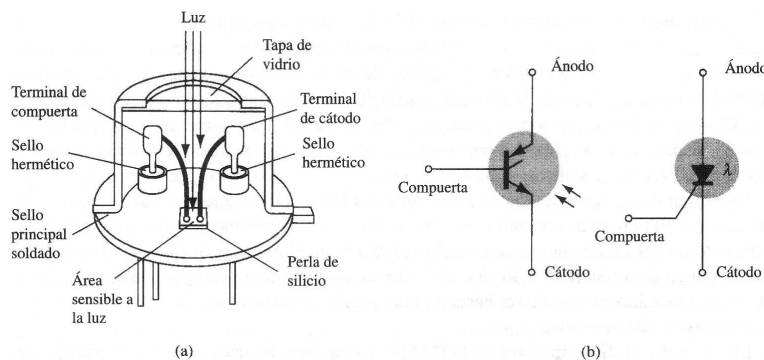


Figura 3.144: Construcción básica y símbolos de un LASCR [3].

Por su geometría, al igual que el rectificador de silicio común, el LASCR presenta dos capacitancias principales: la capacitancia ánodo-compuerta y la capacitancia compuerta-cátodo. Como en cualquier dispositivo semiconductor, la capacitancia es aproximadamente inversamente proporcional al cuadrado del voltaje, y en base a esta característica se obtienen otras como los tiempos de conmutación y las curvas de respuesta en frecuencia. El LASCR es en el fondo un diodo cuya polarización se ve impulsada por la presencia de luz en sus uniones. Por eso el análisis del funcionamiento básico se puede hacer mediante un gráfico que define el disparo o no disparo del LASCR según la potencia irradiada y la temperatura de trabajo de la unión.

En la figura 3.145(a) aparece la identificación de terminales del dispositivo y un LASCR típico. En la figura 3.145(b) se nota que el disparo no está exactamente definido para un valor de H específico, sino se define una región de no disparo, una región de posible disparo y una región de disparo seguro. De esta manera, de acuerdo a la temperatura de la unión se obtiene cuánta potencia es necesaria para disparar el LASCR. Es importante mencionar que esta curva difiere para distintos valores del voltaje de ánodo del rectificador, la curva mostrada es un ejemplo para una polarización de ánodo de 6V [3].

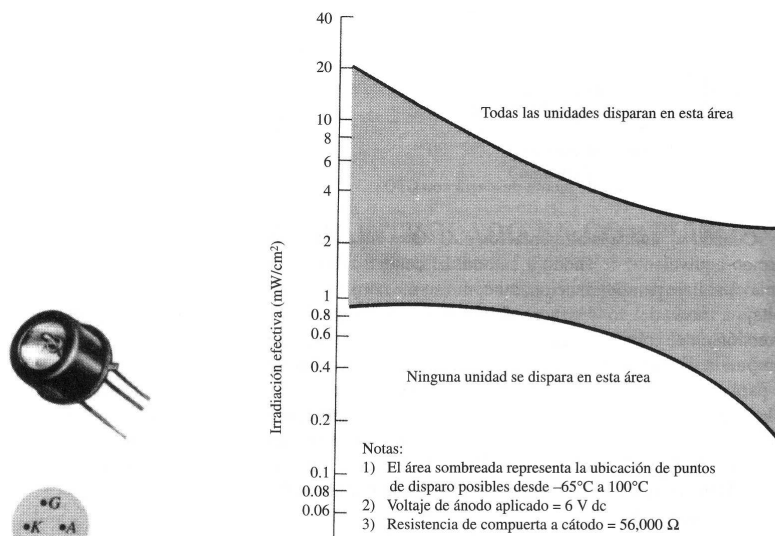


Figura 3.145: Características de disparo por luz del LASCR [3].

3.8.6. Aislador/Acoplador: Foco Incandescente y Celda Fotoconductiva

El aislador óptico de la figura 3.146 tiene un foco incandescente conectado en serie con un resistor de protección. Esta combinación en serie está conectada a través de un dispositivo piloto a una señal de 115 V. Si el dispositivo piloto está abierto, no habrá aplicación de potencia al foco incandescente, por lo que se extinguirá [12].

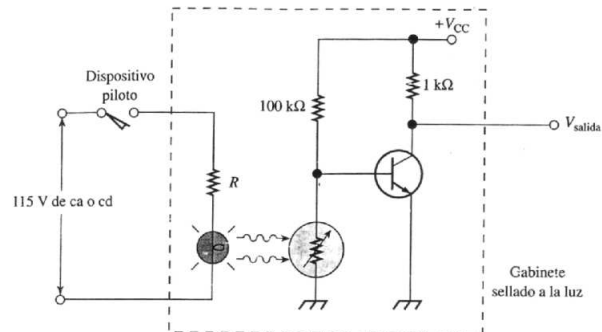


Figura 3.146: Optoacoplador sellado con foco incandescente y dispositivo LDR [12].

La celda fotoconductiva, aislada de la luz exterior, se irá a una resistencia muy alta, permitiendo la elevación de la señal de la base del transistor. El interruptor transistorizado se enciende, bajando a V_{salida} al voltaje de la tierra, es decir un 0 lógico.

Si se cierra el dispositivo piloto, se aplica potencia al foco, haciendo que brille. La resistencia de la celda fotoconductiva disminuye, llevando el voltaje de la base por debajo de 0.6 V. El transistor se apaga y permite que el colector se eleve a +V_{CC}, un 1 lógico. Por tanto, si hay una señal de entrada de 115 V, el circuito presentará un HI (high) lógico. Si no hay una señal de 115 V presente, el circuito presentará un LO (low) lógico.

El método de acoplamiento óptico es superior en muchas aplicaciones, pues elimina algunas de las características menos deseables de los relevadores y los transformadores. Los relevadores y los transformadores tienen ciertas limitaciones como acopladores y aisladores, principalmente:

1. Son bastante caros.
2. Son más voluminosos y pesados que los dispositivos ópticos.
3. Crean campos magnéticos y señales transitorias de conmutación que pueden ser la fuente de ruidos eléctricos problemáticos.
4. Los contactos de los relevadores pueden provocar chispas, que son muy indeseables en ciertas situaciones industriales.

El acoplador lógico funciona bien tanto con señales de alto voltaje de ca como de cd. Por esta razón, a los convertidores de señal que usan acoplamiento óptico se les llama a veces convertidores universales de señal.

3.8.7. Aislador/acoplador: diodo emisor de luz (LED) y fototransistor

En la figura 3.147 se muestra un aislador/acoplador óptico que usa un LED y un fototransistor en lugar de un foco incandescente y una celda fotoconductiva. Un LED es un diodo semiconductor que emite luz cuando lleva corriente con polarización en directa. El voltaje de ruptura de un LED es mayor a 0.6 V, ya que los no están hechos de silicio como los diodos rectificadores. Generalmente tienen voltajes de ruptura en directa del rango de 1.0 a 2.2 V [12].

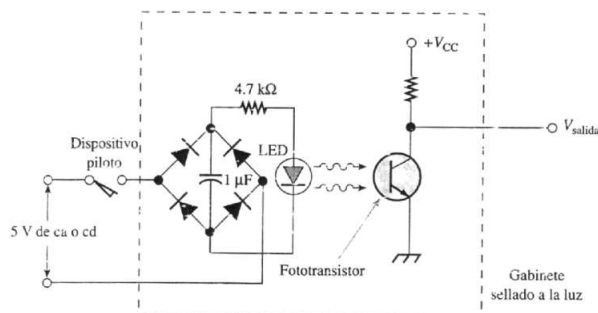


Figura 3.147: Optoacoplador sellado con LED y fototransistor [12].

También, los LED tienen voltajes de ruptura en inversa que son mucho más bajos que los de los diodos rectificadores de silicio. En la figura 3.148(a) se muestran las características de corriente y voltaje de un LED típico. En la figura 3.148(b) aparece la relación entre potencia luminosa de salida y corriente en directa para un LED en particular [12].

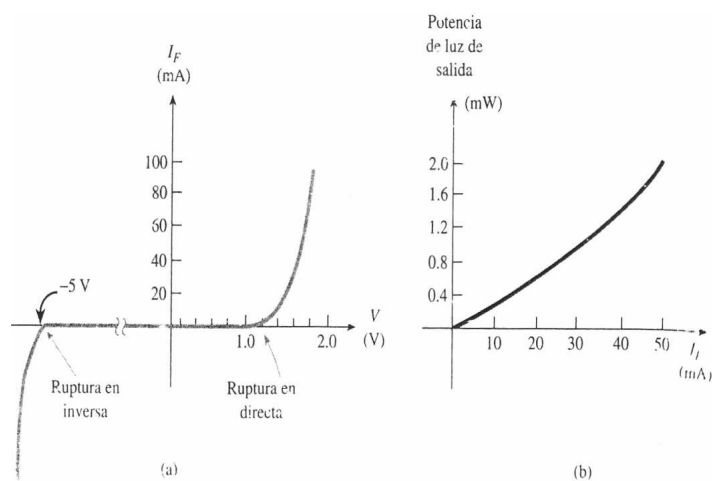


Figura 3.148: Curvas característica de corriente-voltaje y luz-corriente directa para un LED típico [12].

Un LED visible no es muy brillante en comparación con, por ejemplo, un foco de 6 V del número 44. Algunos LED ni siquiera emiten una luz visible, sino que emiten una luz infrarroja invisible al ojo humano. Por supuesto, tales LED deben usarse con fotodetectores sensibles a la radiación infrarroja. En los acopiadores ópticos comerciales, esta es la práctica común, ya que de todos modos no se requiere que un humano vea la luz. También, los LED infrarrojos son más eficientes que los LED visibles, pues convierten más de su energía eléctrica en luz¹ y menos en calor.

Un fototransistor es un transistor semiconductor que responde a la intensidad de la luz en su lente, en lugar de a su corriente de base. Los fototransistores pueden responder tanto a la luz incidente como a su corriente de base. El fototransistor de la figura 3.147 no tiene una conexión de base, por lo que responde únicamente a la luz. Las flechas onduladas que apuntan hacia la localidad de la base simbolizan que el transistor es un fototransistor.

Como se vio anteriormente, en la figura 3.142 se muestran las curvas características de un fototransistor típico. Note que la familia de curvas representa diferentes valores de densidad de potencia luminosa (el término formal es irradiación), no diferentes valores de corriente de base. Los fototransistores no tienen una respuesta tan lineal como la de los transistores de

¹Siendo estrictos, el término *luz* se refiere a la radiación electromagnética visible al ojo humano. La radiación infrarroja que es de una frecuencia demasiado baja para ser visible, no es luz en realidad. Sin embargo, el uso popular ha borrado esta distinción, y se escuchan frases como “luz infrarroja” y “luz ultravioleta”. Adoptaremos este uso menos riguroso del término *luz*, y nos referiremos a la radiación infrarroja como luz

3. Sensores y transductores

unión. Observe el espaciado inconsistente de las curvas, que indican una relación no lineal entre la corriente del colector y la intensidad de la luz. La combinación LED-fototransistor de la figura 3.147 tiene algunas ventajas importantes sobre la combinación Foco-Celda Fotoconduccion de la figura 3.146:

1. Un LED tiene una vida extremadamente grande en comparación con un foco de cualquier tipo. Un LED emitirá luz por siempre si se opera a la corriente correcta; un foco incandescente será bueno si dura 10,000 horas.
2. Un LED puede soportar las vibraciones y golpes mecánicos del ambiente industrial mucho mejor que un foco de filamento, proporcionando mayor confiabilidad.
3. El LED y el fototransistor tienen una respuesta más rápida que un foco y una celda fotoconduccion. Esto puede ser una ventaja para ciertas aplicaciones de conmutación de alta frecuencia.

Por supuesto, no hay razón por la que no se puedan combinar un LED con una celda fotoconduccion común, y a veces se hace. Sin embargo, generalmente una fuente de luz LED es combinada con un fototransistor detector de luz, dado el mejor apareamiento entre sus velocidades de operación y entre sus longitudes de onda de emisión y detección de luz.

3.8.8. Sensores de imagen

Existen dos tipos de sensores de imagen (CCD y Complementary Metal-Oxide Semiconductor (CMOS)), ambos son de silicio y son similares en cuanto a sensibilidad al espectro visible y cercanos al IR. Ambas tecnologías convierten la luz incidente (fotones) en carga electrónica (electrones) por el mismo proceso de foto-conversión. Ambas tecnologías pueden incorporar sensores "photogate" o "photodiode". Generalmente, los sensores "photodiode" son más sensibles, sobre todo a la luz azul. Pueden hacerse sensores de colores de la misma manera con ambas tecnologías; normalmente cubriendo cada pixel individualmente con un color de filtro (ejemplo: rojo, verde, azul).

3.8.8.1. Dispositivo de acoplado por carga (CCD)

La invención de los dispositivos de acoplamiento de carga fue anunciada por los Laboratorios Bell en 1970. Un CCD consiste en una serie de condensadores Metal-Oxide Semiconductor (MOS) monolíticos muy próximos donde se transfieren una señal analógica en forma de carga (un paquete) de un condensador a otro, a modo de registro de desplazamiento analógico. La carga se almacena y transfiere entre pozos de potencial en la interfase entre silicio y óxido de silicio, o cerca de ella, figura 3.149 [64].

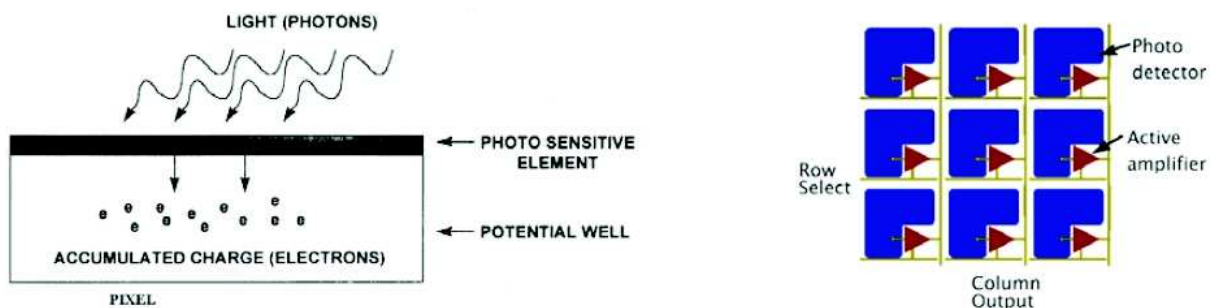


Figura 3.149: Fundamento de un dispositivo de acoplamiento de carga CCD [64].

Los pozos los forman condensadores MOS conectados a una señal de reloj polifásica. Las cargas transferidas son electrones ó agujero respectivamente, en dispositivo de canal "n" y de canal "p". Dichas cargas pueden ser inducidas eléctrica u ópticamente, actuando en este último caso el CCD como sensor óptico. Los canales se forman alterando selectivamente la conductividad del silicio mediante difusión o creciendo una capa "n" epitaxial sobre el sustrato "p".

Hay dos tipos de sensores de imagen CCD, el sensor de línea y el sensor de área.

Sensor de línea CCD: en un sensor de línea (figura 3.150) hay una línea de elementos sensores, denominados fotosites o pixels (picture elements), con un electrodo común denominado fotopuerta. Dichos elementos están separados unos de otros por una region tipo p de alta concentración, denominada barrera de canal. El número de pixels en los modelos comerciales estándar va de 128 a 6000. Los modelos a la medida, con varias líneas contiguas, tienen su máxima longitud limitada por la anchura de una oblea (unos 10cm), pero se pueden ensamblar varios dispositivos hasta alcanzar la longitud de pixels deseada. En algunos modelos hay sensores adicionales, protegidos de la luz externa por una metalización opaca, de aluminio, que ofrece un nivel de referencia. Otro modelo incluyen además células de referencia de blanco, que consisten en diodos de entrada que ofrecen una señal de salida del 70 % al 80 % del nivel de saturación. Estas señales de referencia son útiles para los circuitos externos de restauración del nivel de continua y control automático de ganancia. El tamaño de los pixels va desde $32\mu\text{m} \times 32\mu\text{m}$ hasta $7\mu\text{m} \times 7\mu\text{m}$ [64].

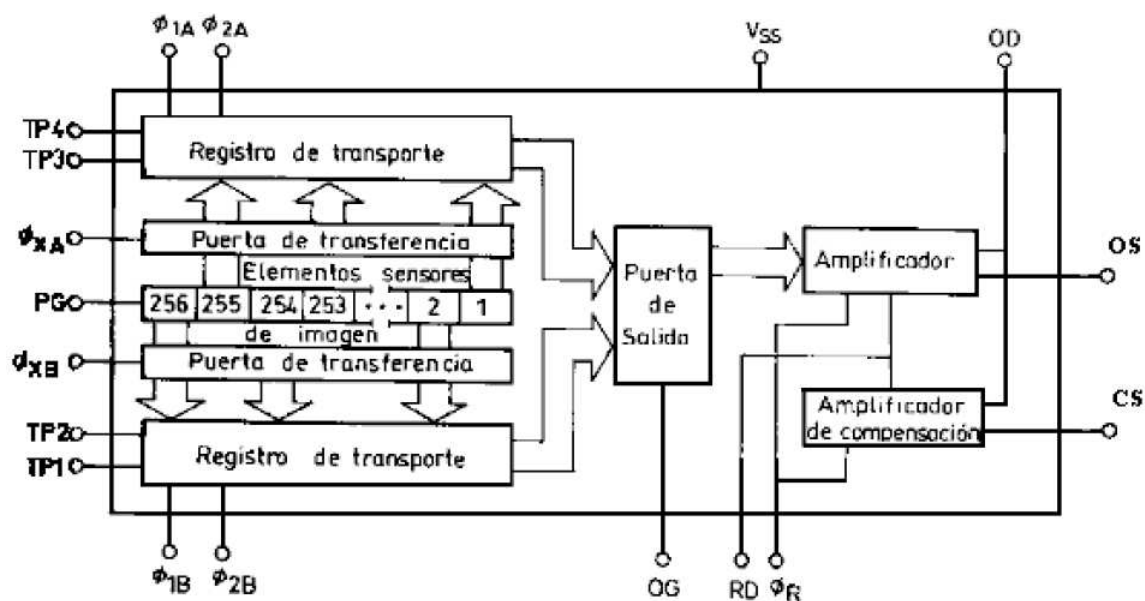


Figura 3.150: Diagrama de bloques de un sensor de línea CCD [64].

Junto a la línea de elementos sensores, hay una estructura denominada puerta de transferencia de carga, dispuesta en dos líneas, una a cada lado de la fila de sensores. Cuando la tensión de la puerta de transferencia es alta y la de la fotopuerta es baja, los paquetes de carga generados por los fotones, y acumulados en cada pixel cuando la tensión de la fotopuerta era alta, son transferidos al pozo de la puerta de transferencia de forma alternativa: los pixels impares a un lado y los pares al otro. Los paquetes de carga son transferidos luego desde la puerta de transferencia a los registros de transporte, y de ahí son desplazados uno tras otro hacia el amplificador de salida. La puerta de transferencia también controla el tiempo de integración. El uso de una puerta de transferencia evita que se emborrona la imagen; el emborronamiento es una limitación fundamental de los sensores CCD básicos y es debida a la capacitación de cargas espurias cuando, al ser transferidos los paquetes de carga, y la luz sigue incidiendo sobre los elementos sensores.

Las señales de reloj de reinicio y de transporte tienen fases complementarias, y ello, junto con la disposición geométrica de los registros de transporte, permite pasar alternativamente los paquetes de carga a la salida, restaurando así la secuencia de datos en la línea de imagen original. Algunos modelos incluyen dos registros CCD externos o un diodo periférico que reducen la corriente de ruido en la oscuridad en los registros internos. Los paquetes de cargas de salida son transportados a un diodo precargado, cuyo potencial cambia linealmente en respuesta a la cantidad de carga que se le entregue. Dicho potencial se aplica a la puerta de un transistor MOS de salida que ofrece una señal en forma de tren de pulsos de tensión. Un transistor de reinicio, activado por un reloj propio, recarga la capacidad del diodo de detección antes de que llegue el siguiente paquete. Un sensor de línea necesita señales de reloj por lo menos para la transferencia, transporte y reinicio.

Los principales parámetros de línea son: la resolución espacial, la sensibilidad, el margen dinámico y la velocidad de datos de salida. La resolución espacial describe la capacidad de distinguir dos puntos muy próximos en la imagen. Una imagen consiste en variaciones periódicas de intensidad que se pueden analizar en términos de componentes frecuenciales espaciales mediante el método de Fourier.

La sensibilidad es la tensión de salida obtenida por unidad de exposición para una radiación con contenido espectral determinado. Se expresa como cociente entre tensión y exposición. La exposición es el producto de la irradiancia y el tiempo de exposición, que es el tiempo entre los flancos descendentes de los impulsos cualesquiera del reloj de transferencia. La variación de la sensibilidad con la longitud de onda constituye la respuesta espectral, cuyo máximo es hacia los 800nm ; es más ancha que la del ojo humano.

El margen dinámico es el cociente entre la exposición de saturación y la exposición equivalente al ruido, en valor eficaz, que se define como el nivel de exposición que da una señal de salida cuyo valor eficaz es igual al de la salida obteniendo en condiciones de oscuridad. Los mejores modelos tienen un margen dinámico de 94dB.

La máxima temperatura de funcionamiento es de unos 70°C, y de 55°C en algunos casos. La temperatura mínima es de -25°C. La velocidad de datos de salida depende del número de terminales de salida que se tenga. A más de 10 Mhz hay dos salidas: una para los pixels pares y otra para los impares. La máxima frecuencia de salida es de 120 Mhz. La desventaja es una pérdida de información sobre la amplitud de la señal en los pixels sobresaturados. El deslumbramiento puede evitarse mediante un electrodo adicional junto a la fotopuerta y polarizando ambos aproximadamente a la misma tensión. El exceso de carga generado en los fotosensores se vierte en un suministro de electrones próximos a través de la barrera de dicho electrodo.

Sensor de área CCD: un sensor de área consiste en una matriz de fotosensores dispuestos con precisión en filas y columnas. Hay modelos con tamaños desde 192(H) por 165(V) hasta 4096(H) por 4096(V) (fabricados bajo pedido), y se investigan tamaños de hasta 5600 por 5600; varios modelos cumplen las normas requeridas por los diversos formatos de señal de TV. La transferencia de la imagen captada se puede hacer de varias maneras.

Transferencia entrelazada, cada columna de sensores se conecta a un registro de transporte vertical, y todos éstos desembocan en un registro de transporte horizontal. Acabado el tiempo de exposición, se transfieren primero todos los paquetes de carga de los pixels impares de cada fila al registro de transporte vertical, y de ahí al registro de transporte horizontal, línea a línea, donde se mueven en serie hacia el amplificador de salida. Después de la lectura del campo impar, se leen los pixels pares.

En el método transferencia cuadro a cuadro, hay un área de imagen y un área (CCD) de almacenamiento. Al acabar el tiempo de exposición, la señal de carga es transferida a la zona de almacenamiento, y de ahí a un registro serie conectado al amplificador de salida. El siguiente cuadro de información se detecta mientras se está leyendo el anterior.

Algunos sensores son sensibles al color gracias a unos filtros de color en tira laminada dispuestos sobre el área fotosensible, finamente alineados con las columnas de fotodetectores. De esta forma se separan las columnas en tres grupos, correspondientes a los colores rojo, verde y azul empleados en el filtro. Los sensores de imagen CCD se emplean en cámaras de TV de estado sólido y otros dispositivos de formación de imágenes que trabajen con radiación visible o infrarroja donde un sistema óptico enfoca la luz sobre el sensor. Una de las ventajas es su bajo consumo y que trabaja a baja tensión. Se utilizan por ejemplo, para inspección, medición, vigilancia, telecine, fotocopiadoras, facsímil, etc.

3.8.8.2. Semiconductor Complementario de Oxido Metálico (CMOS)

Los sensores de imagen CMOS (siglas en inglés) detectan la luz de la misma manera que los sensores CCD, pero desde el punto de vista de la detección, están mucho más avanzados que los CCD. Permiten la integración de toda la circuitería de control en el propio chip. El consumo es menor en los dos modos: trabajo y espera. Utilizan un bajo voltaje de alimentación. El costo es menor por el proceso de fabricación CMOS. El acceso aleatorio permite el “pan/zoom/windowing” electrónico. figura 3.151 [43].

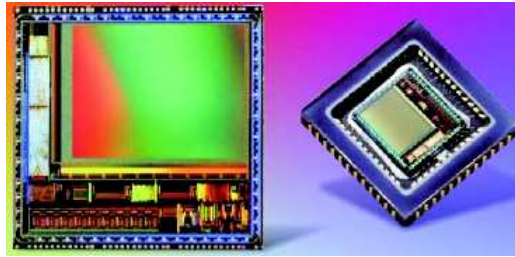


Figura 3.151: Diseño electrónico de un dispositivo de imagen CMOS [43].

3.9. Sensores de temperatura

3.9.1. Detectores termo-resistivos (RTD) o termoresistencias

Los detectores resistivos de temperatura o Resistance Temperature Detectors (RTD) (siglas en inglés) se basa en el principio donde la resistencia de todos los metales depende de la temperatura. La elección del platino en los RTD de máxima calidad permite realizar medidas más exactas y estables hasta una temperatura de aproximadamente 500°C. Los RTD más económicos utilizan níquel o aleaciones de níquel, pero no son tan estables ni lineales como los que emplean platino.

El símbolo general para estos dispositivos es el de la figura 3.152; la línea recta en diagonal sobre el resistor indica que varía de forma intrínseca lineal, y la anotación junto a dicha línea denota que la variación es debida a la temperatura y tiene coeficiente positivo [36].

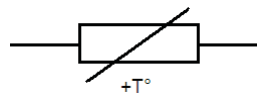


Figura 3.152: Símbolo general del RTD [36].

El RTD consiste en un arrollamiento de hilo muy fino del conductor adecuado, bobinado entre capas de material aislante y protegido con un revestimiento de vidrio o cerámica. El material que forma el conductor, se caracteriza por el “coeficiente de temperatura de resistencia”, este se expresa en un cambio de resistencia en ohmios del conductor por grado de temperatura a una temperatura específica. Para casi todos los materiales, el coeficiente de temperatura es positivo, pero para otros muchos el coeficiente es esencialmente constante en grandes posiciones de su gama útil. La relación entre estos factores, se puede ver en la ecuación 3.72 lineal siguiente:

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t) \quad (3.72)$$

Donde R_t es la resistencia en ohmios a t °C, R_0 es la resistencia en ohmios a 0°C y α es el coeficiente de temperatura de la resistencia.

En la figura 3.153 se dan las gráficas de resistencia contra temperatura para varios materiales comunes de RTD's en los cuales se manejan materiales como el Platino, Níquel y Cobre. El factor de resistencia en esta gráfica significa el factor por el cual la resistencia real es mayor que la resistencia de referencia a 0°F. Por ejemplo, un factor de 2 indica que la resistencia es el doble que cuando estaba a 0°F [36].

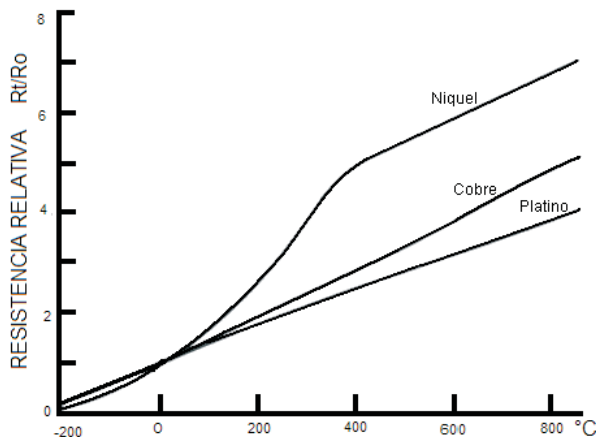


Figura 3.153: Curvas de resistencia contra temperatura [36].

3.9.1.1. Tipos de detectores termo-resistivos (RTD)

- **Platino (Pt):** Es el material más adecuado desde el punto de vista de precisión y estabilidad, pero presenta el inconveniente de su coste. En general la sonda de resistencia de Platino utilizada en la industria tiene una resistencia de 100Ω a 0°C, por esta razón, y por las ventajosas propiedades físicas del Platino fue elegido este RTD como patrón para la determinación de temperaturas entre los puntos fijos desde el punto del Oxígeno (O) de -183°C hasta el punto del Antimonio (Sb) de 630.5°C.

El valor elegido para R_0 es de 25.5Ω aproximadamente; la resistividad del platino aumenta aproximadamente 0.39 % de la resistividad a 0°C por grado de elevación de temperatura. A 100°C el valor de R_t será por consiguiente 35.5Ω, aumento de 0.1Ω por grado. El Platino se emplea mucho en los RTD industriales, en escala de temperatura aproximadamente -50°C hasta 550°C. Los arrollamientos están protegidos contra desperfectos por tubos de metal y dispuestos de manera que permiten rápido intercambio de calor en el arrollamiento y el medio en que está colocado el tubo esto se ve en la figura 3.154 [36].

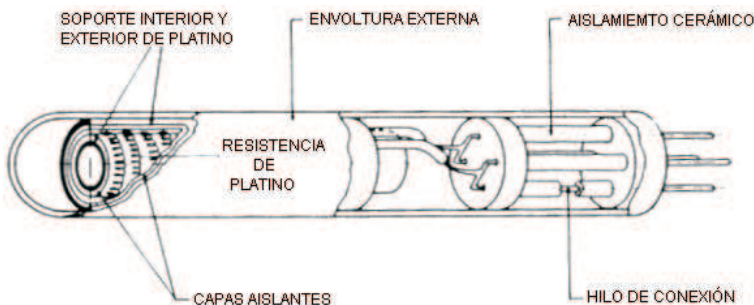


Figura 3.154: Sonda termométrica de platino (Pt) [36].

- **Níquel (Ni):** Es más barato que el de Pt y posee una resistencia más elevada con una mayor variación por grado, hay una falta de linealidad en su relación $R - T^{\circ}$, en el intervalo de temperatura de 0 a 100°C, la resistencia del Níquel aumenta en un 62 % mientras que el Platino solo aumenta en un 38 %. Sin embargo los problemas relativos a su oxidación u otro tipo de deterioro químico, limitan su utilización e incluso ponen en peligro la reproducibilidad de sus medidas. Otro problema añadido es la variación que experimenta su coeficiente de resistencia según los lotes fabricados.

Los termómetros de resistencia de níquel se usan mucho. Su intervalo de valor de R_0 es de 10Ω a 10000Ω ; los valores superiores se usan para eliminar el error debido a la variación de resistencia de conductores y contactos; particularmente en los circuitos en los que solo se emplean dos conductores. En la figura 3.155 se muestra como está constituido un RTD de níquel [36].

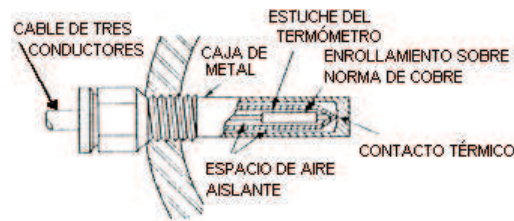


Figura 3.155: Termómetro de resistencia de níquel (Ni) [36].

- **Cobre (Cu):** El cobre tiene una variación de resistencia uniforme en el rango de temperatura cercano a la ambiente; es estable y barato, pero tiene el inconveniente de su baja resistividad, ya que hace que las variaciones relativas de resistencia sean menores que las de cualquier otro metal. Por otra parte sus características químicas lo hacen inutilizable por encima de los 180°C .
- **Tungsteno (W):** Tiene una sensibilidad térmica superior a la del platino, por encima de 100°C y se puede utilizar a temperaturas más altas, incluso con una linealidad superior. Asimismo se puede hacer hilo muy fino, de manera que se obtengan resistencias de valor elevado, pero como consecuencia de sus propiedades mecánicas su estabilidad es muy inferior a la del platino. Las técnicas actuales de fabricación de láminas delgadas por evaporación, serigrafía u otro procedimiento ligado a la microelectrónica permiten depositar en superficies muy pequeñas resistencias de los materiales indicados anteriormente y como se ve en la figura 3.156 [36].

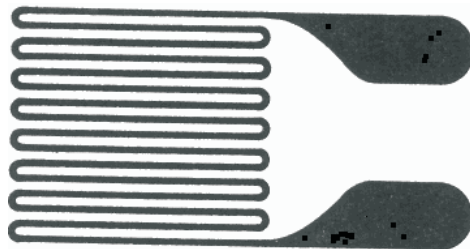


Figura 3.156: Resistencia metálica evaporada sobre una lámina aislante [36].

3.9.1.2. Métodos de medida

Para la determinación del valor de la resistencia, es de tipo metálico o semiconductor, se pueden utilizar tres tipos diferentes de montaje. El procedimiento más sensible y de mayor precisión es el de tipo potenciométrico que utiliza dos fuentes de alimentación de corriente estabilizada para alimentar las dos ramas del potenciómetro. En serie con la resistencia a determinar se conecta una resistencia de precisión conocida previamente. Este método es el más preciso de los que vamos a describir porque es un método de cero, con lo que la medida realizada elimina los errores que puedan introducir los conductores de conexión al sensor de platino, pero para ello es necesario que esta resistencia tenga conectados cuatro hilos, dos para la corriente y dos para la lectura de tensión, como se ve en la Figura 3.157 [36].

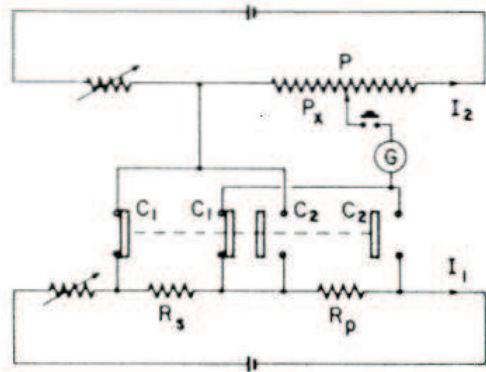


Figura 3.157: Método potenciométrico de medida de la resistencia R_s de un termómetro de Pt [36].

El segundo procedimiento para realizar esta medida, y también el que iría en segundo lugar en cuanto a precisión, sería el método de medida de resistencias con el puente de Wheastone, utilizando resistencias de dos, tres o cuatro hilos como se muestra a continuación:

Montaje de dos hilos: La sonda de resistencia se conecta a uno de los brazos del puente. Es el montaje más sencillo, pero presenta el inconveniente de que la resistencia de los hilos a y b de conexión de la sonda al puente varía cuando cambia la temperatura y esta variación falsea por los tanto la indicación de temperatura; aunque estos hilos sean de baja resistencia y esta sea conocida, las longitudes que puede haber en entre la sonda y el panel donde esté el instrumento receptor, añaden una gran resistencia al brazo de la sonda. figura 3.158(a) [36].

Montaje de tres hilos: Es el más utilizado en la práctica. En este circuito la sonda está conectada mediante tres hilos al puente. De este modo, la medida no es afectada por la longitud de los conductores ni por la temperatura ya que esta influye a la vez en dos brazos adyacentes del puente, siendo la única condición que la resistencia de los hilos a y b sea exactamente la misma. figura 3.158(b) [36].

Montaje de cuatro hilos: Se utiliza para obtener la mayor precisión posible en la medida como es el caso de calibración de patrones de resistencia en laboratorio. Se basa en efectuar dos mediciones de la resistencia de la sonda combinando las conexiones de modo tal que la sonda pase de un brazo del puente al adyacente. De este modo se compensan las resistencias desiguales de los hilos de conexión. figura 3.158(c) [36].

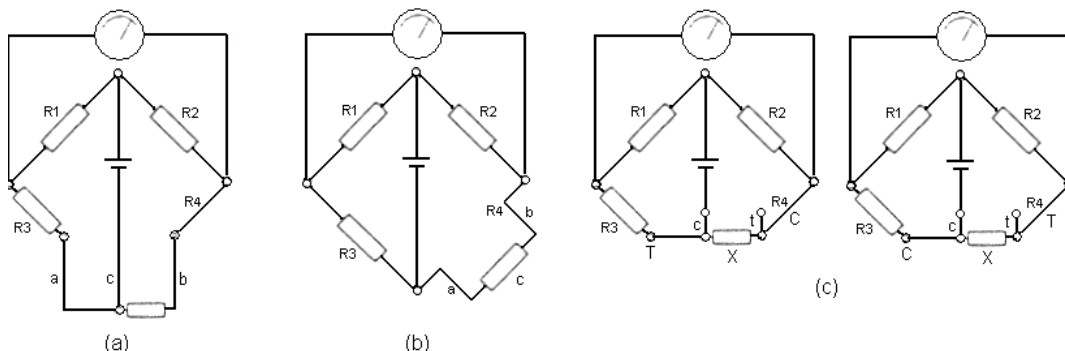


Figura 3.158: Montajes de dos, tres y cuatro líneas de RTD's en puente de Wheastone [36].

Finalmente, el procedimiento que más se utiliza, aunque su precisión dependa total y exclusivamente del aparato de medida, es la medida de la diferencia de potencial entre los extremos del sensor alimentado por una fuente de corriente constante. Este corresponde al método de las cuatro puntas de determinación de resistencias.

Muchos multímetros vienen preparados para la determinación de resistencias por este método o por el de dos puntas únicamente. También cabe indicar que hay numerosos multímetros que tienen incorporado en su sistema de medida de resistencias la posibilidad de que ésta se corresponda con un termómetro de platino, y por tanto, visualiza directamente los valores de la temperatura en la escala elegida.

3.9.2. Termistores

Los termistores, del inglés “thermistor” (Thermally Sensitive Resistor). Son resistores variables con la temperatura, pero no están basados en conductores como las RTD, sino en semiconductores. Los símbolos de los termistores son los de la figura 3.159 donde el trazo horizontal en el extremo de la línea inclinada indica que se trata de una variación no lineal [64].

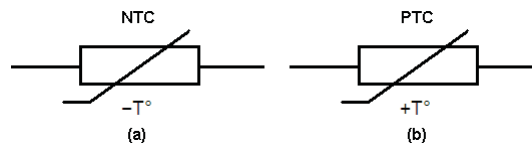


Figura 3.159: Símbolos de los termistores [64].

Si su coeficiente de temperatura es negativo se denomina NTC (Negative Temperature Coefficient) y su símbolo se muestra en la figura 3.159(a), mientras que si es positivo, se denominan PTC (Positive Temperature Coefficient) cuyo símbolo de ve en la figura 3.159(b). Los termistores se componen de una mezcla sintética de óxidos de metales, como manganeso, níquel, cobalto, cobre, hierro y uranio.

La principal característica de este tipo de resistencias es que tienen una sensibilidad del orden de diez veces mayor que las metálicas y se comportan de la siguiente manera:

NTC: A mayor temperatura menor resistencia.

PTC: A mayor temperatura, mayor resistencia.

En algunos casos, la resistencia de un termistor a temperatura ambiente puede disminuir hasta un 6% por cada 1°C que se eleve la temperatura. Dada esta alta sensibilidad al cambio de temperatura hacen al termistor muy conveniente para mediciones, control y compensar con precisión la temperatura. El uso de termistores está muy difundido en tales aplicaciones, en especial en el rango más bajo de temperatura de -100°C a 300°C.

Los termistores se componen de una mezcla sintética de óxidos de metales, como manganeso, níquel, cobalto, cobre, hierro y uranio. Su rango de resistencia va de 0.5Ω a 75Ω y están disponibles en una amplia gama de formas y tamaños. Los más pequeños son cuentas con un diámetro de 0.15mm a 1.25mm. Las cuentas se pueden colocar dentro de una barra de vidrio para formar sondas que son más fáciles de montar que las cuentas. Se hacen discos y arandelas presionando el material termistor en condiciones de alta presión en formas cilíndrica y plana con diámetros de 2.5mm a 25mm. Las arandelas se pueden apilar y conectar en serie o paralelo con el fin de incrementar la disipación de potencia.

Tres características importantes del termistor lo hacen extremadamente útil en aplicaciones de medición y control:

1. Resistencia-temperatura
2. Voltaje-corriente
3. Corriente-tiempo

3.9.2.1. Resistores NTC

Son resistencias de coeficiente de temperatura negativo o como lo indica su acrónimo en inglés Negative Temperature Coefficient (NTC), constituidas por un cuerpo semiconductor cuyo coeficiente de temperatura sea elevado, es decir, su conductividad crece muy rápidamente con la temperatura. Se emplean en su fabricación óxidos semiconductores de níquel, zinc, cobalto, etc.

3. Sensores y transductores

La relación entre la resistencia y la temperatura no es lineal sino exponencial (no cumple la ley de Ohm). Dicha relación se ve en la Ecuación 3.73 siguiente:

$$R_T = R_0 \cdot \exp^{\beta/T} = R_0 \cdot \exp^{\beta \left(\frac{1}{T_S} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (3.73)$$

donde:

- R_T : Resistencia en ohmios a la temperatura absoluta T_t .
- R_0 : Resistencia en ohmios a la temperatura absoluta de referencia T_0 .
- β : Constante dentro de un intervalo moderado de temperaturas.

β se puede calcular con la Ecuación 3.74

$$\beta = \ln \left(\frac{R_1 R_2}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \right) \quad (3.74)$$

Donde: T_1 y T_2 son temperaturas conocidas.

La curva de la figura 3.160 nos muestra en comportamiento de un resistor NTC con respecto a la relación temperatura contra resistencia. La característica tensión-intensidad (V/I) de un resistor NTC presenta un carácter peculiar, ya que cuando las corrientes que lo atraviesan son pequeñas, el consumo de potencia ($R \cdot I^2$) será demasiado pequeño para registrar aumentos apreciables de temperatura, o lo que es igual, descensos en su resistencia óhmica; en esta parte de la característica la relación tensión-intensidad será prácticamente lineal y en consecuencia cumplirá la ley de Ohm [60].

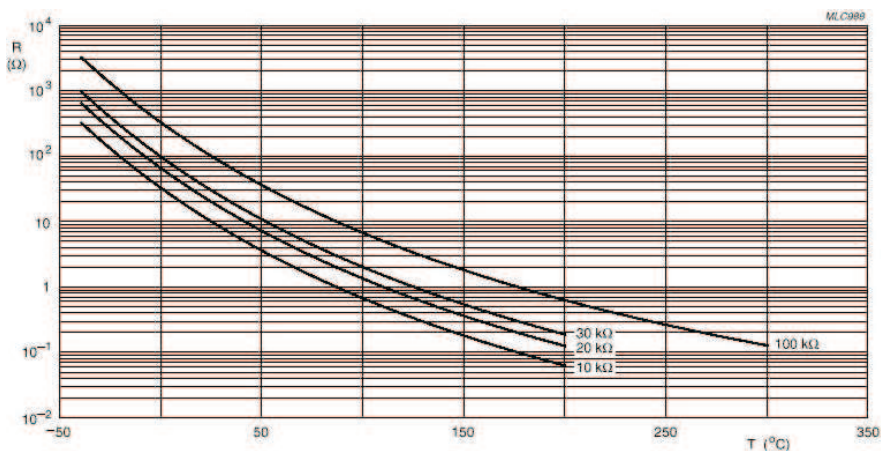


Figura 3.160: Curva de comportamiento de resistores NTC [60].

Si seguimos aumentando la tensión aplicada al termistor, se llegará a un valor de intensidad en que la potencia consumida provocará aumentos de temperatura suficientemente grandes como para que la resistencia del termistor NTC disminuya apreciablemente, incrementándose la intensidad hasta que se establezca el equilibrio térmico. Ahora nos encontramos pues, en una zona de resistencia negativa en la que las disminuciones de tensión corresponden a aumentos de intensidad, figura 3.161 [60].

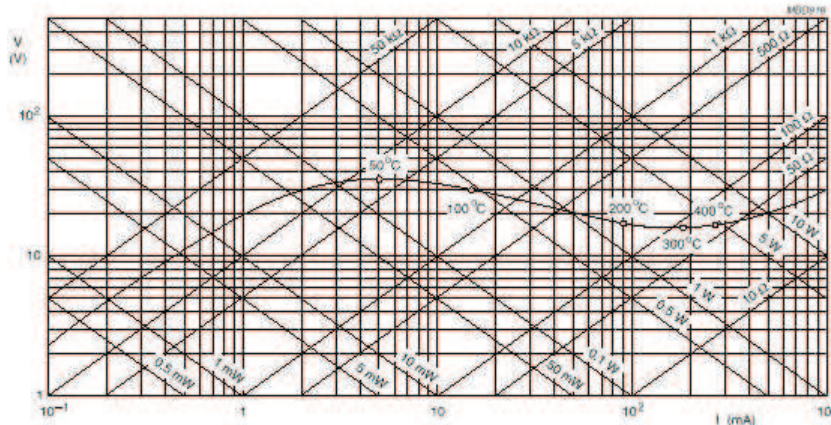


Figura 3.161: Curva de potencia del resistor NTC [60].

3.9.2.2. Resistores PTC

Los termistores con un coeficiente temperatura positivo o Positive Temperature Coefficient (PTC) (siglas en inglés), son resistencias que al aumentar la temperatura, aumentan la resistividad y con un valor alto para dicho coeficiente. Las diferencias con las NTC son:

1. El coeficiente de temperatura de un termistor PTC es único entre unos determinados márgenes de temperaturas. Fuera de estos márgenes, el coeficiente de temperatura es cero o negativo.
2. El valor absoluto del coeficiente de temperatura de los termistores PTC es mucho más alto que el de los termistores NTC.

Los termistores PTC se utilizan en una gran variedad de aplicaciones, incluyendo limitación de corrientes, como sensor de temperatura, para desmagnetización y para la protección contra el recalentamiento de equipos tales como motores eléctricos. También se utilizan en indicadores de nivel, para provocar retardo en circuitos, termostatos, y como resistores de compensación.

Los termistores PTC están fabricados con titanato de bario (BaTiO_3), usando un método similar al que se utilizó en la preparación de los termistores NTC, utilizando soluciones sólidas de BaTiO_3 . Electrones extras son aportados al dopar el material con iones con una valencia diferente. El uso de estos compuestos permite dos las alternativas para la preparación:

1. La sustitución de iones trivalentes tales como La^{3+} o Bi^{3+}
2. La sustitución de iones pentavalentes tales como Sb^{5+} o Nb^{5+} .

Ambos métodos dan resultados idénticos. Si la preparación se hacía con la ausencia de oxígeno, estos semiconductores se obtenían con un bajo coeficiente de temperatura de resistencia. Un valor alto de este coeficiente se obtiene elevando rápidamente las muestras de cerámica a una temperatura alta en una atmósfera rica de oxígeno. Este se logra al penetrar el oxígeno en los poros del cristal durante el periodo de enfriamiento al proceso de descarga.

Los átomos de oxígeno que se han absorbido sobre los superficies de cristal atraen a los electrones a una zona delgada del cristal semiconductor. Esto hace que se formen unas barreras de potencial eléctrico que consisten en una superficie de carga negativa con, (sobre ambos lados), capas delgadas que tienen una carga positiva (huecos), como resultado ahora, de la descompensación por el dopaje con iones. Estas barreras provocan una resistencia extra al termistor, expuesto por la ecuación: 3.75

$$Rb\alpha = \frac{\exp(e \cdot V_b / KT)}{a} \quad (3.75)$$

3. Sensores y transductores

(\propto = directamente proporcional a)

Donde **a** representa el tamaño de los cristales, y así $1/a$ es el número de barreras por unidad de longitud del termistor, y **Vb** representa el potencial de las barreras. Como **Vb** es inversamente proporcional al valor de la constante dieléctrica de los cristales, **Rb** es sumamente sensible a las variaciones de dicha constante dieléctrica. Tal variación en la constante dieléctrica es una propiedad especial de materiales que tienen una naturaleza ferroeléctrica como es el caso en el compuesto titanato de bario (BaTiO_3) y sus soluciones sólidas. Si por su ferroelectricidad la temperatura de Curie θ es sobrepasada, la constante dieléctrica relativa ϵ_r disminuye con el aumento de la temperatura según la siguiente relación mostrada en la ecuación: 3.76

$$\epsilon_r = \frac{C}{T - \theta} \quad (3.76)$$

Donde **C** tiene un valor aproximado de 105K. Como resultado, la resistividad aumenta fuertemente al subir la temperatura de Curie θ .

Más allá de la temperatura de Curie, las barreras son débiles o no existen, debido por un lado a los altos valores de la constante dieléctrica del BaTiO_3 en esas zonas, y por otro lado al resultado de la polarización espontánea de los cristales para poder compensar los intercambios de la zona de unión. Los electrones son capturados en la zona de unión y gradualmente liberados en proporción al aumento de la temperatura del termistor PTC con el respecto a su temperatura de conmutación, ocasionando una disminución de las barreras de potencial.

Esto significa que el termistor PTC pierde sus propiedades y puede comportarse eventualmente de una forma similar al termistor NTC si la temperatura llega a ser demasiado alta. Las aplicaciones de un termistor PTC están, por lo tanto, restringidas a un determinado margen de temperaturas como se ve en la figura 3.162 [60].

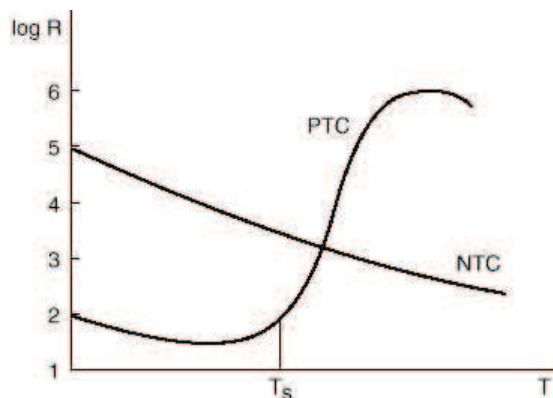


Figura 3.162: Comparación de curvas características resistencia/temperatura entre termistores PTC y NTC [60].

Debido al efecto producido en el cristal por la zona de unión el termistor PTC aparece una resistencia extra **Rb** que se puede evitar colocando un condensador en paralelo con una capacidad alta **Cb**. Esto nos lleva a una dependencia de nuestra impedancia **Zb** con la frecuencia hasta 5 MHz.

Los termistores se conectan a puentes de Wheatstone convencionales o a otros circuitos de medida de resistencia. En intervalos amplios de temperatura, los termistores tienen características no lineales. Al tener un alto coeficiente de temperatura poseen una mayor sensibilidad que los que vimos anteriormente y permiten incluso intervalos de medida de 1°C (span). Su tiempo de respuesta depende de la capacidad térmica y de la masa del termistor variando de fracciones de segundo a minutos.

3.9.3. Termopares o termocuplas

El dispositivo más común para la medición de temperaturas de procesos industriales es el termopar o termocupla. Un termopar es un sensor de temperatura, que suministra una señal de tensión eléctrica, que depende directamente de la tempera-

tura, sin energía adicional auxiliar, a causa de sus características termoeléctricas. Un ejemplo claro de un termopar es el que se muestra en la Figura 3.163(a) [60].

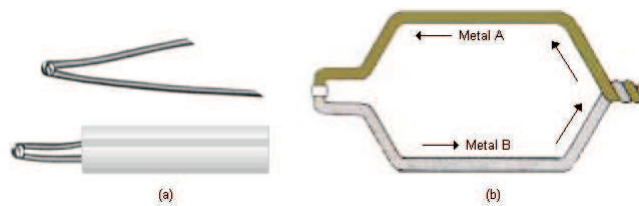


Figura 3.163: Termopar o termocupla y diseño esquemático [69].

Un termopar es un par de alambres de metales diferentes unidos en una malla completa, como se muestra en la Figura 3.163(b) [60].

Su funcionamiento se basa en los siguientes efectos:

- **Efecto Peltier:** Descubierta por Jean C. A. Peltier; provoca la liberación o absorción de calor en la unión de dos metales diferentes cuando una corriente circula a través de la unión.
- **Efecto Thompson:** William Thompson (Lord Kelvin) descubrió que hay liberación o absorción de calor cuando una corriente circula a través de un metal homogéneo en el que existe un gradiente de temperatura o sea temperatura no homogénea. El calor liberado es proporcional a la corriente y por ello cambia de signo al hacerlo en sentido de la corriente. Se absorbe calor si la corriente y la temperatura van en direcciones opuestas y se libera si fluyen en la misma dirección.

La combinación de los dos efectos Peltier y Thompson, es la causa de la circulación de corriente al cerrar el circuito en el termopar. Esta corriente puede calentar el termopar y afectar la precisión en la medida de la temperatura, por lo que durante la medición debe hacerse mínimo su valor.

- **Efecto Seebeck:** En 1821 lo descubre el físico alemán Thomas Johann Seebeck (1770-1831), quien hizo circular una corriente eléctrica en un circuito formado por dos metales distintos y cuyas uniones se mantienen a diferente temperatura. Si se colocan en un gradiente de temperatura se manifiesta un flujo de calor y un flujo de electrones; conocido como *Corriente Seebeck*; es decir la fuerza electromotriz es proporcional a la temperatura alcanzada por la unión térmica a si mismo si se resta el calentamiento óhmico, que es proporcional al cuadrado de la corriente, queda un remanente de temperatura que en un sentido de circulación de la corriente es positivo y negativo en el sentido contrario. El efecto depende de los metales que forman la unión. La FEM que genera la corriente se conoce como fuerza electromotriz de termopar o Tensión Seebeck. El coeficiente Seebeck (S) se define como la derivada de la tensión (E) con respecto a la Temperatura (T) y está dada por la expresión 3.77:

$$S = \frac{dE}{dT} \quad (3.77)$$

Los alambres distintos tienen dos puntos de unión, uno en cada extremo de la malla. Una unión, llamada unión caliente, es sujeta a una alta temperatura. La otra unión, llamada unión fría, es sujeta a baja temperatura. Al hacer esto, se crea un pequeño voltaje neto en la malla. Este voltaje es proporcional a la diferencia entre las dos temperaturas de las uniones.

Estudios realizados sobre el comportamiento de termopares han permitido establecer tres leyes fundamentales:

1. **Ley del circuito homogéneo.** En un conductor metálico homogéneo no puede sostenerse la circulación de una corriente eléctrica por la aplicación exclusiva de calor.
2. **Ley de metales intermedios.** Si en un circuito de varios conductores la temperatura es uniforme desde un punto de soldadura A a otro punto B, la suma algebraica de todas las fuerzas electromotrices es totalmente independiente de los conductores metálicos intermedios y es la misma que si se pusieran en contacto directo A y B.

3. Sensores y transductores

3. **Ley de las temperaturas sucesivas.** La Fuerza Electro-Motriz (FEM) generada por un termopar con sus uniones a las temperaturas T_1 T_3 es la suma algebraica de la FEM del termopar con sus uniones a T_1 T_2 de la FEM del mismo termopar con sus uniones a las temperaturas T_2 T_3 . Por estas leyes se hace evidente que en el circuito se desarrolla una pequeña tensión continua proporcional a la temperatura de la unión de medida, siempre que haya una diferencia de temperaturas con la unión de referencia. Los valores de esta FEM están tabulados en tablas de conversión con la unión de referencia a 0°C las cuales son funciones polinómicas que se pueden utilizar en lugar de las tablas para saber el valor en voltaje que entregar un termopar dependiendo de la temperatura.

Por estas leyes se hace evidente que en el circuito se desarrolla una pequeña tensión continua proporcional a la temperatura de la unión de medida, siempre que haya una diferencia de temperaturas con la unión de referencia.

3.9.3.1. Códigos de color de los termopares

El alambrado de los termopares esta codificado dependiendo del tipo de termopar. Muchos países utilizan códigos de colores diferentes. Los códigos más comunes son mostrados en la figura 3.164 [54].

Termopar	Combinación de la aleación		Códigos de colores					Límite de error	
	PAR+	PAR-	EE.UU. (ANSI MC-90.1)	Internacional (IEC 584-2)	BS (BS43)	DIN (DIN 43710)	JIS (JIS C1610-1901)	Estándar	Especial
J	Hierro Fe	Constantan Cobre-Níquel Cu - Ni						2.2°C o 0.75%	1.1°C o 0.4%
K	Chromel Níquel-Cromo Ni-Cr	Alumel Níquel-Alum Ni-Al						2.2°C o 0.75%	1.1°C o 0.4%
W*X	Cobre Cu	Constantan Cobre-Níquel Cu - Ni							
T	Cobre Cu	Constantan Cobre-Níquel Cu - Ni						1.0°C o 0.75%	0.5°C o 0.4%
E	Chromel Níquel-Cromo Ni-Cr	Constantan Cobre-Níquel Cu - Ni						1.7°C o 0.5%	1.0°C o 0.4%
N	Nicrosil Ni-Cr-Si	Nisil Ni-Si-Mg						2.2°C o 0.75%	1.1°C o 0.4%
R	Platino 87% Rhodio 13%	Platino Pt						1.5°C o 0.25%	0.6°C o 0.1%
S	Platino 90% Rhodio 10%	Platino Pt						1.5°C o 0.25%	0.6°C o 0.1%
B	Platino 70% Rhodio 30%	Platino 94% Rhodio 6%			Usa cable de cobre			0.5% 800°C	No Estabilizado

Figura 3.164: Código de colores (internacional) para hilos y cables de compensación y extensión [54].

3.9.3.2. Tipos de termopares

Cada termopar tiene un determinado uso para el que fue diseñado, la gran mayoría de ellos poseen especificaciones de uso para todo tipo de aplicaciones; desde su uso práctico hasta los de uso industrial. Para escoger los materiales que forman el termopar se deben tomar en cuenta algunos factores que garanticen su mantenimiento, comercialización y duración; dentro de esos materiales se encuentran algunas aleaciones metálicas especiales que describiremos a continuación:

Constantán (CuNi): Cobre (Cu) al 55 % y Níquel (Ni) al 45 %.

Cromel (NiCr): Níquel (Ni) al 90 % y Cromo (Cr) al 10 %.

Alumel (NiMnSiAl): Níquel (Ni) al 95 %, Manganeso (Mn) al 2 %, Silicio (Si) al 1 % y Aluminio (Al) al 2 %.

Nicrosil (NiCrSi): Níquel (Ni) al 84.40 %, Cromo (Cr) al 14.20 % y Silicio (Si) al 1,40 %.

Nisil (NiSiMg): Níquel (Ni) al 95,45 % con Silicio (Si) al 4.40 % y Magnesio (Mg) al 0.15 %.

De esta forma se han desarrollado los siguientes tipos:

Termopares Básicos: Los metales y aleaciones utilizadas son de bajo costo y son los mas utilizados industrialmente, dado que las aplicaciones admiten un margen de error alto.

- **Tipo J (Hierro - Constantán):** Nomenclatura adoptada por la norma ANSI. La combinación utilizada es Hierro (Fe) al 99,5 % que es electropositivo y Constantán (CuNi) que es electronegativo. El rango de utilización va desde los -210°C a los 760°C . La FEM va desde $-8,096\text{mV}$ hasta $+42,922\text{mV}$. Son recomendables para usarse en atmósferas donde existe deficiencia de oxígeno libre. Se utiliza en centrales de energía, metalúrgica, química, petroquímica etc. Tiene un costo muy bajo y esto permite que su utilización sea generalizada. En la norma DIN 43710, este termopar es de Tipo L [61].
- **Tipo K (Chromel - Alumel):** Nomenclatura adoptada por la norma ANSI. Es una combinación de Chromel (NiCr) que es electropositivo y Alumel (NiMnSiAl) que es electronegativo. El rango de utilización va desde los -270°C a los $+1260^{\circ}\text{C}$ ya que el níquel lo hace resistente a la oxidación. La FEM producida es de $-6,458\text{mV}$ a $+50,99\text{mV}$. Se les utiliza con mucha frecuencia en los hornos de tratamientos térmicos, metalúrgicas, fundición, cemento y cal, vidrios, cerámicas, etc. Su costo es considerable lo que limita su utilización.
- **Tipo N (Nicrosil - Nisil):** Nomenclatura adoptada por la norma ANSI. Es una combinación de Nicrosil (NiCrSi) que es electropositivo y Nisil (NiSiMg) que es electronegativo. El rango de utilización va desde los -270°C a los $+1300^{\circ}\text{C}$ ya que el níquel lo hace resistente a la oxidación. La FEM producida es de $-4,345\text{mV}$ a $+50,99\text{mV}$. Se les utiliza con mucha frecuencia en los hornos de tratamientos térmicos, metalúrgicas, fundición, cemento y cal, vidrios, cerámicas, etc. Su costo es considerable lo que limita su utilización.
- **Tipo E (Chromel - Constantán):** Nomenclatura adoptada por la norma ANSI. Es una combinación de Chromel (NiCr) que es electropositivo y Constantán (CuNi) que es electronegativo. El rango de utilización va desde los -270°C a los $+1000^{\circ}\text{C}$. La FEM producida es de $-9,835\text{mV}$ a $+76,373\text{mV}$. Se emplean primordialmente en atmósferas oxidantes, las mas comunes son química y petroquímica.
- **Tipo T (Cobre - Constantán):** La nomenclatura T está adoptada por la norma ANSI. Los conductores son de Cobre (Cu) al 100 % y que es electropositivo y Constantán (CuNi) que es electronegativo. El rango de utilización va desde -270°C hasta $+379^{\circ}\text{C}$ ya que el cobre se oxida violentamente a partir de los 400°C . Produce una FEM de $-6,258\text{mV}$ a $20,872\text{mV}$. Las aplicaciones mas comunes son en criometría, industrias de refrigeración, investigaciones agronómicas y ambientales, química y petroquímica. Tiene un costo relativamente bajo y pueden ser usados en atmósferas reductoras y oxidantes. En la norma DIN 43710, este termopar es de Tipo U [61].

Termopares Nobles: Son aquellos que utilizan platino en su composición. Por supuesto, su costo es elevado y exigen instrumentos de alta sensibilidad. Debido a su baja potencia termoeléctrica presentan altas precisiones.

- **Tipo S (Platino/Rhodio - Platino):** Nomenclatura adoptada por la norma ANSI. Es una combinación de Platino (Pt) al 90 % con Rhodio (Rh) al 10 % y que es la parte electropositiva y Platino (Pt) al 100 % que es la parte electronegativa. El rango de utilización va desde los -50°C a los $+1768^{\circ}\text{C}$, no puede usarse a temperaturas elevadas porque los metales no son de alta pureza produciendo alteraciones de la lectura a partir de los 1000°C en adelante. La FEM producida es de 0.236mV a $18,693\text{mV}$. Aplicaciones: metalúrgicas, fundición, cemento y cal, vidrios, cerámicas, etc. Entre 1200°C y 1600°C , en algunos casos se utilizan sensores descartables.
- **Tipo R (Platino/Rhodio - Platino):** Nomenclatura adoptada por la norma ANSI. Es una combinación de Platino (Pt) al 87 % con Rhodio (Rh) al 13 % y que es la parte electropositiva y Platino (Pt) al 100 % que es la parte electronegativa. El rango de utilización va desde los -50°C a los $+1768^{\circ}\text{C}$ si se utilizan las precauciones debidas. La FEM producida es de 0.226mV a $21,101\text{mV}$. Son muy resistentes a la oxidación pero no se aconseja su aplicación en atmósferas reductoras por su fácil contaminación con el hidrógeno y nitrógeno que modifican la respuesta del instrumento. Tiene aplicaciones metalúrgicas, fundición, cemento y cal, vidrios, cerámicas, etc.

- **Tipo B (Platino/Rhodio - Platino/Rhodio):** Nomenclatura adoptada por la norma ANSI. Es una combinación de Platino (Pt) al 70.4 % con Rhodio (Rh) al 29.6 % en el alambre electropositivo y Platino (Pt) al 93.9 % con Rhodio al 6.1 % en el alambre electronegativo. El rango de utilización va desde los 0°C a los +1820°C. La FEM producida es de 0.000mV a 13,820mV. Tiene aplicaciones en altas temperaturas en general.

En la figura 3.165 siguiente se muestran algunas curvas del comportamiento característico de los termopares que están dentro de la nomenclatura ANSI que se describieron. Las curvas mostrarán una relación entre la temperatura en °C y la FEM en μV de cada termocupla (TC) o termopar [61].

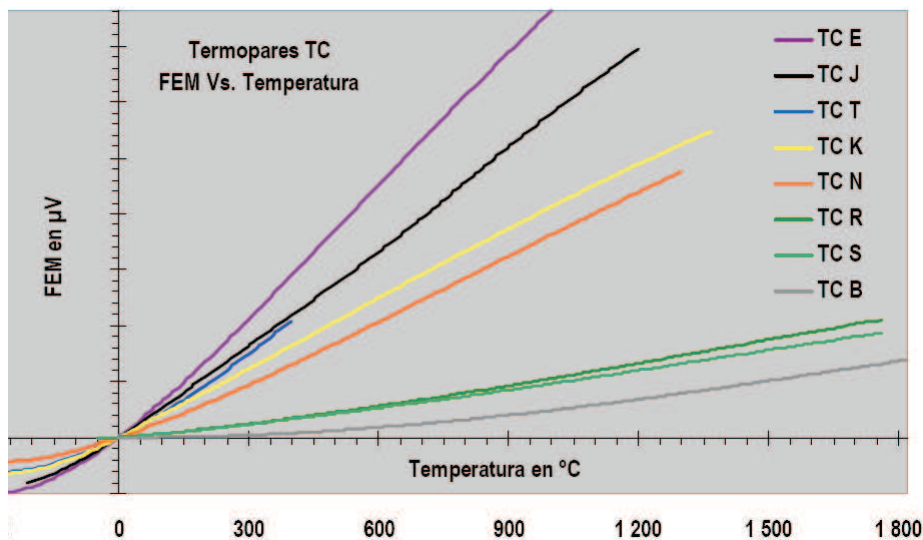


Figura 3.165: Curvas de comportamiento de los diferentes tipos de termopares [61].

Termopares Especiales: A lo largo de los años, se han desarrollado diferentes tipos de termopares con alguna característica útil para alguna aplicación en particular.

- **Tipo C (Tungsteno/Rhenio - Tungsteno/Rhenio):** Nomenclatura adoptada por la norma ANSI. Termopar que esta formado de Tungsteno (W) al 26 % con Rhenio (Re) al 74 % en el alambre electropositivo y Tungsteno (W) al 5 % con Rhenio (Re) al 95 % en el alambre electronegativo. Puede ser utilizado en forma continua hasta 2300°C y por periodos cortos hasta 2750°C. Fue recientemente creado y tiene datos normalizados de temperatura de 0°C a 2300°C y voltaje máximo de 37mV. Puede medir temperaturas de hasta 2000°C, el oxígeno y los cambios bruscos de temperaturas destruyen al termopar. Funcionan perfectamente en atmósferas reductoras e inertes si se los protege con funda cerámicas.
- **Tungsteno/Renio - Tungsteno** Termopar formado de Tungsteno (W) al 26 % con Rhenio (Re) al 74 % en el alambre electropositivo y Tungsteno (W) al 100 % en el alambre electronegativo. Tiene igual utilización que el Tipo C con la única diferencia que genera mayor mili voltaje por grado.
- **Iridio - Rhodio/Iridio:** Utilizados por periodos limitados hasta un máximo de 2000°C. Su uso es recomendable en atmósferas oxidantes que contienen oxígeno libre. El Hidrógeno produce alteraciones permanentes en el termopar, reduciendo además su vida útil.
- **Molibdeno - Rhenio:** Fue desarrollado recientemente y se utiliza para temperaturas inferiores a los 1650°C. Se recomienda usarlos en atmósferas inertes, reductoras o vacío ya que el oxígeno destruye al termopar.

3.9.4. Diodos para medir temperatura

Un diodo de silicio ordinario es sensible a la temperatura. Para una corriente constante, su voltaje en directa de ánodo a cátodo varía de manera inversa a la temperatura. La respuesta de temperatura de un diodo típico se muestra en la figura 3.166(a) [12].

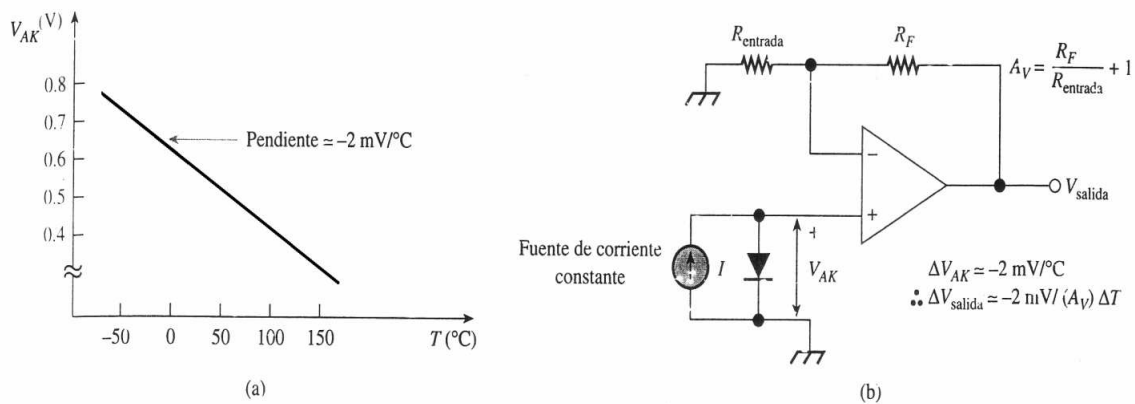


Figura 3.166: Gráfica característica de voltaje contra temperatura y amplificador operacional [12].

Esta dependencia de la temperatura puede usarse para medir el cambio de la temperatura de un medio conteniendo el diodo, o de un dispositivo que está en contacto térmico, con el diodo. En la figura 3.166(b) se muestra el enfoque del circuito general. Instalando un circuito de compensación del amplificador operacional adecuado, es posible hacer que $T = 0^\circ\text{C}$ corresponda a $V_{salida} = 0\text{ V}$. Entonces la expresión “cambio” de la relación voltaje temperatura dada en la figura 3.166(b) se vuelve la expresión absoluta de la ecuación 3.78 [12].

$$V_{salida} = -2mV(A_V)T \tag{3.78}$$

También pueden usarse otros dispositivos de estado sólido como elementos sensores de temperatura. La desventaja universal de este método es la inevitable inestabilidad de lote de cualquier dispositivo de estado sólido. Por tanto, la medición de temperatura mediante dispositivos de estado sólido es más aplicable a la detección de límites de temperatura que a la medición exacta.

3.9.5. Circuitos integrados lineales para medir temperatura

En general, estos dispositivos se comercializan en encapsulados de dos o tres terminales, con alimentaciones en el rango de $5V_{CC} - 30V_{CC}$. La salida que suministran es proporcional a la temperatura. La figura 3.167 muestra un ejemplo de estos circuitos (modelado por una fuente de corriente), con un coeficiente de corriente de $1\mu\text{A}/^\circ\text{C}$ [88].

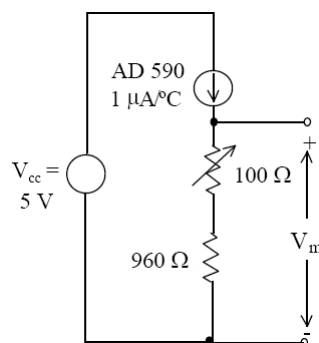


Figura 3.167: Configuración de medida con circuito integrado lineal detector de temperatura [88].

Como la corriente por el AD590 es nula a 0°C , también lo es la salida V_m . El potenciómetro se ajusta para conseguir un coeficiente de tensión de salida de $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. La salida normalmente se transfiere a un circuito aislador para evitar los efectos de carga.

3. Sensores y transductores

El rango de funcionamiento abarca desde -50°C a 150°C y se emplean en aplicaciones donde la temperatura varía en un rango menor que los RTD's. A su linealidad se deben añadir como ventajas su pequeño coste, precisión a temperatura ambiente, su salida de tensión apreciable y el pequeño autocalentamiento. Esto último es consecuencia de su reducido consumo de potencia ($75\mu\text{W}$ - $100\mu\text{W}$).

3.9.6. Pirómetros

En aplicaciones industriales y de investigación es necesario a menudo medir la temperatura de un objeto desde una cierta distancia sin hacer contacto; por ejemplo, cuando el objeto está en movimiento, como en una línea de montaje; cuando está muy caliente, como dentro de un horno o cuando es inaccesible. El método usado para efectuar estas mediciones de temperatura a distancia es conocido como pirometría de radiación.

Todos los objetos a temperatura por encima del cero absoluto emiten radiación electromagnética en función de la temperatura. La cantidad de radiación electromagnética depende de la temperatura del cuerpo, a mayor temperatura mas intensa es la radiación. Un pirómetro es un instrumento utilizado para medir, por medios eléctricos, elevadas temperaturas por encima del alcance de los termómetros de mercurio. Este término abarca a los pirómetros ópticos, de radiación, de resistencia y termoeléctricos.

Nos vamos a centrar en los pirómetros de radiación y en los pirómetros ópticos. Los pirómetros de radiación se fundan en la ley de Stefan - Boltzman y se destinan a medir elevadas temperaturas, por encima de 1600°C mientras que los pirómetros ópticos se fundan en la ley de distribución de la radiación térmica de Wien y con ellos se han definido puntos por encima de 1063°C en la Escala Internacional de Temperaturas. Las medidas pirométricas, exactas y cómodas, se amplían cada vez más, incluso para temperaturas relativamente bajas (del orden de 800°C)

El sistema óptico del termómetro de radiación recolecta parte de la radiación proveniente de una muestra de la superficie y la dirige al detector. El cual la convierte en una señal eléctrica. El circuito electrónico convierte la señal eléctrica a una correspondiente a la temperatura de la superficie, ver figura 3.168 [70].

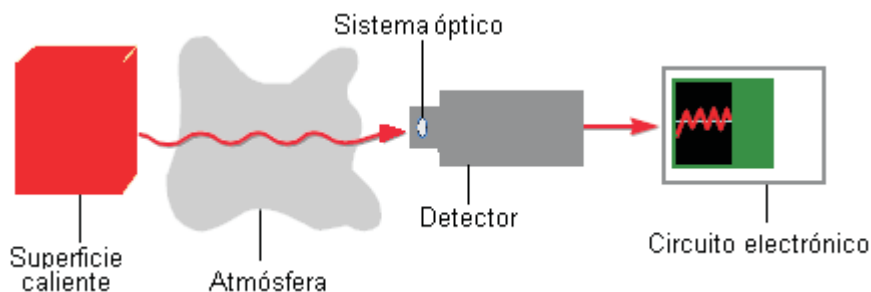


Figura 3.168: Funcionamiento del pirómetro [70].

3.9.6.1. Pirómetros de radiación

Los pirómetros de radiación se fundamentan en la ley de Stefan - Boltzman que dice que la energía radiante emitida por la superficie de un cuerpo negro aumenta proporcionalmente a la cuarta potencia de la temperatura absoluta del cuerpo, y que esta dada por la Ecuación 3.79:

$$W = \sigma T^4 \tag{3.79}$$

Donde, \mathbf{W} es la potencia emitida o el flujo radiante por unidad de área, σ es la constante de Stefan - Boltzman (cuyo valor es $5.67 \times 10^{-8} \text{W}/\text{m}^2 \text{K}^4$), y \mathbf{T} es la temperatura en Kelvin.

Si el cuerpo radiante de área A está dentro de un recinto cerrado que está a la temperatura T_0 , su pérdida neta de energía por segundo, por radiación está dada por la Ecuación 3.80:

$$U = \sigma A(T^4 - T_o^4) \quad (3.80)$$

La ley de Stefan fue establecida primeramente en forma experimental por Stefan en 1879; Boltzman proporcionó su demostración termodinámica en 1884.

3.9.6.2. Estructura de los pirómetros de radiación

Los pirómetros de radiación para uso industrial, fueron introducidos hacia 1902 y desde entonces se han construido de diversas formas. El medio de enfocar la radiación que le llega puede ser una lente o un espejo cóncavo; el instrumento suele ser de "foco fijo." o ajustable en el foco, y el elemento sensible puede ser un simple par termoelectrico en aire o en bulbo de vacío o una pila termoelectrica de unión múltiple en aire. La fuerza electromotriz se mide con un voltímetro o con un potenciómetro, con carácter indicador, indicador y registrador o indicador, registrador y regulador.

El espejo cóncavo es a veces preferido como medio para enfocar por dos razones:

1. La imagen de la fuente se enfoca igualmente bien en el receptor para todas las longitudes de onda, puesto que el espejo no produce aberración cromática, en tanto que la lente puede dar una imagen neta para una sola longitud de onda.
2. Las lentes de vidrio o de sílice vítrea absorben completamente una parte considerable de la radiación de largas longitudes de onda. La radiación reflejada por el espejo difiere poco en longitud de onda media de la que en él incide.

3.9.6.3. Tipos de pirómetros de radiación

Tipo Espejo: En la figura 3.169 siguiente se presenta esquemáticamente los rangos ópticos de un pirómetro de radiación moderno del tipo de espejo. La radiación entra desde una fuente, a través de una ventana A de sílice vítrea, y es reflejada por el espejo esférico B y llevada a un foco sobre el diafragma J, en el centro del cual hay una abertura C [37].

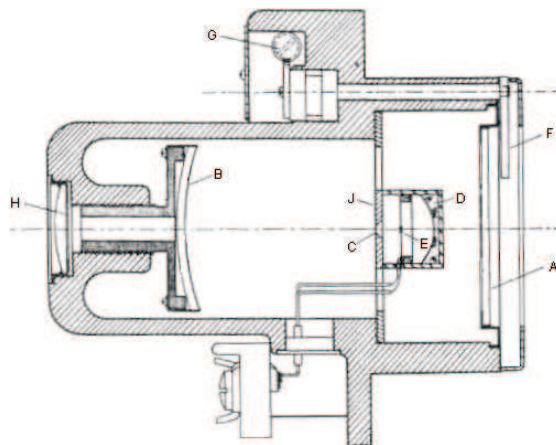


Figura 3.169: Pirómetro de radiación tipo espejo [37].

La radiación que pasa a través de C es reflejada por el espejo esférico D hacia el receptor E, donde se forma una imagen de C. La superficie de J se blanquea ligeramente con óxido de magnesio para que refleje difusamente suficiente luz que haga visible la imagen de la fuente cuando se mira a través de una lente H colocada detrás de B. El instrumento es orientado por el observador de manera que la imagen de la porción de la fuente que ha de ser mirada, cubra la abertura C. Dado que B no produce ninguna aberración cromática y muy poca aberración esférica, la imagen de la fuente, colocada a la distancia para la cual está enfocado el espejo, es muy neta y puede hacerse que una porción muy definida de la imagen cubra C.

3. Sensores y transductores

La relación de la distancia de la fuente al diámetro requerido por la fuente (factor distancia) es aproximadamente de 24 a 1 para distancias mayores de 24 pulgadas. En 24 pulgadas, el diámetro de la fuente debe ser por lo menos de 1 pulgada; en 48 pulgadas, de 2 pulgadas, etc. Para distancias más cortas de la fuente, el factor distancia es más largo. Para distancias mayores de 20 pulgadas, el instrumento puede emplearse como de "foco universal" si está debidamente enfocado y graduado para una distancia de 24 pulgadas.

Un obturador F ajustable delante de la ventana A sirve para regular el tamaño de la abertura que deja pasar la radiación de manera que la fuerza electromotriz utilizada de la pila termoeléctrica se ajuste estrechamente a una temperatura de la tabla de temperaturas y FEM.

Diafragmas de entrada fijos proporcionan el ajuste del intervalo del pirómetro en anchos límites. El extremo superior del intervalo puede ser de 1000°C a 1800°C, e incluso superior a 1800°C, si se necesita, para un máximo de FEM de 20mV.

La escala no es lineal y sigue aproximadamente la ley de la cuarta potencia en la relación entre la temperatura y la FEM. Dado que el extremo inferior de la escala está comprimido, una FEM menor de 1mV en una amplitud de 20mV no es útil en la medida de temperaturas. La escala que termina en 1000°C comienza en 450°C y la que termina en 1800°C comienza en 825°C.

En la mitad superior de la amplitud se descubren fácilmente cambios de temperatura de la fuente del orden de 0.1 % del valor medido. El tiempo requerido para conseguir el equilibrio después de un cambio grande y rápido de temperatura de la fuente depende de la capacidad calorífica del receptor y de la rapidez con la que disipa el calor. Este tiempo de respuesta en el instrumento que hemos descrito es de 1 a 10 segundos, según el tamaño del receptor.

Tipo Lente: Este pirómetro está formado por una lente de pyrex, sílice o fluoruro de calcio que concentra la radiación del objeto caliente en un detector o pila termoeléctrica formada por varios termopares de Pt - Pt Rd de pequeñas dimensiones y montados en serie. La radiación está enfocada incidiendo directamente en las uniones caliente de los termopares. La FEM que proporciona la pila termoeléctrica depende de la diferencia de temperaturas entre la unión caliente (radiación procedente del objeto enfocado) y la unión fría, esta última coincide con la de la caja del pirómetro, es decir, con la temperatura ambiente. La compensación de este se lleva a cabo mediante una resistencia de níquel conectada en paralelo con los bornes de conexión del pirómetro, figura 3.170 [52].

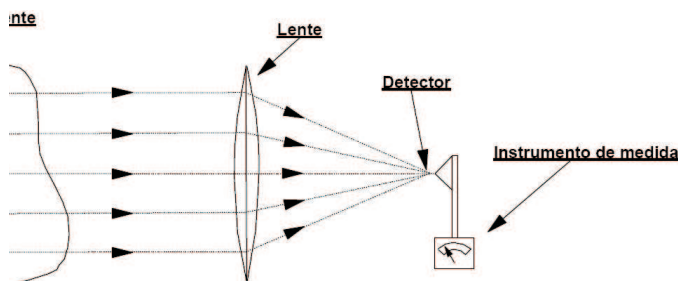


Figura 3.170: Pirómetro de radiación total [52].

La compensación descrita se utiliza para temperaturas ambientales máximas de 120°C. A mayores temperaturas se emplean dispositivos de refrigeración por aire o por agua que disminuyen la temperatura de la caja en unos 10 a 40°C por debajo de la temperatura ambiente.

En la medida de bajas temperaturas la compensación se efectúa utilizando además una resistencia termostática adicional que mantiene constante la temperatura de la caja en unos 50°C, valor que es un poco más alto que la temperatura ambiente que pueda encontrarse y lo suficientemente bajo como para reducir apreciablemente la diferencia de temperatura útil. El pirómetro puede apuntar al objeto bien directamente, bien a través de un tubo de mira abierto (se impide la

llegada de radiación de otras fuentes extrañas) o cerrado (medida de temperatura en baños de sales para tratamientos térmicos, hornos).

Los tubos pueden ser metálicos o cerámicos. Los primeros son de acero inoxidable o aleaciones metálicas resistentes al calor y a la corrosión y se emplean temperaturas que no superan generalmente los 1100°C. Permiten una respuesta más rápida a los cambios de temperatura que los tubos cerámicos. Los tubos cerámicos se utilizan hasta 1650°C.

Un problema de gran importancia es la selección del material de la lente que debe transmitir la máxima energía compatible con la gama de radiaciones emitida.

- Las lentes de Pyrex se utilizan en el campo de temperaturas de 850°C a 1750°C.
- La lente de sílice fundida en el intervalo de 450°C a 1250°C.
- La lente de fluoruro de calcio para temperaturas inferiores.

3.9.6.4. Pirómetros ópticos.

A temperaturas mayores de unos 2200°C los sensores de temperatura de contacto tienen una expectativa de vida tan corta que no son prácticos para uso industrial. En este rango tan alto es necesario medir la temperatura a distancia, midiendo la radiación electromagnética visible y/o invisible emitida por el cuerpo caliente. El principio físico en el que se basan es la ley de distribución de la radiación térmica de Wien, está dada por la ecuación 3.81:

$$\lambda_m = A/T \quad (3.81)$$

Donde $A = 0.2897$ si λ_m viene en cm. La longitud de onda correspondiente al máximo de potencia irradiada en forma de radiaciones comprendidas en un intervalo infinitamente pequeño de longitudes de onda es inversamente proporcional a la temperatura del cuerpo negro.

En la medición de temperaturas con estos pirómetros hacemos uso de una característica de la radiación térmica: el brillo. El brillo de la radiación en una banda muy estrecha de longitudes de onda emitidas por una fuente, cuya temperatura ha de medirse, es confrontado visualmente con el brillo, en la misma banda, de una fuente calibrada.

Si la fuente es un radiador perfecto, un llamado cuerpo negro, existe una relación entre el brillo $J_{\lambda T}$ de la fuente en esta banda estrecha, la longitud (λ) de la onda efectiva media de esta banda y la temperatura absoluta (T) de la fuente, la cual se expresa muy aproximadamente por la ley de distribución de la radiación térmica de Wien en la ecuación 3.82:

$$J_{\lambda T} = C_1 \lambda^{-5} [C_2 / \lambda T] \quad (3.82)$$

La modificación de Planck de esta ley es exacta. En estas expresiones C_1 y C_2 son constantes físicas que pueden ser determinadas experimentalmente por varios métodos y da como resultado la ecuación 3.83

$$J_{\lambda T} = C_1 \lambda^{-5} [(C_2 / \lambda T) - 1] \quad (3.83)$$

La ley de Wien es suficientemente exacta para las longitudes de onda visibles hasta por lo menos 1800 °C y es matemáticamente de manejo más cómodo que la ley de Planck.

La radiación electromagnética visible (luz) emitida por un cuerpo caliente se concentra en una frecuencia que es una indicación de la temperatura del cuerpo. Por tanto, si se filtran ópticamente los componentes de frecuencia débiles de la luz radiada, un cuerpo caliente tomará un color que indica su temperatura. Puede usarse este comportamiento para determinar la temperatura de un cuerpo caliente ajustando la temperatura de una fuente de referencia de luz hasta que su color iguale el color del cuerpo caliente. Este es el principio de operación de un pirómetro óptico, que se muestra estructuralmente en la figura 3.171 [37].

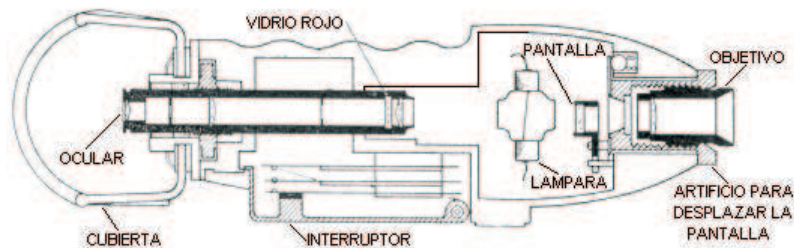


Figura 3.171: Pirómetro óptico [37].

El pirómetro óptico tiene forma de telescopio y es enfocado sobre el objeto incandescente cuya temperatura se va a medir. El filamento de tungsteno de una lámpara de alto vacío está situado en el plano focal del objetivo del telescopio. El ocular es enfocado sobre este plano, e incluye un filtro de vidrio rojo que sólo transmite una estrecha banda de longitudes de onda visible centrada en 0.65 micras. El filamento de tungsteno es calentado por la corriente de una batería, corriente regulada por un reóstato y medida, preferiblemente, por un método potenciométrico. Para hacer una medición, las imágenes superpuestas de la fuente y del filamento son confrontadas en brillo ajustando la corriente del filamento. Cuando el brillo es igual, el filamento desaparece contra el fondo de la imagen de la fuente. El filamento aparece como línea oscura o brillante, según que sea menos brillante o más brillante que la imagen de la fuente. El ojo es muy sensible a la diferencia en brillo, y dado que la brillantez de un objeto aumenta proporcionalmente al múltiplo 10-20 de su temperatura absoluta, un error de 1 % en la confrontación del brillo supone solamente un error de 0.05 % a 0.1 % en la temperatura.

Cuando se ha conseguido la desaparición del filamento, se lee la corriente, o bien, si la escala de corrientes está graduada en temperaturas, se lee esta directamente. En la medición de altas temperaturas es necesario cubrir con una pantalla la radiación de la fuente de modo que se reduzca el brillo lo bastante para que pueda ser confrontado en la amplitud de escala del filamento. Una pantalla que transmite una fracción conocida de la radiación es un disco giratorio con sectores colocado entre la lente del objetivo y el filamento. Con la ley de distribución de la radiación térmica de Wien puede demostrarse entonces la siguiente ecuación 3.84

$$\frac{\lambda \ln \tau}{C_2} = \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} = A \tag{3.84}$$

Donde λ es la longitud de onda efectiva media transmitida por el filtro rojo, τ es la fracción de la luz transmitida por la pantalla, C_2 es una constante conocida (14380 micro grados), T_1 es la temperatura absoluta observada a través de la pantalla tal como se mide en la escala del pirómetro y T_2 es la temperatura real de la fuente. Para una pantalla dada y un filtro de vidrio rojo, A es una constante, la cual se expresa ordinariamente en "mireds" (microgrados recíprocos negativos) y es computable mediante los valores conocidos de λ , τ y C_2 . En la determinación de una temperatura T_2 superior a 1063°C, se emplea una pantalla que reduce el brillo suficientemente para hacer que T_1 caiga en la escala por debajo de 1063°C. Después, midiendo T_1 , se puede calcular T_2 . Por este método se han determinado temperaturas en la Escala Internacional de Temperaturas (escala termodinámica) para temperatura de solidificación hasta la del tungsteno, 3380°C. Para las temperaturas superiores a unos 1800°C la discrepancia entre las leyes de Wien y de Planck se hace significativa, y la última se emplea en la computación de temperaturas de solidificación.

Fuera del laboratorio de patrones, el disco con sectores no es práctico y se le reemplaza con una pantalla absorbente de vidrio. El valor A de la pantalla es determinado midiendo a través de ella la temperatura aparente T_1 de una fuente de cuerpo negro a la temperatura conocida T_1 , tal como, por ejemplo, la temperatura de solidificación del platino.

Supongamos que la lectura en la escala de temperaturas del pirómetro, cuando la fuente es la solidificación del platino es un horno de cuerpo negro, se encuentra que es 1000°C o 1273K. Se sabe que la temperatura de solidificación del platino es 1760°C o 2033K. Entonces: $A = 1/2033 - 1/1273 = 0.000294$ o 294 mireds (microgrados recíprocos negativos).

Si el vidrio de la pantalla tiene las debidas características de transmisión, A es constante para todos los valores de T_2 , y para cada temperatura en la escala menor puede calcularse la temperatura correspondiente de una fuente, observada a través de la pantalla. De esta forma puede ponerse una escala mayor paralela a la escala menor para emplearla cuando se miden temperaturas superiores a las comprendidas en la escala anterior. Los límites de error son tales, que pueden hacerse fácilmente

medidas válidas dentro de una tolerancia de más o menos 4°C hasta 1225°C y de más o menos 8°C hasta 1750°C con un pirómetro óptico industrial propiamente mantenido y usado inteligentemente. Incluso los observadores inexperimentados hacen lecturas aceptables dentro del margen de 5°C . a temperaturas hasta 1750°C , y los observadores experimentados, en una habitación oscura aciertan con menor error de un grado centígrado.

Otros pirómetros ópticos de corriente variable usan la caída de voltaje en el filamento, o la resistencia de este filamento, como medida de la temperatura de desaparición.

3.10. Sensores de humedad

Hay muchas operaciones industriales que deben ejecutarse bajo condiciones de contenido de humedad específica y controlada. En algunos casos es de importancia la humedad contenida en el aire ambiental; en otros, la humedad contenida en el producto mismo es más importante para el éxito del proceso industrial. Analizaremos dos métodos comunes de medición del contenido de humedad del aire ambiental, y un método de medición del contenido de humedad de un producto laminado. La escala más común de medición del contenido de humedad del aire es la escala de humedad relativa (por el acrónimo en inglés Relative Humidity (RH)). Formalmente, la humedad relativa es la relación de vapor de agua (humedad) presente en el aire con la cantidad máxima posible de vapor de agua que puede contener el aire.

3.10.1. Humistor o higrómetro resistivo

La humedad es la cantidad de vapor de agua presente en un gas o de agua absorbida en un líquido o un sólido. La masa de vapor de agua contenida en un volumen dado de gas (g/m^3) se denomina humedad absoluta. Normalmente se mide la denominada humedad relativa que es la relación entre la presión parcial del vapor de agua presente y la necesaria para que hubiera saturación a una temperatura dada. Se expresa en tanto por ciento. La mayoría de los aislantes eléctricos presentan un descenso de resistividad brusca (y un aumento de su constante dieléctrica), al aumentar su contenido de humedad. Si se mide la variación de su resistencia se tiene un higrómetro resistivo. Si se mide la variación de capacidad, se tiene un higrómetro capacitivo.

La relación entre la humedad relativa y la resistencia es no lineal. Para el modelo de la figura 3.172(a) es casi exponencial y abarca cuatro décadas. La existencia se debe medir con corriente alterna sin nivel de continua. El tiempo de respuesta (cambio del 63 % de la humedad relativa) varía mucho según el tamaño, y excede de 10s [64].

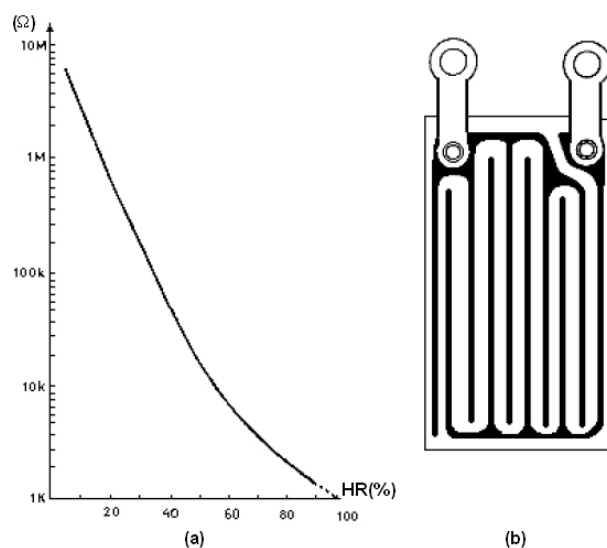


Figura 3.172: Variación de la resistencia con la humedad para el sensor PCRC-11 y disposición física [64].

3. Sensores y transductores

Como materiales se han empleado soluciones acuosas de una sal higroscópica (CaLi , F_2Ba , P_2O_5) depositadas sobre un substrato plástico, en forma de zigzag entre dos electrodos. Actualmente se dispone de elementos con la misma forma pero basados directamente en los cambios de resistividad del substrato, sin necesidad de película directamente en los cambios de resistividad del substrato, sin necesidad de película higroscópica, a base de tratar químicamente la superficie figura 3.172(b). Los elementos de Al_2O_3 se emplean más por la variación de su capacidad que por la de su resistencia [64].

3.10.2. Psicómetros

Un sicrómetro es un dispositivo de medición de la humedad relativa que tiene dos transductores de temperatura (termómetros). Uno de los termómetros mide la temperatura de un elemento que sencillamente está colocado en el aire ambiental. Este elemento se llama bulbo seco. El segundo termómetro mide la temperatura de un elemento que está rodeado de un material fibroso saturado de agua pura. Este elemento se llama bulbo húmedo. El aire ambiental es forzado para que pase sobre el bulbo seco y el bulbo húmedo mediante un ventilador de algún tipo. Este arreglo se muestra en la figura 3.173(a) [12].

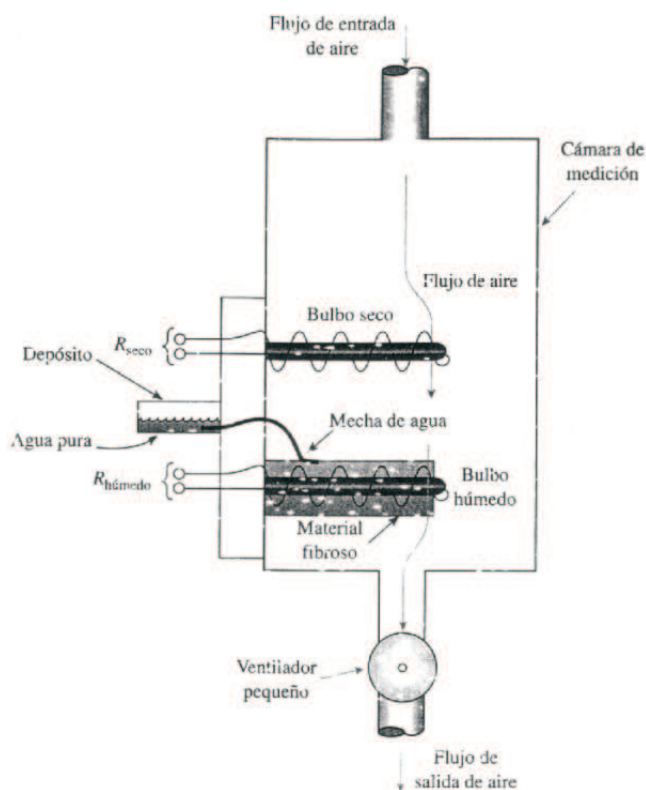


Figura 3.173: Arreglo del bulbo seco y el bulbo húmedo en un sicrómetro [12].

Los transductores de temperatura mostrados en la figura 3.173(a) son RTD de alambre de platino. El bulbo seco permanece a la temperatura del aire ambiental que fluye, por lo que la temperatura del bulbo seco es sencillamente igual a la temperatura ambiental, sin importar su humedad [12].

El bulbo húmedo, sin embargo, es más frío que el bulbo seco, debido a la evaporación del agua contenida por el material fibroso que rodea al bulbo húmedo. A mayor razón de evaporación del agua, mayor el efecto de enfriamiento en el bulbo húmedo, y menor la lectura de temperatura del bulbo húmedo. La razón de evaporación depende de la humedad relativa del aire en movimiento. Si el aire está seco (baja humedad relativa), la razón de evaporación será grande, y el bulbo húmedo estará mucho más frío que el bulbo seco. Si el aire es húmedo (humedad relativa alta), la razón de evaporación no será tan

grande, y el bulbo húmedo estará sólo ligeramente más frío que el bulbo seco. La diferencia entre las temperaturas, por tanto, es una indicación de la humedad relativa e aire.

Para entender por qué la razón de evaporación del agua contenida por el material fibroso depende de la humedad relativa, piense en el asunto de esta manera: si el aire ambiental estuviera a una humedad relativa de 100 %, no sería capaz de absorber más agua, pues ya estaría saturado. Por tanto, el agua no se evaporaría del material fibroso. Es fácil razonar hacia atrás a partir de esta condición extrema para comprender que entre más seco esté el aire, mejor capacidad tendrá para aceptar agua extra (causando evaporación). Por tanto, a menor humedad relativa, mayor será la velocidad de evaporación del agua del material fibroso.

El porcentaje de humedad relativa puede leerse de una tabla de sigrómetro conociendo dos cosas:

1. La temperatura del bulbo seco.
2. La diferencia de temperatura entre los dos bulbos.

En la figura 3.173(b) se presenta una tabla de sigrómetro abreviada de este tipo. En los manuales de los sigrómetros están disponibles tablas de sigrómetro más precisas graduadas en intervalos de 0.5°F [12].

El sigrómetro puede usarse para tomar lecturas manuales del porcentaje de humedad relativa, o puede usarse en una aplicación de control para mantener automáticamente una cierta humedad deseada

3.11. Conclusiones

La información mostrada en este capítulo sobre los sensores fue propuesta como ejemplo general, pretendiendo detallar y explicar cada sensor por medio de un ordenamiento en base a su funcionamiento y uso específico. El ordenamiento no necesariamente sigue una norma específica, pero sí pretende otorgar una visión mas clara sobre el conjunto de sensores que intervienen en una determinada aplicación.

Se detalla cada sensor explicando desde su función básica, su comportamiento electrónico y sus características de transducción. Se explica en algunos casos con detalle la forma en que operan y de como pueden interactuar electrónicamente con algunos dispositivos electrónicos de entrada y salida.

En general, los sensores mostrados aquí representan una compilación actualizada que fue profundamente investigada en libros y medios electrónicos principalmente, para así otorgar una guía completa sobre el funcionamiento de los sensores y con ello, poseer la información necesaria para implementarlos más fácilmente en cualquier proyecto electrónico.

Capítulo 4

Caracterización y modelado matemático para sensores y transductores

4.1. Introducción

En múltiples ocasiones en la práctica nos encontramos con situaciones en las que se requiere analizar la relación entre dos variables cuantitativas. Los dos objetivos fundamentales de este análisis serán, por un lado, determinar si dichas variables están asociadas y en qué sentido se da dicha asociación (es decir, si los valores de una de las variables tienden a aumentar o a disminuir; al aumentar los valores de la otra); y por otro, estudiar si los valores de una variable pueden ser utilizados para predecir el valor de la otra.

La forma correcta de abordar el primer problema es recurriendo a coeficientes de correlación ¹. Sin embargo, el estudio de la correlación es insuficiente para obtener una respuesta a la segunda cuestión: se limita a indicar la fuerza de la asociación mediante un único número, tratando las variables de modo simétrico, mientras que nosotros estaríamos interesados en modelizar dicha relación y usar una de las variables para explicar la otra. Para tal propósito se recurrirá a la técnica de regresión.

Se suele recurrir a los estudios de regresión en los cuales se obtiene una nueva relación pero de un tipo especial denominado función, en la cual la variable independiente se asocia con un indicador de tendencia central de la variable dependiente. Cabe recordar que en términos generales, una función es un tipo de relación en la cual para cada valor de la variable independiente le corresponde uno y sólo un valor de la variable dependiente [53].

4.2. Regresión lineal

La regresión es un método de análisis de los datos de la realidad económica que sirve para poner en evidencia las relaciones que existen entre diversas variables.

El objeto de un análisis de regresión es investigar la relación estadística que existe entre una variable dependiente (y) y una o más variables independientes (x_1, x_2, x_3, \dots). Para poder realizar esta investigación, se debe postular una relación funcional entre las variables. Debido a su simplicidad analítica, la forma funcional que más se utiliza en la práctica es la relación lineal. Cuando solo existe una variable independiente, esto se reduce a una línea recta como se ve en la ecuación 4.1.

$$\bar{y} = a_0 + a_1\bar{x} \quad (4.1)$$

Donde los coeficientes a_0 y a_1 son parámetros que definen la posición e inclinación de la recta. (Nótese que se ha usado el símbolo especial para representar el valor de y calculado por la recta). Como veremos, el valor real de y rara vez coincide exactamente con el valor calculado, por lo que es importante hacer esta distinción.). El parámetro a_0 , conocido como la

¹Pita Fernández S, Rey Sierra T, Vila Alonso MT. Relaciones entre variables cuantitativas (I). Cuadernos de Atención Primaria 1997; 4: 141-145

4. Caracterización y modelado matemático para sensores y transductores

ordenada en el origen, nos indica cuánto es Y cuando $x = 0$. El parámetro a_1 , conocido como la pendiente, nos indica cuánto aumenta Y por cada aumento de una unidad en x . El problema consiste en obtener estimaciones de estos coeficientes a partir de una muestra de observaciones sobre las variables y y x . En el análisis de regresión, estas estimaciones se obtienen por medio del método de mínimos cuadrados.

4.2.1. Estimación de la recta de regresión lineal

En la práctica, los cálculos relacionados con un análisis de regresión se pueden efectuar por medio de programas de computadora, por lo que los cálculos detallados en esta sección se incluyen únicamente a título de ilustración. La regresión lineal corresponde en si a la siguiente arreglo matricial, representado en la ecuación 4.2

$$\begin{pmatrix} n & \sum x & \sum y \\ \sum x & \sum x^2 & \sum xy \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

Para estimar los coeficientes de la regresión lineal por medio de mínimos cuadrados, se utiliza la siguiente ecuación 4.1:

$$a_1 = \frac{n\sum xy - \sum x \sum y}{n\sum x^2 - (\sum x)^2} \quad a_0 = \frac{\sum y}{n} - \frac{a_1 \sum x}{n} \quad (4.3)$$

4.2.2. Ejemplo de regresión lineal

Consideremos las cifras de la tabla 4.1, que muestra datos que relacionan el voltaje contra la resistencia de un sensor potenciométrico, y se puede realizar el cálculo de regresión lineal que corresponde a la recta que aproxima los valores mostrador.

No.	Voltaje x	Resistencia y	xy	x ²
1	3.8	6.3	23.94	14.44
2	4.2	7.2	30.24	17.64
3	4.4	6.0	26.40	19.36
4	4.9	6.7	32.83	24.01
5	5.4	10.2	55.08	29.16
6	6.2	12.5	77.50	38.44
7	7.0	17.0	119.00	49.00
8	7.6	23.9	181.64	57.76
n	$\sum x$	$\sum y$	$\sum xy$	$\sum x^2$
8	43.5	89.8	546.63	249.81

Tabla 4.1: Datos de ejemplo de regresión lineal.

Para poder visualizar el grado de relación que existe entre las variables, como primer paso en el análisis es conveniente elaborar un diagrama de dispersión, que es una representación de un sistema de coordenadas cartesianas de los datos numéricos observados. En el diagrama resultante; en el eje x se mide el voltaje leído por el multímetro, y en el eje y se mide la resistencia con la cual operó el sensor. Cada punto en el diagrama muestra la pareja de datos (voltaje-resistencia) que corresponde al desempeño del sensor potenciómetro. Como era de esperarse, existe una relación positiva entre estas variables: una mayor cantidad de voltaje corresponde a un mayor nivel de resistencia de operación.

Por otro lado, también se aprecia en la figura 4.1, por qué este gráfico se denomina *Diagrama de Dispersión*; no existe una relación matemáticamente exacta entre las variables, ya que no toda la variación en el voltaje puede ser explicada por la variación en la resistencia.

Si entre estas variables existiera una relación lineal perfecta, entonces todos los puntos caerían a lo largo de la recta de regresión, que ha sido trazada junto con el diagrama de dispersión y que muestra la relación promedio que existe entre las dos

variables. En la práctica, se observa que la mayoría de los puntos no caen directamente sobre la recta, sino que están dispersos en torno a ella. Esta dispersión representa la variación en y que no puede atribuirse a la variación en x .

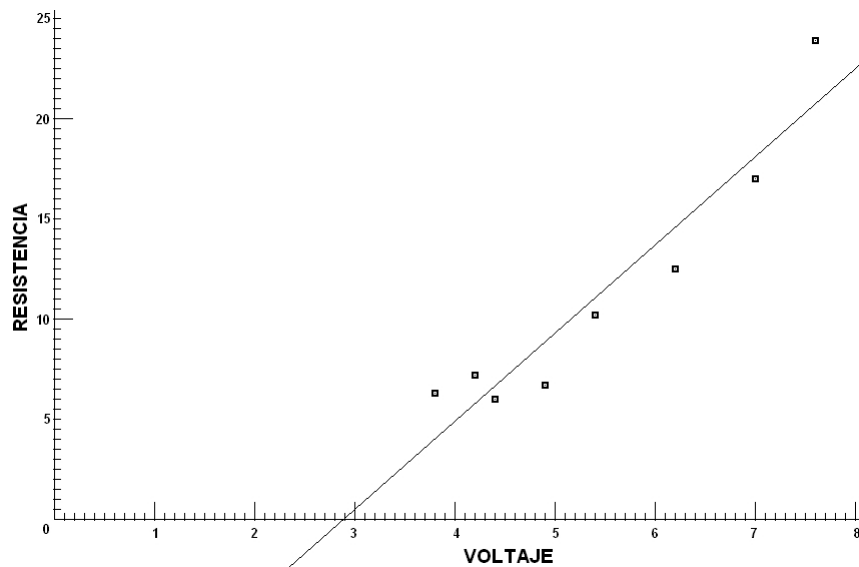


Figura 4.1: Diagrama de dispersión del comportamiento del sensor resistivo y recta de la regresión lineal.

En nuestro ejemplo, aplicando las fórmulas de la regresión lineal de la ecuación 4.1, obtenemos los datos siguiente a la ecuación de la recta:

$$a_1 = \frac{8(546,63) - (43,5)(89,8)}{8(249,81) - (43,5)^2} = 4,393674103 \quad a_0 = \frac{89,8}{8} - \frac{(4,393674103)(43,5)}{8} = -12,66560294$$

Por lo tanto la ecuación que caracteriza a la recta que atraviesa el diagrama de dispersión de la figura 4.1, es la siguiente:

$$y = 4,393674103x - 12,66560294$$

4.3. Algoritmo computacional para calcular la regresión lineal

El siguiente algoritmo computacional es un programa que realiza la regresión lineal y está desarrollado en MatLab [67], los datos son introducidos manualmente.

```
% Regresión Lineal

clear;
clc;

% Se ingresan las muestras de (x,y) para los que se realizara la regresión lineal

fprintf('Método de Regresión Lineal \n\n');
n=input('Dame el número de muestras: ');

for i=1:n
    x(1,i)=input('Dame los valores de x: ');
end
```

```
for i=1:n
    y(1,i)=input('Dame los valores de y: ');
end

x
y

% Enseguida se graficarán los puntos del diagrama de dispersión

plot(x,y)
grid xlabel('x');ylabel('y')
pause

% En la siguiente sección se realizan los cálculos para determinar las sumatorias
% con las que se complementará el arreglo matricial correspondiente.

sx=0;
sx2=0;
sy=0;
sxy=0;

for i=1:n
    sx=sx+x(1,i);
    sx2=sx2+x(1,i)*x(1,i);
    sy=sy+y(1,i);
    sxy=sxy+x(1,i)*y(1,i);
end

% Ahora se complementa el arreglo matricial con los datos anteriores y se
% resuelve por el método de Gauss-Jordan

a=[n sx sy;sx sx2 sxy];
b=3;
c=2;

for k=1:b-1
    a(k,:)=a(k,+)/a(k,k);
    for j=k+1:c
        a(j,:)=a(j,)-a(k,)*a(j,k);
        j=j+1;
    end
    k=k+1;
end

for k=c:-1:1
    for j=k-1:-1:1
        a(j,:)=a(j,)-a(k,)*a(j,k);
        j=j-1;
    end
    k=k-1;
end

% Ahora muestra en pantalla la ecuación de primer grado obtenida por medio
% de los cálculos de la regresión lineal
```

```

fprintf('\n\n Ecuación con la que se encuentran los nuevos valores de y \n\n');
fprintf('y = %f + %f x ',a(1,3),a(2,3));

% Enseguida se graficarán los puntos ya ajustados por el método de mínimos cuadrados.

for i=1:n
    y(1,i)=a(1,3)+a(2,3)*x(1,i);
end

fprintf('\n\n Presiona enter para ver la gráfica con la recta de regresión \n\n');
pause

plot(x,y)
grid xlabel('x');ylabel('y')
pause

```

4.4. Regresión polinomial

Supongamos que se conocen los datos $(x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)$ con x_0, x_1, \dots, x_n números reales distintos, y se desea encontrar un polinomio

$$P_m(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_mx^m, \quad \text{con } m < n$$

tal que:

$$S(a_0, a_1, \dots, a_m) = \sum_{k=0}^n (p_m(x_k) - y_k)^2 = \sum_{k=0}^n (a_0 + a_1x_k + a_2x_k^2 + \dots + a_mx_k^m - y_k)^2$$

Sea mínima.

- El grado m del polinomio $p_m(x)$ se puede escoger previamente con base en algún resultado teórico, alguna expectativa o por la aplicación que se le pretenda dar al polinomio. En cualquier caso estamos “libres” de elegir el grado que parezca mejor. En muchos casos el grado será uno y el polinomio obtenido se llamará la recta que mejor se ajusta o la recta de mínimos cuadrados para la tabla de datos.
- Volviendo a la función $S(a_0, a_1, \dots, a_m)$, una condición necesaria para la existencia de un mínimo relativo de esta función es que las derivadas parciales de $S(a_0, a_1, \dots, a_m)$ con respecto a a_j , $j = 0, 1, 2, \dots, m$ sean cero.

Resultan entonces las siguientes $m+1$ ecuaciones lineales en las incógnitas a_0, a_1, \dots, a_m como se muestra en la siguiente matriz 4.4:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial S}{\partial a_0} &= \sum_{k=0}^n 2(a_0 + a_1x_k + a_2x_k^2 + \dots + a_mx_k^m - y_k) = 0 \\
 \frac{\partial S}{\partial a_1} &= \sum_{k=0}^n 2(a_0 + a_1x_k + a_2x_k^2 + \dots + a_mx_k^m - y_k)(x_k) = 0 \\
 \frac{\partial S}{\partial a_2} &= \sum_{k=0}^n 2(a_0 + a_1x_k + a_2x_k^2 + \dots + a_mx_k^m - y_k)(x_k^2) = 0 \\
 &\vdots \\
 \frac{\partial S}{\partial a_j} &= \sum_{k=0}^n 2(a_0 + a_1x_k + a_2x_k^2 + \dots + a_mx_k^m - y_k)(x_k^j) = 0 \\
 &\vdots \\
 \frac{\partial S}{\partial a_m} &= \sum_{k=0}^n 2(a_0 + a_1x_k + a_2x_k^2 + \dots + a_mx_k^m - y_k)(x_k^m) = 0
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

4. Caracterización y modelado matemático para sensores y transductores

- Si en el arreglo 4.4 anterior cancelamos el 2, desarrollamos los paréntesis y usamos la ecuación 4.5:

$$\sum_{k=0}^n a_0 = (n+1)a_0 \quad (4.5)$$

Obtenemos el siguiente arreglo 4.6:

$$\begin{aligned} & (n+1)a_0 + \left(\sum_{k=0}^n x_k\right)a_1 + \left(\sum_{k=0}^n x_k^2\right)a_2 + \dots + \left(\sum_{k=0}^n x_k^m\right)a_m = \left(\sum_{k=0}^n y_k\right) \\ & \left(\sum_{k=0}^n x_k\right)a_0 + \left(\sum_{k=0}^n x_k^2\right)a_1 + \left(\sum_{k=0}^n x_k^3\right)a_2 + \dots + \left(\sum_{k=0}^n x_k^{m+1}\right)a_m = \left(\sum_{k=0}^n x_k y_k\right) \\ & \left(\sum_{k=0}^n x_k^2\right)a_0 + \left(\sum_{k=0}^n x_k^3\right)a_1 + \left(\sum_{k=0}^n x_k^4\right)a_2 + \dots + \left(\sum_{k=0}^n x_k^{m+2}\right)a_m = \left(\sum_{k=0}^n x_k^2 y_k\right) \\ & \vdots \\ & \left(\sum_{k=0}^n x_k^j\right)a_0 + \left(\sum_{k=0}^n x_k^{1+j}\right)a_1 + \left(\sum_{k=0}^n x_k^{2+j}\right)a_2 + \dots + \left(\sum_{k=0}^n x_k^{m+j}\right)a_m = \left(\sum_{k=0}^n x_k^j y_k\right) \\ & \vdots \\ & \left(\sum_{k=0}^n x_k^m\right)a_0 + \left(\sum_{k=0}^n x_k^{1+m}\right)a_1 + \left(\sum_{k=0}^n x_k^{2+m}\right)a_2 + \dots + \left(\sum_{k=0}^n x_k^{m+m}\right)a_m = \left(\sum_{k=0}^n x_k^m y_k\right) \end{aligned} \quad (4.6)$$

- Este es un arreglo de m+1 ecuaciones lineales en las m+1 incógnitas a_0, a_1, \dots, a_m , que se llama sistema de ecuaciones normales. Este sistema de ecuaciones normales se puede escribir en forma simplificada como se ve en la ecuación 4.7:

$$\sum_{i=0}^m a_i \sum_{k=0}^n x_k^{i+j} = \sum_{k=0}^n x_k^j y_k \quad \text{con } j = 0, 1, \dots, m \quad (4.7)$$

- Estas ecuaciones se pueden reproducir a partir de la siguiente ecuación 4.8:

$$p_m(x_k) = a_0 + a_1 x_k + a_2 x_k^2 + \dots + a_m x_k^m = y_k \quad (4.8)$$

- Multiplicando a ambos lados por $x_k^j, j = 0, 1, \dots, m$ obtenemos las siguientes ecuaciones 4.9 y 4.10

$$a_0 x_k^j + a_1 x_k x_k^j + a_2 x_k^2 x_k^j + \dots + a_m x_k^m x_k^j = x_k^j y_k \Rightarrow \quad (4.9)$$

$$a_0 x_k^j + a_1 x_k^{1+j} + a_2 x_k^{2+j} + \dots + a_m x_k^{m+j} = x_k^j y_k \quad (4.10)$$

- Sumando sobre k se obtiene finalmente la ecuación 4.11

$$a_0 \sum_{k=0}^n x_k^j + a_1 \sum_{k=0}^n x_k^{1+j} + a_2 \sum_{k=0}^n x_k^{2+j} + \dots + a_m \sum_{k=0}^n x_k^{m+j} = \sum_{k=0}^n x_k^j y_k \quad \text{con } j = 0, 1, 2, \dots, m \quad (4.11)$$

4.4.1. Modelado de sensores y transductores.

El procedimiento seguido para modelar el sensor es el que se numera a continuación

- Primeramente se toman distintas mediciones sobre la planta, con cualquier sistema de medición (voltímetro, amperímetro, entre otros).
- Dichos resultados son ordenados en una tabla, donde se determina cual es la variable dependiente y la variable independiente.
- Se realizan los cálculos de acuerdo al polinomio que caracterizará el sensor.
- Se verifica que el modelo obtenido se ajuste de la mejor manera a la muestras.
- En caso de que el modelo obtenido discrepe mucho de los datos muestreados, se deberá proponer un polinomio de mayor o menor orden al propuesto actualmente, de lo contrario puede considerarse que el modelo es válido para el sensor.

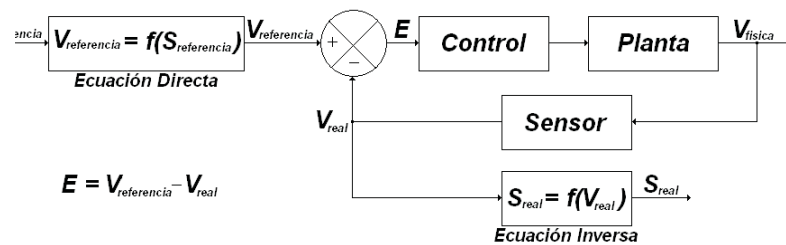


Figura 4.2: Sistema de control de sensores.

Para poder tomar muestras de un sensor especificado se debe de realizar un sistema de planta en el cual interactue el sensor junto con un sistema de medición del sensor y una relación de voltaje de referencia dado por la ecuación 4.12

$$V_{ref} = f(S_{ref}) \tag{4.12}$$

4.4.1.1. Marco teórico para el modelado de un sensor

Si se desea modelar matemáticamente un sensor con una función polinómica de grado n y con coeficientes constantes a_0, a_1, \dots, a_n tal que el ajuste con los pares de datos observados experimentalmente sea mas precisa, se propone la siguiente ecuación 4.25

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n + E \tag{4.13}$$

Despejando E, obtenemos la ecuación 4.14 siguiente

$$E = y - (a_0 + a_1x + \dots + a_nx^n) \tag{4.14}$$

Determinando el Sr de 4.14 que define el cuadrado de la diferencia del error para los n valores de pares observados obteniendo así la ecuación 4.15

$(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$

$$S_r = \sum_{i=1}^n E_i^2 = \sum_{i=1}^n \{y_i - a_0 - a_1x_i - a_2x_i^2 - \dots - a_nx_i^n\}^2 \tag{4.15}$$

4. Caracterización y modelado matemático para sensores y transductores

Obteniendo las derivadas parciales de S_r con respecto a los coeficientes del polinomio del ajuste y minimizando la correspondiente derivada se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_0} = -2 \sum_{i=1}^n E_i \{y_i - a_0 - a_1 x_i - a_2 x_i^2 - \dots - a_n x_i^n\} = 0 \quad (4.16)$$

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_1} = -2 \sum_{i=1}^n E_i \{y_i - a_0 - a_1 x_i - a_2 x_i^2 - \dots - a_n x_i^n\} x_i = 0 \quad (4.17)$$

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_2} = -2 \sum_{i=1}^n E_i \{y_i - a_0 - a_1 x_i - a_2 x_i^2 - \dots - a_n x_i^n\} x_i^2 = 0 \quad (4.18)$$

$$\frac{\partial S_r}{\partial a_n} = -2 \sum_{i=1}^n E_i \{y_i - a_0 - a_1 x_i - a_2 x_i^2 - \dots - a_n x_i^n\} x_i^n = 0 \quad (4.19)$$

Ordenando el sistema de ecuaciones 4.16- 4.19, y considerando que

$$\sum_{i=1}^n a_0 = n a_0$$

Por lo tanto, como n es el número de pares observados obtenemos el siguiente arreglo 4.20

$$\begin{aligned} a_0 + a_1 \sum x_i + a_2 \sum x_i^2 + \dots + a_n \sum x_i^n &= \sum y_i \\ a_0 \sum x_i + a_1 \sum x_i^2 + a_2 \sum x_i^3 + \dots + a_n \sum x_i^{n+1} &= \sum x_i y_i \\ a_0 \sum x_i^2 + a_1 \sum x_i^3 + a_2 \sum x_i^4 + \dots + a_n \sum x_i^{n+2} &= \sum x_i^2 y_i \\ &\vdots \\ a_0 \sum x_i^n + a_1 \sum x_i^{n+1} + a_2 \sum x_i^{n+2} + \dots + a_n \sum x_i^{2n} &= \sum x_i^n y_i \end{aligned} \quad (4.20)$$

Es posible determinar los coeficientes $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ de polinomio de la ecuación 4.25 tal que los datos observados sean lo mejor aproximado, como se ve con las siguientes determinantes matriciales 4.21 y 4.22

$$\Delta = \begin{bmatrix} n & \sum x_i & \sum x_i^2 & \dots & \sum x_i^n \\ \sum x_i & \sum x_i^2 & \sum x_i^3 & \dots & \sum x_i^{n+1} \\ \sum x_i^2 & \sum x_i^3 & \sum x_i^4 & \dots & \sum x_i^{n+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \sum x_i^n & \sum x_i^{n+1} & \sum x_i^{n+2} & \dots & \sum x_i^{2n} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\Delta_0 = \begin{bmatrix} \sum y_i & \sum x_i & \sum x_i^2 & \dots & \sum x_i^n \\ \sum x_i y_i & \sum x_i^2 & \sum x_i^3 & \dots & \sum x_i^{n+1} \\ \sum x_i^2 y_i & \sum x_i^3 & \sum x_i^4 & \dots & \sum x_i^{n+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \sum x_i^n y_i & \sum x_i^{n+1} & \sum x_i^{n+2} & \dots & \sum x_i^{2n} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n$, son determinados de manera similar a 4.22 sustituyendo el segundo miembro del sistema en la columna n . Tal que los coeficientes quedan determinados e incluidos en la ecuación 4.25 como se ve la la ecuación 4.23 siguiente:

$$y = \frac{\Delta_0}{\Delta} + \frac{\Delta_1}{\Delta} x + \frac{\Delta_2}{\Delta} x^2 + \dots + \frac{\Delta_n}{\Delta} x^n \quad (4.23)$$

Donde los coeficientes $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$, de la ecuación 4.23 anterior quedan determinados como se ve en la ecuación 4.24 siguiente:

$$a_0 = \frac{\Delta_0}{\Delta}, a_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta}, a_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta}, \dots, a_n = \frac{\Delta_n}{\Delta} \quad (4.24)$$

4.4.2. Ejemplo de regresión cuadrática

Consideremos los datos del sensor potenciométrico anterior incluidos ahora en la tabla 4.2 para desarrollar este tipo de regresión polinomial.

No.	Voltaje x	Resistencia y	x^2	x^3	x^4	xy	x^2y
1	3.8	6.3	14.44	54.827	208.5136	23.94	90.972
2	4.2	7.2	17.64	74.088	311.1696	30.24	127.008
3	4.4	6.0	19.36	85.184	373.8096	26.40	116.160
4	4.9	6.7	24.01	117.649	576.4801	32.83	160.867
5	5.4	10.2	29.16	157.464	850.3056	55.08	297.432
6	6.2	12.5	38.44	238.328	1477.6336	77.50	480.500
7	7.0	17.0	49.00	343.000	2401.0000	119.00	833.000
8	7.6	23.9	57.76	438.976	3336.2176	181.64	1380.464
n	$\sum x$	$\sum y$	$\sum x^2$	$\sum x^3$	$\sum x^4$	$\sum xy$	$\sum x^2y$
8	43.5	89.8	249.81	1509.561	9536.1297	546.63	3486.403

Tabla 4.2: Datos de ejemplo de regresión polinomial.

La ecuación 4.25 siguiente que requerimos desarrollar es una ecuación de segundo grado o cuadrática, que corresponde a los datos mostrados anteriormente.

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 \quad (4.25)$$

Los datos de sumatoria de la tabla 4.2 serán incluidos en un arreglo matricial con las dimensiones mostradas a continuación.

$$\begin{pmatrix} n & \sum x & \sum x^2 & \sum y \\ \sum x & \sum x^2 & \sum x^3 & \sum xy \\ \sum x^2 & \sum x^3 & \sum x^4 & \sum x^2y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 8 & 43,5 & 249,81 & 89,8 \\ 43,5 & 249,81 & 1509,561 & 546,63 \\ 249,81 & 1509,561 & 9536,1297 & 3486,403 \end{pmatrix}$$

Si desarrollamos la matriz por medio de la obtención de determinantes obtenemos que la ecuación 4.25 anterior puede ser expresada como se muestra en la ecuación 4.26 siguiente:

$$y = \frac{\Delta_0}{\Delta} + \frac{\Delta_1}{\Delta}x + \frac{\Delta_2}{\Delta}x^2 \quad (4.26)$$

Donde los términos a_0, a_1 y a_2 perteneces a cada uno de los cocientes de determinantes mostrados en la ecuación 4.26. Ahora desarrollando los determinantes obtenemos que:

4. Caracterización y modelado matemático para sensores y transductores

$$\Delta = \begin{pmatrix} n & \sum x & \sum x^2 \\ \sum x & \sum x^2 & \sum x^3 \\ \sum x^2 & \sum x^3 & \sum x^4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 8 & 43,5 & 249,81 \\ 43,5 & 249,81 & 1509,561 \\ 249,81 & 1509,561 & 9536,1297 \end{pmatrix} = 1424,394792$$

$$\Delta_0 = \begin{pmatrix} \sum y & \sum x & \sum x^2 \\ \sum xy & \sum x^2 & \sum x^3 \\ \sum x^2 y & \sum x^3 & \sum x^4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 89,8 & 43,5 & 249,81 \\ 546,63 & 249,81 & 1509,561 \\ 3486,403 & 1509,561 & 9536,1297 \end{pmatrix} = 40257,60945$$

$$\Delta_1 = \begin{pmatrix} n & \sum y & \sum x^2 \\ \sum x & \sum xy & \sum x^3 \\ \sum x^2 & \sum x^2 y & \sum x^4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 8 & 89,8 & 249,81 \\ 43,5 & 546,63 & 1509,561 \\ 249,81 & 3486,403 & 9536,1297 \end{pmatrix} = -15369,87541$$

$$\Delta_2 = \begin{pmatrix} n & \sum x & \sum y \\ \sum x & \sum x^2 & \sum xy \\ \sum x^2 & \sum x^3 & \sum x^2 y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 8 & 43,5 & 89,8 \\ 43,5 & 249,81 & 546,63 \\ 249,81 & 1509,561 & 3486,403 \end{pmatrix} = 1899,20082$$

Como se mostró anteriormente, cada uno de los determinantes formaran los coeficientes de la ecuación cuadrática, como se muestra a continuación :

$$a_0 = \frac{\Delta_0}{\Delta} = \frac{40257,60945}{1424,394792} = 28,26295749$$

$$a_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{-15369,87541}{1424,394792} = -10,79046027$$

$$a_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{1899,20082}{1424,394792} = 1,333338784$$

Ahora, agregando los coeficientes obtenidos, tenemos que la curva de regresión estará determinada como se muestra a continuación:

$$y = 1,333338784x^2 - 10,79046027x + 28,26295749$$

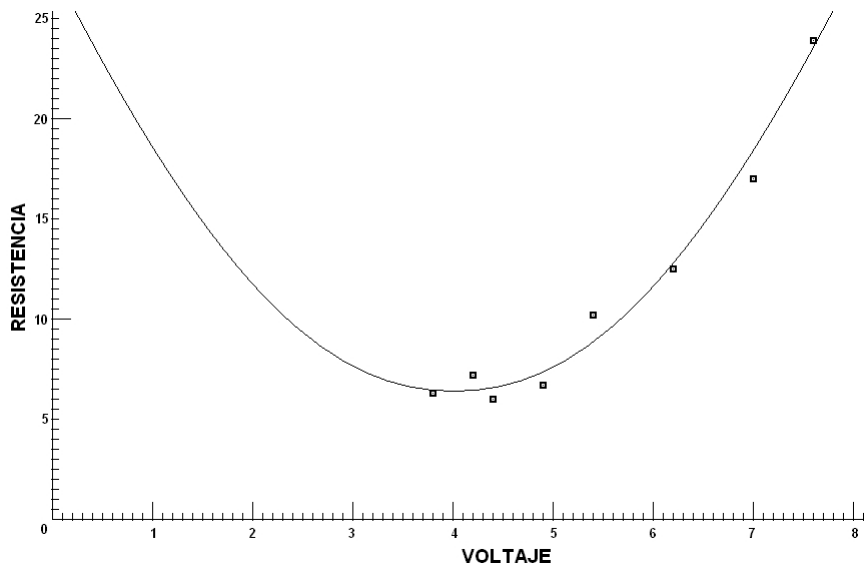


Figura 4.3: Diagrama de dispersión del comportamiento del sensor resistivo y recta de la regresión cuadrática.

4.5. Algoritmo computacional para calcular la regresión polinomial por mínimos cuadrados

Por último, en la figura 4.3 se observa que ahora si se aproxima una relación matemáticamente un poco más exacta entre las variables en comparación con la regresión lineal mostrada en el ejemplo anterior; se ve que la ecuación de segundo grado muestra una parábola que aproxima sus valores con el diagrama de dispersión de los datos de entrada.

La curva de regresión obtenida acerca más los valores a los mínimos cuadrados de la dispersión asegurando con ello un menor error en la lectura de los datos reales, pero en esta situación es muy importante delimitar en los datos de entrada los valores límite máximo y mínimo del comportamiento del sensor, para ello la lectura inicial del sensor debe de recorrer todo su margen de trabajo asegurando con ello que los datos de entrada sean mas confiables.

Como se ve en la figura 4.3, la curva de regresión es una parábola, el valor límite inferior del comportamiento del sensor esta determinado aproximadamente en el punto $x=4.0412698412$, $y=6.4317016893$, ya que antes de ese punto la curva tiende a incrementar de nuevo su valor en y por cada decremento en x , y el punto límite máximo estaría aproximadamente en el punto $x=8.1$, $y=28.34058876$, después de ese punto tendría a incrementarse indeterminadamente en y ante cualquier pequeño incremento de x .

4.5. Algoritmo computacional para calcular la regresión polinomial por mínimos cuadrados

El siguiente algoritmo computacional es un programa que realiza la regresión polinomial por mínimos cuadrados y está desarrollado en MatLab [67], los datos son introducidos manualmente.

```
% Regresión Polinomial por Mínimos Cuadrados

clear;
clc;

% Se ingresan las muestras de (x,y) para los que se realizara la regresión polinomial

fprintf('Método de Regresión Polinomial \n\n');
n=input('Dame el número de muestras: ');

for i=1:n
    x(1,i)=input('Dame los valores de x: ');
end

for i=1:n
    y(1,i)=input('Dame los valores de y: ');
end

x
y

% Enseguida se graficarán los puntos del diagrama de dispersión

plot(x,y)
grid
xlabel('x');ylabel('y')
pause

% En la siguiente sección se realizan los cálculos para determinar las sumatorias
% con las que se complementará el arreglo matricial correspondiente.

sx=0;
sx2=0;
sx3=0;
```

```

sx4=0;
sy=0;
sxy=0;
sx2y=0;

for i=1:n
    sx=sx+x(1,i);
    sx2=sx2+x(1,i)*x(1,i);
    sx3=sx3+x(1,i)*x(1,i)*x(1,i);
    sx4=sx4+x(1,i)*x(1,i)*x(1,i)*x(1,i);
    sy=sy+y(1,i);
    sxy=sxy+x(1,i)*y(1,i);
    sx2y=sx2y+x(1,i)*x(1,i)*y(1,i);
end

% Ahora se complementa el arreglo matricial con los datos anteriores y se
% resuelve por el método de Gauss-Jordan

a=[n sx sx2 sy;sx sx2 sx3 sxy;sx2 sx3 sx4 sx2y];
b=4;
c=3;

for k=1:b-1
    a(k,:)=a(k,+)/a(k,k);
    for j=k+1:c
        a(j,:)=a(j,)-a(k,)*a(j,k);
        j=j+1;
    end
    k=k+1;
end

for k=c:-1:2
    for j=k-1:-1:1
        a(j,:)=a(j,)-a(k,)*a(j,k);
        j=j-1;
    end
    k=k-1;
end

% Ahora muestra en pantalla la ecuación de segundo grado obtenida por medio
% de los cálculos de la regresión polinomial

fprintf('\n\n Ecuación con la que se encuentran los nuevos valores de y \n\n');
fprintf('y = %f + %f x + %f x^2',a(1,4),a(2,4),a(3,4));

% Enseguida se graficarán los puntos ya ajustados por el método de mínimos cuadrados.

for i=1:n
    y(1,i)=a(1,4)+a(2,4)*x(1,i)+a(3,4)*x(1,i)*x(1,i);
end

fprintf('\n\n Presiona enter para ver la gráfica con la curva de regresión \n\n');
pause

plot(x,y)
```

```
grid  
xlabel('x');ylabel('y')  
pause
```

4.6. Conclusiones

El modelado matemático cumple con la función de otorgar una representación gráfica del comportamiento de un sensor en específico, para ello el modelado se basa en la regresión polinomial por mínimos cuadrados que es un método estadístico que aproxima el comportamiento del sensor a una curva determinada mediante los datos de comportamiento del sensor.

En este capítulo se puede ver que es muy sencillo seguir los pasos para el modelado matemático de los sensores y se dan las herramientas matemáticas necesarias para realizarlo tanto lineal como polinomial. En la práctica ya hay programas que nos facilitan el trabajo de calcular la ecuación característica del sistema que se esté estudiando y comparar su comportamiento.

Capítulo 5

Sistemas electrónicos de adquisición de datos para sensores y transductores

5.1. Introducción

En este capítulo se define la instrumentación electrónica planteando a la vez el problema de seleccionar un instrumento electrónico en función del costo y la utilidad de este. A continuación, se analizan las características estáticas y dinámicas de los instrumentos, tomando como punto de partida los límites operativos de los equipos de adquisición de datos actuales.

Conocidos estos límites operativos de los instrumentos, se describe el error interno asociado a la medida, y se aprenderá a cuantificar la precisión de un instrumento y a distinguirla de la repetibilidad y la resolución. Finalmente, se tratan las fuentes externas de error entre las que se incluyen varios tipos de interferencias.

Por último se analizan los instrumentos electrónicos programables así como las tarjetas de adquisición de datos.

5.2. Instrumentación

La **instrumentación electrónica** es la disciplina que estudia los medios y los métodos de procesamiento de datos relativos a magnitudes físicas; empleando principios electrónicos para llevar a cabo su propósito. Los instrumentos electrónicos emplean sensores y transductores con el fin de convertir la señal de un dominio físico concreto al dominio eléctrico, procesable por los instrumentos de medida. Las exigencias de las variables objeto de medida, en cuanto a su dominio de aplicación, determinan el diseño y la selección del instrumento empleado.

Por ejemplo, si hemos instalado un termómetro en nuestro hogar y su lectura indica 23°C, realmente es intrascendente que la temperatura real oscile medio grado en torno a este valor, ya que tales variaciones son demasiado pequeñas como para modificar nuestro sentimiento de frío o calor. Nuestro cuerpo no puede discriminar estas pequeñas variaciones de temperatura. Por tanto, un termómetro con una precisión de $\pm 0,5^\circ\text{C}$ se adapta perfectamente a las exigencias de la situación de medida.

Sin embargo, al medir la temperatura de un proceso químico, cualquier variación de medio grado en torno a la temperatura exigida por el proceso puede afectar al rendimiento de la reacción química que se produzca en el reactor; e incluso modificar el producto obtenido por el proceso. Este producto puede quedar fuera del estrecho margen exigido por el cliente. En consecuencia, la precisión de una medida determina la elección del instrumento para una aplicación concreta.

En efecto, la elección de un instrumento consiste en conseguir el equilibrio entre el coste y sus prestaciones. Por ejemplo, una aplicación que involucra bajos niveles de tensiones y corrientes requiere mayor resolución en la conversión a digital de las magnitudes analógicas que la medida de tensiones elevadas; el error cometido en éstas no es tan relevante, y se emplean multímetros digitales de menos dígitos con fiabilidad. Sirva como segundo ejemplo que un contador de alta frecuencia no es necesario para manejar frecuencias de algunos kilohercios [78].

5.3. Características estáticas y dinámicas de los instrumentos electrónicos

Son características como la exactitud, resolución, sensibilidad, ancho de banda, y otras como la reacción ante los cambios de temperatura ambiente constituyen el conjunto conocido como características estáticas y dinámicas de los instrumentos; y se consideran como los elementos básicos de una medida. Estos elementos se incorporan con el fin de caracterizar los instrumentos electrónicos y, en consecuencia, seleccionar el más adecuado a nuestra aplicación.

5.3.1. Rango o campo de medida

Es el conjunto de los valores correspondientes a la variable que es objeto de la medida, y que están comprendidos dentro de los límites superior e inferior de la capacidad de medida del instrumento; se expresa mediante los valores extremos. Por ejemplo, un equipo para la medida de temperatura puede tener un rango de 0°C a 100°C. Los instrumentos suelen incorporar distintos rangos. La selección del rango determina el valor de otras características estáticas. El rango puede ser unipolar o bipolar. La diferencia entre los límites del rango suele denominarse alcance (span) [78].

5.3.2. Resolución

Cuando un instrumento muestra una determinada lectura de salida, existe un límite inferior dado por el mínimo cambio en la entrada o medida que produce un cambio observable en la salida o lectura del instrumento. Por tanto, la resolución es la menor porción de señal que puede ser observada.

En equipos analógicos suele expresarse como un valor absoluto (algunas veces como porcentaje del fondo de escala), y viene dada también por la “fineza” con que la escala indicadora de salida se subdivide. Por ejemplo, en el indicador de velocidad de un coche, podemos encontrar subdivisiones de 20km/h. Entre cada subdivisión encontramos también marcas de 5km/h. Estos espacios menores determinan la resolución del instrumento, ya que entre cada dos marcas separadas 20km/h no podemos medir la velocidad apreciando variaciones menores que ± 5 km/h.

La mayoría de los instrumentos electrónicos de medida actuales incorpora un convertidor analógico/digital (CAD) que determina su resolución. Existen varias formas de caracterizarla: bits, dígitos y cuentas. La denominación “1/2 dígito” significa que el dígito más significativo del indicador numérico del instrumento (formado por circuitos convertidores del código BCD al de 7 segmentos) sólo puede ser “0” ó “1” para rangos unipolares, y 2 para rangos bipolares [88].

5.3.3. Sensibilidad

Representa el cambio producido en la variable de salida o resultado de lectura del instrumento para un determinado cambio en la entrada. Es decir, es la razón entre el incremento de la lectura y el incremento de la variable que lo ocasiona, después de haberse alcanzado el estado de reposo.

Para instrumentos analógicos, la sensibilidad se define como el cociente entre la deflexión observada en la escala y el valor medido que ocasiona la deflexión. De esto se deduce que la sensibilidad viene dada por la pendiente de la característica de transferencia de un instrumento, representada como la recta de ajuste de mínimos cuadrados. Si, por ejemplo, una presión de 2 bar produce una deflexión de 10 grados en el indicador de un transductor de presión, la sensibilidad del instrumento es 10 grados/2 bar = 5 grados/bar.

En unidades analógicas se expresa como tanto por ciento del alcance de medida. Por ejemplo, si la sensibilidad del instrumento de medida de temperatura es $\pm 0.05\%$, su valor será $0.05 \cdot 100/100 = \pm 0.05^\circ\text{C}$. La definición más frecuente involucra de nuevo al convertidor A/D de la unidad electrónica de medida. En este caso, la sensibilidad se define como el cociente entre el menor rango y la resolución en cuentas, y se especifica en las unidades del parámetro medido. El ejemplo 2 muestra tres cálculos típicos de equipos electrónicos de medida de precisión: un voltímetro tradicional de $3\frac{1}{2}$ dígitos, un microóhmetro y un nanovoltímetro [78].

5.3.4. Velocidad: frecuencia de muestreo

A menudo las medidas se realizan sobre señales variables en el tiempo. Por ejemplo, una tarjeta de adquisición de datos que toma muestras de una señal sinusoidal. El número de muestras por segundo (frecuencia de muestreo) no puede tomar un valor arbitrario. Intuitivamente, al muestrear una señal de frecuencia elevada con una frecuencia de muestreo baja, no conseguiremos recuperar la señal original; se obtiene otra de frecuencia menor.

La figura 5.1 muestra el efecto de un muestreo lento comparado con la frecuencia de la señal. Cada punto de la gráfica de la izquierda corresponde al valor real de la muestra en un instante de tiempo dado. Al reconstruir la señal a partir de los valores digitalizados de la gráfica de la derecha no se recupera la señal original, sino otra de menor frecuencia [88].

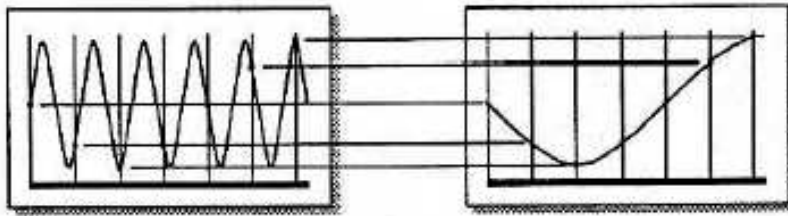


Figura 5.1: Reconstrucción de una señal de alta frecuencia muestreada a baja frecuencia [88].

La figura 5.2 muestra un muestreo más rápido, realizado a mayor frecuencia. La señal digitalizada refleja una onda similar a la original [88].

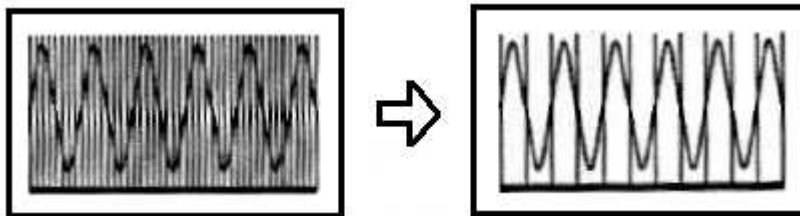


Figura 5.2: Reconstrucción de una señal de alta frecuencia muestreada a alta frecuencia [88].

De lo anterior se deduce que la frecuencia de muestreo debe superar con suficiencia la correspondiente al armónico de mayor frecuencia. La teoría del muestreo de Nyquist establece el mínimo teórico para la frecuencia de muestreo en el doble de la máxima componente armónica. En la práctica, las frecuencias de muestreo son usualmente del orden de 10 veces la frecuencia más alta.

Cuando se viola la teoría de Nyquist tienen lugar los errores de solapamiento o aliasing¹. Los filtros antialiasing (paso-bajas) se utilizan para eliminar las componentes de alta frecuencia de una señal. También se pueden solucionar los errores de solapamiento empleando una frecuencia de muestreo mayor. Sin embargo, es mayor el volumen de datos generados o el ancho de banda requerido para el procesamiento de los datos. En cualquiera de los casos, debemos adoptar una solución de compromiso.

A continuación se plantea el enfoque cuantitativo del solapamiento mediante el empleo de señales compuestas por tonos puros. Las señales en tiempo continuo se transforman en señales de tiempo discreto haciendo uso del periodo de muestreo. Cuando se poseen señales discretas es más sencillo comprender el fenómeno de **alias**, ya que dos señales de tiempo continuo con frecuencias distintas, pueden ser indistinguibles en tiempo discreto [88].

5.3.5. Campos de medida (rango: range)

Este concepto deriva de las definiciones de estadística y se refiere a la distancia entre el menor valor y el mayor valor de la capacidad de medida del instrumento, en unidades de medida de la variable que se desea medir (mesurando). Se expresa por los dos valores extremos [88].

5.3.6. Alcance (span)

En el caso de instrumentos, al rango se lo divide en escalas para poder leer valores intermedios. La distancia, en valor absoluto, entre el menor y el mayor valor de la escala se lo denomina longitud o ancho de escala o alcance (span en inglés) [88].

5.3.7. Errores

Es la diferencia algebraica entre el valor leído o transmitido por el instrumento y el valor real de la variable medida. Tradicionalmente se considera que un error tiene dos componentes:

- Componente aleatorio.
- Componente sistemático.

5.3.7.1. Error aleatorio

Un error aleatorio presumiblemente se origina por variaciones temporales y espaciales impredecibles en las magnitudes de influencia. Los efectos de tales variaciones, llamados en lo sucesivo efectos aleatorios, dan origen a variaciones en observaciones repetidas del mesurando. Aunque no sea posible compensar el error aleatorio de un resultado de medición, generalmente puede ser reducido incrementando el número de observaciones [88].

5.3.7.2. Error sistemático

Un error sistemático se produce como consecuencia del efecto reconocido de una magnitud de influencia sobre un resultado de medición, el efecto puede ser cuantificado y, si es significativo en relación con la exactitud requerida de medición, puede aplicarse una corrección o un factor de corrección. para compensar el efecto. Se supone que, después de la corrección, la esperanza o valor esperado del error originado por un efecto sistemático es cero [88].

5.3.7.3. Error de clase

Límite máximo especificado del error permitido a un instrumento. Se expresa normalmente como porcentaje del alcance o span del instrumento. Hay excepciones principalmente en instrumentos digitales o de mesurados de comportamiento no lineal. En estos casos hay que remitirse a las especificaciones del fabricante.

Por ejemplo, **error de clase 0.5**: el error máximo asegurado por el fabricante será de 0.5 % del span [88].

5.3.7.4. Propagación de errores

Cuando el proceso de medición implica la utilización de más de un instrumento, el resultado de la medición será impactado por cada uno de los errores de cada uno de los instrumentos probablemente en forma distinta. Por convención se define el error total como la suma algebraica de los errores individuales [78].

5.3.8. Incertidumbre de medición (uncertainty)

Refleja la falta de conocimiento del valor exacto del mesurando. El resultado de una medición, aún después de la corrección por efectos sistemáticos reconocidos, no es más que una estimación del valor del mesurando, debido a que tal resultado es afectado por incertidumbres provenientes de efectos aleatorios y de correcciones imperfectas de aquellos efectos sistemáticos. En el cálculo de incertidumbre intervienen la distribución estadística de los resultados de series de mediciones, las características de los equipos, etc [78].

Algunas fuentes de incertidumbre son:

- Realización imperfecta de la definición del mesurando.
- Muestreo no representativo.
- Conocimiento incompleto de los efectos de las condiciones ambientales sobre las mediciones, o mediciones imperfectas de las condiciones ambientales.
- Sesgo personal en la lectura de instrumentos.
- Valores inexactos de patrones de medición y materiales de referencia.
- Aproximaciones y suposiciones incorporadas en los métodos y procedimientos de medición.
- Variaciones en observaciones repetidas del mesurando, bajo condiciones que aparentemente son idénticas.

Los componentes de la incertidumbre se pueden agrupar en dos categorías, de acuerdo con el método de evaluación empleado:

Tipo A: es obtenida por una función de densidad de probabilidad derivada de una distribución de frecuencias observadas.

La evaluación Tipo A de la incertidumbre típica se utiliza cuando se han realizado n observaciones independientes de una de las magnitudes de entrada X_i bajo las mismas condiciones de medida. Si este proceso de medida tiene suficiente resolución, se podrá observar una dispersión o fluctuación de los valores obtenidos.

Tipo B: se obtiene de una función de densidad de probabilidad supuesta, basada en el grado de credibilidad de que un evento ocurra.

La evaluación Tipo B de la incertidumbre típica es la evaluación de la incertidumbre asociada a un estimado x_i de una magnitud de entrada X_i por otros medios distintos al análisis estadístico de una serie de observaciones. La incertidumbre típica $u(x_i)$ se evalúa aplicando un juicio científico basado en toda la información disponible sobre la posible variabilidad de X_i .

5.3.9. Exactitud y precisión

Exactitud: Grado de concordancia entre el resultado de una medición y el valor verdadero del mesurando. Este es un valor cualitativo, pues por norma la expresión numérica está dada por la incertidumbre de medición.

Precisión: Según la ISO 3534-1 es la concordancia entre los resultados obtenidos en mediciones independientes realizadas bajo las mismas condiciones estipuladas. Tanto este término como el de exactitud no tienen cabida en expresiones metrológicas acorde a las guías de expresión y evaluación de incertidumbre de medición, tan sólo pueden usarse como expresiones cualitativas y en general deberían evitarse [78].

5.3.10. Histéresis

Es la diferencia máxima que se observa en los valores indicados por el instrumento para el mismo valor cualquiera del campo de medida, cuando la variable recorre toda la escala en los dos sentidos, ascendente y descendente. Se expresa en tanto por ciento del alcance de la medida [78].

Por ejemplo, si en un manómetro de 0 a 20 psig “pounds per square inch gauge” o “libras por pulgada cuadrada manométrica”, para el valor de la variable de 10 psig, la aguja marca 9.8 al subir la presión desde 0, e indica 10.2 al bajar la temperatura desde 20 psig, el valor de la histéresis esta dado por:

$$[(10,2 - 9,8) / (20 - 0)] = \pm 0,02\%$$

Esto se ve en la figura 5.3 donde nos muestra la histéresis de un manómetro [78].

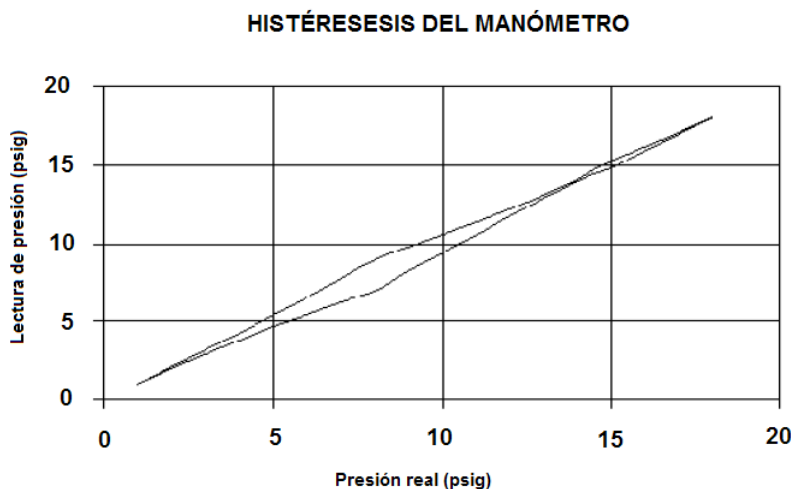


Figura 5.3: Histéresis de un manómetro [78].

5.3.11. Zona muerta

Es el rango de valores del mesurando para el cuál el instrumento no varia su indicación o señal de salida. Suele ser indicada como un porcentaje del alcance del instrumento. Es uno de los componentes de la histéresis [78].

5.3.12. Repetibilidad

Es la capacidad de reproducción de la indicación o señal de salida de un instrumento o también el grado de concordancia de los resultados al medir repetidas veces el mismo valor del mesurando, en las mismas condiciones, con el mismo observador y en el mismo sentido de la variación, de modo a anular el efecto de la histéresis. Se toma siempre el peor caso o valor máximo y puede expresarse cuantitativamente en términos de las características de la dispersión de los resultados [78].

5.3.13. Reproducibilidad

Es la concordancia de resultados de mediciones del mismo mesurando, realizadas bajo condiciones cambiadas. Una expresión válida de la reproducibilidad debe incluir el detalle de las condiciones que fueron cambiadas, que podrían ser el procedimiento seguido, el método de medición, el observador, las condiciones de uso, etc. Puede expresarse cuantitativamente en términos de la dispersión de los resultados [78].

5.3.14. Deriva

Es una variación en la señal de salida que se presenta en un período de tiempo determinado mientras se mantienen constantes la variable medida y todas las condiciones ambientales. Se suelen diferenciar las derivas del cero, es decir, la variación de la señal en la condición cero por causas internas del equipo y la deriva térmica, por causas exclusivas de la temperatura de trabajo del equipo. Se expresa usualmente en porcentaje del alcance, por unidad o por intervalo de variación de temperatura [78].

Por ejemplo, un multímetro se diseña para trabajar entre 18°C y 28°C, para temperaturas fuera de este rango se define un coeficiente de temperatura para corrección de la lectura tal como:

$$\pm (0,005\% \text{ de lectura} + 0,1 \text{ digitos para LSD}) / C$$

5.3.15. Fiabilidad

Probabilidad de que un instrumento continúe comportándose dentro de límites especificados de error a lo largo del tiempo de uso del instrumento y bajo las condiciones especificadas por el fabricante [78].

5.3.16. Resolución

Es la menor diferencia del valor del mesurando que el instrumento puede distinguir o discriminar [78].

5.3.17. Trazabilidad

Es la propiedad que se le asigna documentalmente al instrumento en el momento de su calibración, por medio de patrones reconocidos nacional o internacionalmente, a través de una cadena de instrumentos calibrados hasta el patrón universal o primario definido por convención y en custodia en uno de los institutos internacionalmente asignados con la tarea de salvaguardarlos (por ejemplo: National Institute of Standards and Technology (NIST) en Estados Unidos; Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) en Alemania, etc) [78].

5.3.18. Ruido

Perturbación eléctrica o señal accidental no deseada que modifica la indicación, medición o transmisión. El ruido puede ser particularmente dañino para la confiabilidad de las mediciones en variables de bajos valores, por lo que deben ser cuidadosamente evaluados y entendidos. Se diferencian dos modos de compensación:

a) **Normal-Mode Rejection Ratio (NMRR).** La relación de rechazo de modo normal define el nivel de atenuación de ruido que aparece entre los terminales de medición. El ruido en modo normal se detecta como un pico o desviación en una señal de corriente continua y puede afectar en forma seria si no se toman medidas paliativas figura 5.4 [78].

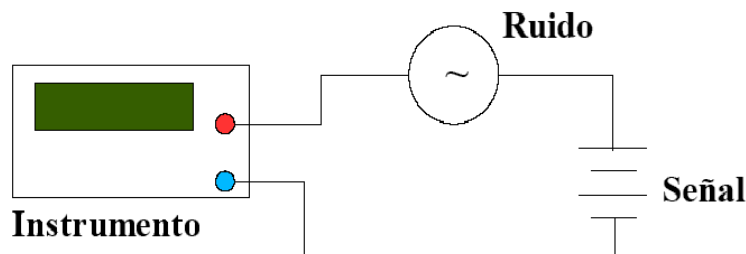


Figura 5.4: Forma de medir el modo normal de atenuación [78].

El modo normal de atenuación se calcula con la ecuación 5.1 y la forma en que se mide se muestra en la figura 5.4

$$NMRR = 20\log(\text{valordel picoderuido en modo normal} / \text{picodesviacion de lectura}) \quad (5.1)$$

El blindaje de los cables de señal en una medida usual de protección para este efecto, en donde se debe tener cuidado que el blindaje ofrezca un camino de baja impedancia a tierra para el ruido. Así mismo algunos equipos están provistos de filtros especiales para este fin. El índice usualmente se indica para una frecuencia o rangos de frecuencia o se indica que no posee atenuación de ruidos.

El valor típico de atenuación es de $>80\text{dB}$ y la atenuación es de 1V a 100mV.

b) Common-Mode Rejection Ratio (CMRR). La relación de rechazo de modo común, especifica el nivel de atenuación del ruido que aparece entre las entradas del instrumento y el chasis o masa. En la figura 5.5 se muestra la forma de medir el modo común de atenuación de ruido [78].

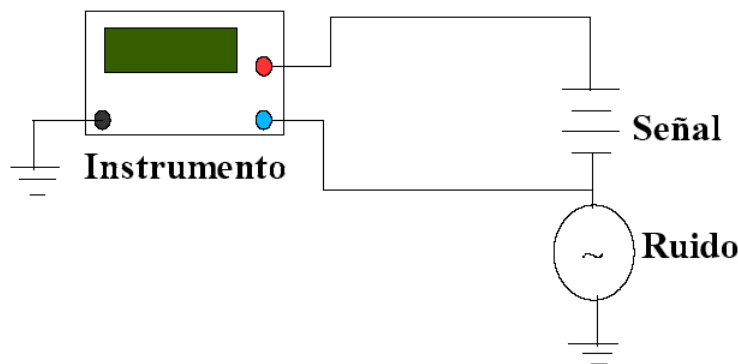


Figura 5.5: Forma de medir el común normal de atenuación [78].

Aunque de menor impacto que el anterior, puede ser un factor de distorsión en mediciones de muy bajos valores. La elección cuidadosa del punto de aterrizamiento y el correcto blindaje de los conductores minimiza el efecto. El valor típico de atenuación es: $>120\text{dB}$ y la atenuación es de 1V a 1mV.

5.3.19. Linealidad y respuesta de frecuencia

Linealidad. El nivel de correlación de una curva de calibración con una línea recta especificada o esperada.

Respuesta de frecuencia. Variaciones (en amplitud o fase) de la señal de salida versus el mesurando en función de la frecuencia. Aplica principalmente a equipos que procesan señales eléctricas, pero también se pueden hallar análogos mecánicos con este fenómeno (frecuencia de oscilación mecánica o elasticidad variable).

5.4. Generadores y sintetizadores de señales

5.4.1. Función y clasificación

Comúnmente se emplean las siguientes técnicas de generación: audiofrecuencia (AF): 0.01Hz - 10MHz, radiofrecuencia (RF): 1kHz - 1GHz y microondas: 1GHz - 40GHz.

El empleo de una técnica no significa que se generen frecuencias dentro de esa banda. Los métodos de generación son en esencia dos: variación de la frecuencia de un oscilador patrón y síntesis de frecuencias.

Otro criterio de clasificación que suele emplearse es la forma de onda de la salida: generadores de funciones matemáticas, generadores de señales sinusoidales moduladas, generadores de barrido, osciladores de precisión, generadores de pulsos, generadores de funciones a la carta y ruidos (blanco y rosa), generadores de palabras digitales, entre otros [78].

5.4.2. Generadores de funciones matemáticas

Estos instrumentos entregan señales que pueden describirse mediante ecuaciones y fórmulas matemáticas.

5.4.2.1. Esquema de bloques

Se basa en la estructura o circuitos del lazo de realimentación no lineal.

5.4.2.2. Elementos de ajuste en el generador de funciones

El bloque de realimentación de un circuito electrónico que implementa un generador de funciones es denominado oscilador principal, y genera las señales cuadrada y triangular. Las señales generadas por el oscilador principal pasan a la etapa de salida donde se las procesa para generar en el terminal de salida del instrumento una señal con impedancia de salida adecuada a la aplicación en curso; lo usual es 50 W.

La corriente del integrador se corrige mediante dos generadores de corriente controlados por tensión. Las entradas de estos generadores de corriente son el resultado del ajuste fino de frecuencia y del establecimiento de la simetría de la señal; que determina la duración de los semiciclos positivo y negativo (ciclo de trabajo). El diagrama de bloques de la figura 5.6 muestra la acción de control mencionada [78].

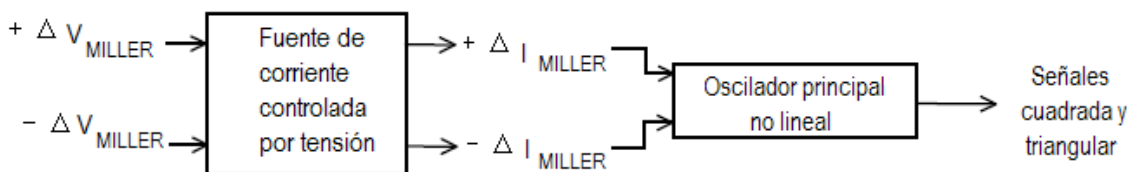


Figura 5.6: Ajuste de la frecuencia y del ciclo de trabajo corrigiendo la corriente del integrador Miller [78].

Las entradas de tensión que ofrecen las salidas de corrección de corriente de la figura 1 provienen de las salidas diferenciales de un amplificador diferencial corregidas por el ajuste de simetría. A su vez, la entrada de este amplificador diferencial de salida dual es el resultado de la suma de tres señales de CD:

- Ajuste fino de frecuencia.
- Entrada externa de Voltage Controlled Oscillator (VCO).
- Entrada del generador de control.

El generador de control permite realizar un barrido en frecuencia aplicando una señal de diente de sierra. Si el barrido es lineal el generador ofrece cada frecuencia durante el mismo tiempo; en caso de ser logarítmico se emplea el mismo tiempo por décadas. Cuando actúa el generador de control se inhiben las señales de ajuste fino y de Voltage Controlled Oscillator (VCO)[78].

5.4.2.3. Aplicaciones de los generadores de funciones

La señal cuadrada se emplea para test de velocidad en la medida de tiempos de subida y bajada. La señal triangular se usa para verificar la linealidad de los circuitos. La señal senoidal se emplea para realizar barridos en frecuencia y obtener la respuesta en frecuencia de circuitos electrónicos.

5.4.3. Generadores de pulsos

Estos instrumentos ofrecen pulsos o trenes de pulsos de tensión y/o corriente. Un pulso viene descrito por:

- Retardo respecto a una referencia interna del instrumento.
- Duración o anchura.
- Transiciones o tiempos de subida y de bajada.
- Periodo.

5.4.3.1. Aplicaciones

Los pulsos se emplean como estímulos de circuitos electrónicos con el fin de examinar su velocidad y tiempo de respuesta. Se emplean los pulsos dobles para medir la velocidad de recuperación de los circuitos [78].

5.4.3.2. Diagrama de bloques

La figura 5.7 muestra el diagrama de bloques de un generador de pulsos [88].

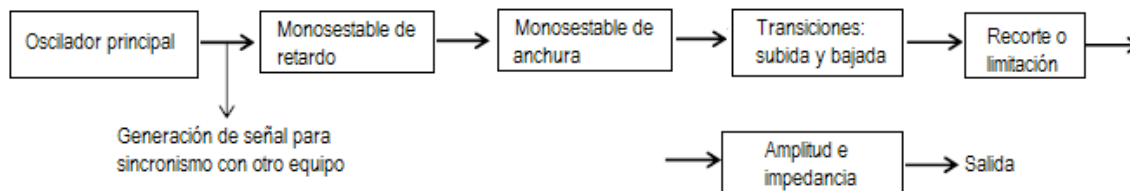


Figura 5.7: Diagrama de bloques de un generador de pulsos [88].

5.4.4. Osciladores controlados por tensión (VCO)

El oscilador controlado por tensión es un convertidor de tensión analógica a una señal cuadrada cuyos niveles lógicos dependen de la tecnología de fabricación. El más común es el 566 fabricado por Signetics (entre otros fabricantes, NE/SE566).

5.4.4.1. Diagrama de bloques

La figura 5.8 muestra el diagrama de bloques. Tiene dos salidas separadas. La resistencia y el condensador externos determinan la frecuencia del oscilador. El condensador se carga y se descarga a velocidad constante a través de R_0 y C_0 . Esta carga y descarga a corriente constante es característica del integrador **Miller** y provoca la señal triangular; la señal cuadrada se obtiene haciendo pasar la triangular por un disparador de Schmitt [88].

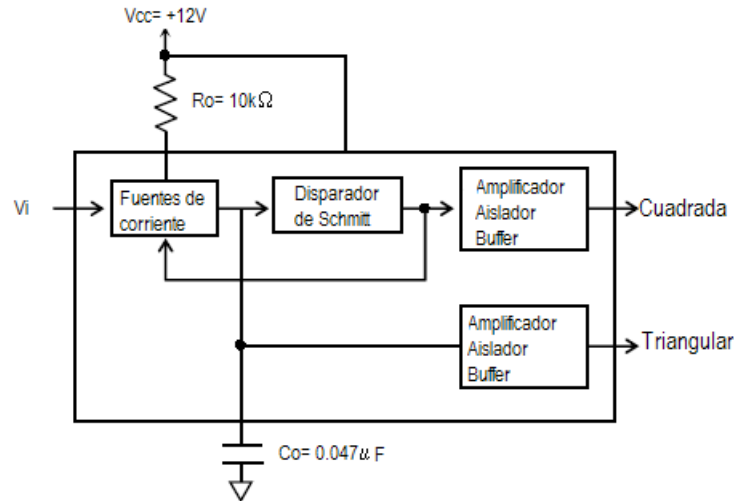


Figura 5.8: Diagrama de bloques del VCO digital integrado 566 [88].

La frecuencia de la salida en los terminales 3 y 4 responde a la Ecuación 5.2:

$$f_0 = \frac{2}{R_0 C_0} \cdot \left(1 - \frac{v_i}{V_{cc}}\right) \quad (5.2)$$

Donde: f_0 que es la frecuencia de salida cuando se aplica una entrada exterior y de f_{FR} en ausencia de entrada, cuando el circuito oscila libremente.

5.5. Instrumentos electrónicos programables

Los equipos de Instrumentación Electrónica Virtual han permitido diseñar interfaces a medida, definidas por el usuario y orientadas a la aplicación de medida o control para la que se conciben. Esta flexibilidad, junto con el desarrollo de protocolos de interconexión de instrumentos y el avance microelectrónico aplicado a los PC's, permite el diseño de redes de instrumentos de medida que operan según los requisitos de un equipo de instrumentación electrónica tradicional, de banco. El bus interfaz de propósito general o General Purpose Interface Bus (GPIB) (siglas en inglés); y su protocolo de comunicaciones asociado se han convertido en elementos integradores de la unidad de instrumentación virtual y los instrumentos tradicionales de banco, originando las redes de instrumentación electrónica. Estos equipos integrados en red cumplen con las tres características esenciales de un equipo de medida:

- Posibilidad de control remoto.
- Aceptación de la transferencia de datos que permita la fiabilidad en la operación.
- Capacidad de operación en tiempo real.

5.5.1. Conceptos generales sobre GPIB

El bus GPIB fue inventado por Hewlett Packard a finales de los años 1960. La intención era crear un bus fiable, especialmente diseñado para conectar computadoras e instrumentos en una configuración de red que poseyera las características requeridas por un equipo de medida. El control remoto de los instrumentos es un aspecto relevante del bus, pero hay otros más importantes como el reconocimiento de recepción de datos (data hardware handshake), que dota a las operaciones de fiabilidad; o la capacidad de respuesta en tiempo real.

El principal objetivo del bus GPIB consiste en gestionar la transferencia de información entre dos o más dispositivos. Antes de enviar los datos hacia los dispositivos (instrumentos conectados al bus) éstos deben configurarse de acuerdo con este

protocolo de transmisión de información. Entre los parámetros relativos al protocolo se encuentra la asignación de direcciones a los instrumentos interconectados. La numeración del dispositivo, o asignación de su dirección, se realiza desde el panel frontal o alterando la conexión de los puentes de su tarjeta interfaz, que suele ser accesible desde la parte posterior del instrumento.

El elemento controlador del equipo GPIB es único (generalmente la tarjeta controladora instalada en un PC, en cuyo caso se le asigna la dirección 0), supervisa todas las operaciones que se realizan en el bus, y determina el dispositivo que envía la información y el momento en que se realiza su envío. El controlador puede designar un sustituto si en un determinado momento no puede atender los requisitos de control. El nuevo controlador recibe el nombre de controlador activo. El controlador asegura que no puede haber dos o más instrumentos enviando información al bus simultáneamente. Además, establece los dispositivos que permanecen en estado de recepción o escucha, ya que no todos los instrumentos están siempre interesados en captar la información del bus. Esta función la realiza despertando a los dispositivos en estado de latencia mediante una solicitud de reafirmación, y mediante órdenes que especifican los nuevos receptores y el nuevo emisor.

Cuando el proceso de transmisión-recepción ha finalizado, el controlador del equipo se asegura de que todos los receptores han recibido la información enviada al bus por el emisor mediante el **data hardware handshake** o control de transferencia de datos. Este protocolo permite asegurar la recepción de la información por parte de los dispositivos más lentos. Como consecuencia, el dispositivo más lento limita la velocidad de operación del equipo GPIB.

En resumen, se consideraran los siguientes elementos o conceptos más relevantes y específicos, involucrados en un equipo red de instrumentación mediante el protocolo GPIB:

- Controlador del equipo controlador activo.
- Dispositivos conectados al bus.
- Dispositivo fuente.
- Dispositivos destino.
- Comandos y funciones.

5.5.1.1. Comandos y funciones

El primer equipo de instrumentación basado en bus fue diseñado en 1965 por Hewlett Packard (en la actualidad, la división de Test y Medida con el nombre de **Agilent Technologies**), y recibió el nombre de Hewlett Packard Interface Bus (HPIB) (acrónimo en inglés). Su finalidad consistía en conectar su red de instrumentos programables a sus ordenadores de laboratorio.

Debido a su elevada velocidad de transferencia (1 Mbyte/s nominal) y a su fiabilidad, este interfaz adquirió popularidad a pasos agigantados. Así, en 1973 se convirtió en un estándar, siendo aceptado por la organización Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). Entre 1973 y 1975 recibió el nombre de estándar de comunicaciones IEEE-488, y en 1987 la American National Standards Institute (ANSI) adoptó el nombre de ANSI/IEEE-488.1, como se le conoce en la actualidad, estando más extendida su designación mediante el acrónimo GPIB. En el mismo año, 1987, la designación ANSI/IEEE-488.2 supuso una ampliación del protocolo en la línea de describir con exactitud cómo los controladores y los instrumentos se comunicaban. Se establece entonces el conjunto de órdenes comunes a todos los instrumentos conocido como Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI).

En paralelo a la evolución del bus GPIB la International Electronic Comision (IEC), responsable de la estandarización fuera de los Estados Unidos, aprobó el estándar IEC625.1. Este protocolo empleaba un conector DSUB de 25 pines, a diferencia del IEEE-488.1 que empleaba uno similar al Centronics pero de 24 polos. Ésta última versión es la que se emplea hoy día, pero siguen existiendo adaptadores de 25 a 24 polos, con el fin de evitar la obsolescencia de determinados instrumentos.

5.6. PIC micro

5.6.1. Descripción de los códigos de operación

Una de las virtudes de los PIC's de la casa fabricante MICROCHIP, es que para la programación de los mismos se necesita solamente de 35 palabras de instrucciones. Cada instrucción de los PIC16F87X constituye una palabra de 14-bits de ancho, la que se divide en: un OPCODE (código de operación) el que especifica el tipo de instrucción y uno o más operadores, que indican la operación a realizar. La Tabla 5.1 presenta la descripción de los campos que acompañan al OPCODE.

Campo	Descripción
f	Dirección del registro (0x00 a 0x7F)
W	Registro de trabajo (Acumulador)
b	Posición del bit dentro de un registro de 8 bits
k	Dato numérico, una constante o etiqueta (0x00 a 0xFF)
d	Bit de selección de destino. Por defecto d = 1
PC	Contador de Programa
TO	Bit TIME OUT
PD	Bit POWER DOWN

Tabla 5.1: Descripción de los campos del OPCODE [23].

Las instrucciones son clasificadas en tres categorías como se ve en la figura 5.9:

Operaciones Orientadas por BYTE: El campo **f**, especifica que registro será utilizado por la instrucción, y el campo **d** especifica donde será ubicado el resultado de la operación.

Operaciones Orientadas por BIT: El campo **b**, representa el número del bit que será afectado por la operación, mientras que **f** representa la dirección del archivo donde se encuentra localizado el bit **b**.

Operaciones Literales y de control: El campo **k** representa un constante de ocho u once bits, o un valor literal.

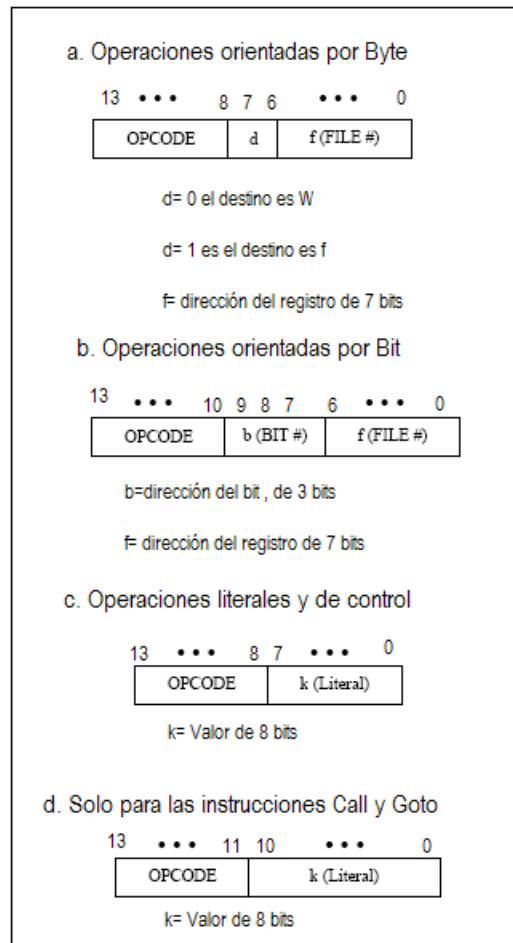


Figura 5.9: Formato para todos los tipos de instrucciones [23].

Todas las instrucciones son ejecutadas en un único ciclo de instrucción, excepto las instrucciones de consulta, o donde el contador de programa es modificado. En este caso la ejecución toma dos ciclos de instrucción, con el segundo ciclo ejecutado como una NOP. Un ciclo de instrucción consiste de cuatro oscilaciones periódicas, del reloj conectado al PIC (Cristal de Cuarzo) [23].

5.6.2. Manejo de los puertos del microcontrolador PIC

Los puertos que describiremos son de entrada-salida y algunos de sus pines son multiplexados con funciones alternativas. Los puertos A, B y C están disponibles en los PIC's PIC16F876/7, pero los puertos D y E están disponibles solo en el PIC16F877.

Por filosofía de construcción de la casa fabricante (Microchip) siempre se debe de tomar en cuenta que el puerto A es dedicado para interactuar con el mundo analógico o digital, puesto que los pines de este puerto son multiplexados con puertos digitales y analógicos, el puerto B es un puerto orientado a interrupciones por eventos externos, pues sus pines tiene asignados (después de ser programados como tales) internamente banderas de interrupción que son activadas al cambio de estado en estos pines, mientras que el puerto C es dedicado para la comunicación serial, pues soporta varios puertos seriales y además este puerto provee la salida de varios temporizadores programables, el puerto D es netamente un conjunto de entradas y salidas digitales para cualquier función extra que requiera el usuario, este puerto también es utilizado para comunicación paralela en modo esclavo con un microprocesador, por último el puerto E también tiene sus pines multiplexados con el conversor analógico-digital del microcontrolador.

5.6.3. Registros PORTA y TRISA

El registro PORTA es un puerto bidireccional, de ancho de 6 bits (RA0 a RA5). El pin RA4 es multiplexado con el ingreso del reloj para el módulo TIMER0, por lo que este es llamado RA4/TOCK1, se debe tener presente la característica muy importante de este pin, que es a Colector Abierto. Los otros pines de PORTA son multiplexados con ingresos analógicos e ingreso para el V_{REF} .

El registro TRISA controla la dirección de cada pin del puerto A, incluso de los que son utilizados como pines analógicos. Por ejemplo: Para que pin RA5 sea ingreso, el bit 5 del registro TRISA, debe ser puesto a 1, mientras que si se desea que el pin RA5 sea salida, el bit 5 del registro TRISA debe ser puesto a 0. Este ejemplo es válido para todos los puertos.

5.6.4. Registros PORTB y TRISB

PORTB es un puerto bidireccional, de ancho de 8 bits. El registro TRISB controla la dirección de cada pin de PORTB. Los pines RB3/PGM, RB6/PGC Y RB7/PGD son utilizados para la programación del PIC. Cada pin de PORTB tiene resistencias internas (PULL-UP). Estas se activa limpiando el bit RBPU.

El pin RB0 permite interrupción externa, mientras que los pines RB4 a RB7, generan interrupción al cambio de estado. Para esta función se configuran como ingresos. Dichas interrupciones enciende al dispositivo del estado SLEEP. Para mayor detalle referirse al datasheet 30292c, página 34 de MicroChip[71].

5.6.5. Registros PORTC y TRISC.

PORTC es un puerto bidireccional, de un ancho de 8 bits. TRISC controla la dirección de cada pin de PORTC. Cada pin de este puerto es multiplexado con varias funciones (Módulo CCP, módulos de comunicación serial I²C, SPI, USART).

5.6.6. Registros PORTD y TRISD

PORTD es un puerto bidireccional, de un ancho de 8 bits. TRISD controla la dirección de cada pin de PORTD.

Este puerto puede ser configurado como un puerto paralelo esclavo para la conexión con microprocesadores, activando el bit PSPMODE (TRISE< 4 >). En este modo todos los pines de este puerto deben estar configurados como ingresos. En el caso de no desear ningún tipo de comunicación, este puerto es utilizado generalmente para controlar LCD's, motores de paso, juego de luces con LED's, también como ingresos para pulsantes, fin carreras, entre otras aplicaciones.

5.6.7. Registros PORTE y TRISE

PORTE es un puerto bidireccional, de un ancho de 3 bits, estos son multiplexados con ingresos analógicos, teniendo: RE0/RD/AN5, RE1/WR/AN6 Y RE2/CS/AN7. TRISE controla la dirección de cada pin de PORTE, incluso cuando es un pin analógico.

El TRISE tiene además los siguientes bits PSPMODE< 4 >, IBOV< 5 >, OBF< 6 >, IBF< 7 >, que son utilizados para el control del puerto paralelo esclavo. Para mayor conocimiento referirse al datasheet 30292c, página 39, de MicroChip[71].

5.6.8. Control de los Módulos TIMER

A continuación se presentan los módulos TIMER's disponibles en los PIC's de la familia PIC16F87X.

5.6.8.1. Módulo TIMER0

El control de este módulo se lo realiza por medio del registro OPTION_REG, (bits 0 a 5). A continuación se presenta sus características:

- Módulo temporizador/contador de 8 bits.
- De lectura y escritura.
- Selección de reloj interno o externo.
- Genera interrupción de sobre flujo: de FFh a 00h.
- Selección de flanco (de subida o bajada), para el reloj externo.
- Dispone de un contador (de 8 bits) de prescaler, se lo programa por software.

El modo TIMER (temporizador) o Contador es seleccionado por el bit T0CS (OPTION_REG< 5 >). En modo TIMER el módulo TIMER0 incrementa todos los ciclos de instrucciones. En modo Contador el módulo TIMER0 incrementará en cada flanco de subida o bajada por el pin RA4/T0CK1. El tipo de flanco lo determina el estado del bit T0SE (OPTION_REG< 4 >).

El prescaler solo es de lectura, y es compartido por el módulo TIMER0 y el temporizador WATCHDOG. Solo puede estar asignado a uno de los dos. El bit PSA (OPTION_REG< 3 >) asigna el prescaler. Y los bits PS0 a PS2 (OPTION_REG< 0 : 3 >) determinan la relación de la prescaler. Más información acerca de estos temas referirse al datasheet 30292c, página 49, de MicroChip[71].

5.6.8.2. Módulo TIMER1

Su registro de control es el T1CON (bits 0 a 5). Sus características son las siguientes:

- Módulo temporizador/contador de 16 bits, o o Contador Prescaler de 8 bits, su valor se determina con los bits T1CON < 4 : 5 >.
- Formado por dos registros de 8 bits (TMR1H y TMR1L).
- Estos incrementan de 0000h a FFFFh.
- De lectura y escritura.
- La interrupción de sobre flujo es habilitada activando el bit TMR1IE (PIE1< 0 >).
- Dispone de un circuito oscilador.

El modo de operación es determinado al seleccionar la fuente de reloj para el módulo, con el bit TMR1CS (T1CON< 1 >). El TIMER1 es habilitado/deshabilitado, activando/desactivando el bit TMR1ON (T1CON< 0 >).

Cuando el oscilador del TIMER1 es habilitado (bit< 3 > T1OSCEN_T1CON), los pines RC1/T1OSI y RC0/T1OSO/T1CKI son ingresos para la conexión del cristal y condensadores. Más información acerca de este módulo referirse al datasheet 30292c, página 53, de MicroChip[71].

5.6.8.3. Módulo TIMER2

Su registro de control es el T2CON (bits 0 a 6). Sus características son las siguientes:

- Módulo temporizador de 8 bits.
- De lectura y escritura, el TIMER es borrado cuando el dispositivo es reiniciado.
- Contiene contadores de prescaler y postscaler de 16 bits cada uno.
- Puede ser usado como base de tiempo para los módulos CCP en modo PWM.
- Tiene un registro (PR2) de 8 bits.
- De lectura y escritura. Utilizado por los módulos CCP en modo Comparador.
- Este TIMER es apagado por medio del bit TMR2ON (T2CON< 2 >).

El TIMER2 incrementa de 00h hasta igual a PR2, entonces al siguiente ciclo de instrucción el TIMER2 es reiniciado a 00h y PR2 a FFh. Más información acerca de este módulo referirse al datasheet 30292c, página 57, de MicroChip[71].

5.6.9. Manejo de las interrupciones dentro del microcontrolador PIC

La familia PIC16F87X tiene hasta 14 fuentes de interrupciones, el registro INTCON es el registro de control de las interrupciones.

El bit **GIE** ($\text{INTCON} \langle 7 \rangle$) habilita o deshabilita todas las interrupciones enmascaradas. Si GIE esta activo, y cualquier bandera de interrupción se activa, dicha interrupción será atendida deshabilitando al bit GIE, la dirección de retorno es almacenado en la pila del microcontrolador, y el contador de programa (PC) es cargado con la dirección 0004h (vector de interrupción). Una vez atendida la subrutina de interrupción, la bandera de dicha interrupción debe ser limpiada por software, para evitar generar innecesariamente dicha interrupción. La instrucción de retorno de interrupción es RETFIE, sale de la rutina de interrupción activando el bit GIE nuevamente, como se puede ver en la figura 5.10.

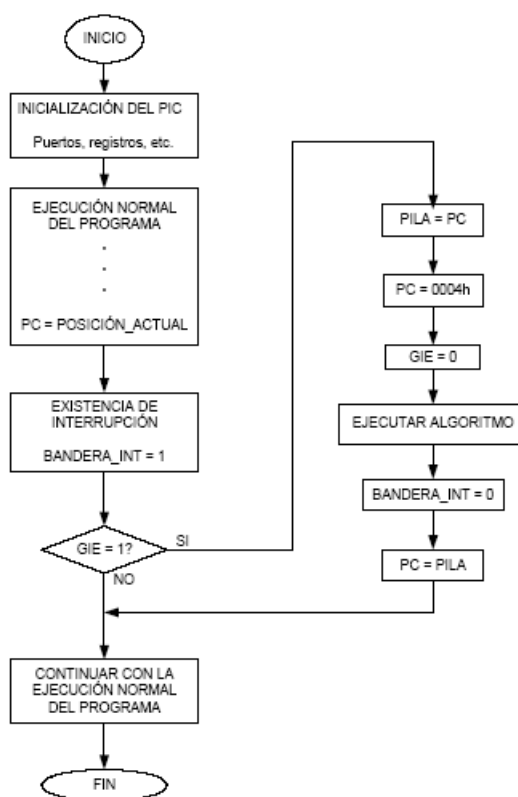


Figura 5.10: Gráfico explicativo de la secuencia de interrupción [23].

Las banderas y habilitaciones de las interrupciones generadas por el puerto B, y por el sobre flujo del TMR0 son contenidas en el registro INTCON. Las banderas de interrupción de los periféricos son contenidos en registros de funciones especiales PIR1 y PIR2, los bits de habilitaciones de dichas interrupciones se encuentran en los registros PIE1 y PIE2. Para mayor información acerca de este tema referirse al datasheet 30292c, página 131, de MicroChip[71].

5.6.10. Módulo CPP en modo PWM

Los PIC16F877/6 tienen dos módulos CPP (Captura/Compara/PWM), los cuales contiene un registro de 16 bits el cual puede operar como:

- Registro Capturador, de 16 bits.
- Registro Comparador, de 16 bits.

- Registro PWM maestro/esclavo (Duty Cycle).

Los módulos CCP1 y CCP2 son idénticos en operación, excepto por eventos especiales que afectan al módulo CCP2. Cada módulo tiene un registro de control (CCP1CON y CCP2CON). Cada registro Capturador/Comparador/PWM esta compuesto por dos registros de 8 bits: CCPR1(2)L y CCPR1(2)H. Los módulos CCP1 son multiplexados con el puerto C (PORTC). Nos centraremos en el estudio del módulo CPP en Modo PWM, pues este modo fue utilizado para el control de la velocidad de los motores de la mascota virtual que forman parte del sistema móvil.

5.6.10.1. Modo PWM (modulación por ancho de pulso)

El módulo CCP en modo PWM utiliza como recurso al módulo TIMER2. El este pin CCP1 (puerto C) produce hasta una resolución de 10 bits de salida de PWM y debe ser declarado como salida, TRISC<2> = 0. En la figura 5.11, se presenta la salida de PWM, la señal tiene un período y un tiempo en el que la señal permanece activa (DUTY CYCLE) [23].

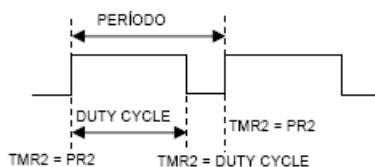


Figura 5.11: Salida de la señal PWM [23].

El período es especificado escribiendo en el registro PR2 y puede ser calculado usando la Ecuación 5.3:

$$PWM_PERIODO = [(PR2) + 1] \cdot 4 \cdot T_{OSC} \cdot (Valor_Prescaler_TMR2) \quad (5.3)$$

Cuando TMR2 es igual a PR2, ocurren lo siguiente:

1. TMR2 es limpiado.
2. El pin CPP1 es Activado (si PWM Duty Cycle es del 0 %, CCP1 no se activa) y el valor Duty Cycle cargada en CCPR1L se transfiere a CCPR1H.

El tiempo DUTY CYCLE (figura 5.11), se especifica escribiendo en el registro CCPR1L (8 bits) y en los bits CCP1CON_{i4:5}, para formar una palabra de 10 bits. La Ecuación 5.4 es utilizada para el cálculo del tiempo DUTY CYCLE.

$$PWM_DutyCycle = (CCPR1L : CCP1CON < 4 : 5 >) \cdot T_{OSC} \cdot (TMR2_{VALOR_PRESCALER}) \quad (5.4)$$

La máxima resolución de bits (PWM) esta dada por la Ecuación 5.5.

$$Resolucion_en_bits = \frac{\log\left(\frac{F_{OSC}}{F_{PWM}}\right)}{\log(2)} \quad (5.5)$$

Los pasos para configurar el módulo CPP en modo PWM son:

- Ajuste el período PWM escribiendo en el registro PR2.
- Ajuste el tiempo Duty Cycle PWM, escribiendo en le registro CCPR1L y CCP1CON bits 4 y 5.
- TRISC_{i2}= 0. Hará que el pin CCP1 (RC2), sea salida.
- Ajuste el valor de prescaler para TIMER2 escribiendo en el T2CON.
- Configure el módulo CCP1 para operación de PWM.

Para mayor información y detalles referirse al datasheet 30292c, página 63, de MicroChip[71].

5.6.11. Control del Módulo USART

El módulo serial de Transmisión/Recepción Asíncrono/Síncrono Universal (USART) es controlado por dos registros el TXSTA (Transmisión), y el RCSTA (Recepción). Este módulo puede ser configurado como un:

- Sistema asíncrono full-duplex.
- Sistema síncrono maestro semi-duplex.
- Sistema síncrono esclavo semi-duplex.

El bit SPEN ($RCSTA < 7 >$) habilita el puerto serial, y los pines RC6 y RC7 deben ser configurados como salida e ingreso respectivamente, para el correcto funcionamiento del módulo de comunicación serial. Nos enfocaremos en el estudio del Sistema asíncrono full-duplex, que fue utilizado para desarrollar la comunicación entre los microcontroladores PIC16F877 y PIC16F876 en la creación de la mascota virtual.

5.6.11.1. USART en modo asíncrono

Este modo es seleccionado limpiando el bit SYNC ($TXSTA < 4 >$). En este modo el USART utiliza la codificación de línea NRZ (No retorno a cero), su trama esta compuesta de un bit de inicio, 8 ó 9 de datos y un bit de parada. El transmisor y receptor son funcionalmente independientes, pero usan la misma trama y tasa de baudios. No soporta detección de paridad, en modo SLEEP este módulo deja de funcionar.

Compuesto de: un Generador de Tasa de Baudios, Circuito de muestreo, Trasmisor asíncrono y Receptor asíncrono. El generador de tasa de baudios, nos ayuda a tener una base de tiempo estándar para la comunicación serial asíncrona.

Para la transmisión realizar los siguientes pasos:

1. Iniciar el registro SPBRG con la apropiada tasa de baudios. Para alta velocidad activar el bit BRGH ($TXSTA < 2 >$).
2. Habilitar el puerto serial asíncrono. $TXSTA < 4 > = 0$, $RCSTA < 7 > = 1$.
3. Si se desea interrupción por transmisión, entonces: $PIE1 < 4 > = 1$.
4. Si se desea el 9^{no} bit de transmisión, entonces: $TXSTA < 8 > = 1$.
5. Habilitar la transmisión. $TXSTA < 5 > = 1$. (Se activará el bit $PIR1 < 4 >$).
6. Si realizó el paso (d), cargue el 9^{no} dato de transmisión, en el bit $TXSTA < 0 >$.
7. Cargar el dato (8 bits) en el registro TXREG (empieza la transmisión).
8. Si realizó el paso (c), asegúrese que los bits $INTCON < 6 : 7 >$ este activados.

Para la recepción realizar los siguientes pasos:

1. Ejecute el paso (a) de la transmisión.
2. Ejecute el paso (b) de la transmisión.
3. Si se desea interrupción por recepción, entonces: $PIE1 < 5 > = 1$.
4. Si se desea el 9no bit de recepción, entonces: $RCSTA < 6 > = 1$.
5. Habilitar recepción. $RCSTA < 4 > = 1$.
6. Si se realizó el paso (c), se activará la bandera de interrupción. $PIR1 < 5 >$.
7. Si ejecutó paso (d), el bit $RCSTA < 0 >$ representa el 9no dato.
8. Determinar si algún error ocurrió en la recepción, bits $RCSTA < 1 : 2 >$.

9. Obtenga los 8 bits de datos recibidos, leyendo el registro RCREG.
10. Si algún error ocurrió, limpie los bits RCSTA< 1 : 2 >, y el bit RCSTA< 4 >.
11. Si realizó el paso (c), asegure que los bits INTCON< 6 : 7 > este activados.

Para mayor información y detalles referirse al datasheet 30292, página 101, de MicroChip[71].

5.6.12. Control de la memoria de datos EEPROM

Esta memoria permite la lectura y escritura de un byte, en todo el rango V_{DD} . Una operación de lectura/escritura no afecta la ejecución normal de operaciones del microcontrolador. Al escribir un dato se produce una operación de borrado-escritura. El tiempo de escritura variará con el voltaje y temperatura, como de chip a chip. La EEPROM de datos puede ser usada para almacenar frecuentemente actualización de valores.

El acceso a la memoria para la lectura y escritura, se realiza indirectamente a través de un conjunto de registros de funciones especiales (SFR). Los registros usados para la memoria de datos EEPROM son: EEDATA, EEADR, EECON1 y EECON2.

El registro EEADR retiene la dirección a ser accedida. El registro EEDATA retiene el dato a ser escrito/leído en la dirección especificada en EEADR. Los PC16F876/7 tienen 256 bytes de memoria EEPROM, por lo tanto usa 8 bits para especificar la dirección en el registro EEADR. El registro EECON1 es el registro de control para la configuración y acceso a la memoria. El EECON2 es un registro no implementado físicamente, pero es usado exclusivamente en la secuencia de escritura para evitar errores en esta operación. Para acceder a la memoria de datos EEPROM (para cualquier operación), debemos limpiar el bit EEPGD (EECON1< 7 > = 0).

Los pasos para el proceso de lectura son los siguientes:

1. Escribir la dirección en EEDATA.
2. Limpiar el bit EEPGD (EECON1< 7 >).
3. Activar el bit RD (EECON1< 0 >), para iniciar la operación de lectura.
4. Leer el dato del registro EEDATA.

El bit RD se limpia por hardware, en cuanto se lee el dato de EEDATA, o se ejecute nuevamente una operación de escritura/lectura. El registro EEDATA retiene el dato leído hasta que nuevamente se realice una operación de escritura/lectura.

Si existe una operación de escritura en proceso, no se debe empezar otro ciclo de escritura. Los pasos para el proceso de escritura en la EEPROM son los siguientes:

1. Verifique que no se este en proceso de escritura. El bit WR (EECON1< 1 >) debe estar en 0 para empezar.
2. Escribir la dirección en el registro EEADR.
3. Escribir el dato en el registro EEDATA.
4. Limpiar el bit EEPGD (EECON1<7>).
5. Active el bit WREN (EECON1< 2 >), esto habilitara la escritura.
6. Desactive todas las interrupciones (si están activadas).
7. Ejecutar las siguientes instrucciones, para evitar errores en la escritura.
 - Escriba 55h en el registro W.
 - Escriba el contenido del registro W al registro EECON2.
 - Escriba AAh en el registro W.

- Escriba el contenido del registro W al registro EECON2.
 - Active el bit WR. (Este bit es limpiado por hardware).
8. Active las interrupciones (si están en uso).
 9. Limpiar el bit WREN para deshabilitar la escritura.
 10. Completado el ciclo de escritura, el bit WR es puesto a 0 y el bit EEIF (registro PIR2< 4 >) es puesto a 1. Este último debe ser limpiado por software.

El bit WR puede ser activado solo si el bit WREN fue activada en una previa operación, estos bits no pueden ser activados en la misma operación. La secuencia de instrucciones del paso (7) deben ser ejecutadas sin interrupciones.

5.6.13. Control del módulo A/D (convertor analógico a digital)

Este módulo tiene cinco pines de ingreso en el PIC16F876 y ocho en el PIC16F877. Los ingresos analógicos tienen un circuito de muestreo y condensador para retención. La salida del circuito de muestreo y condensador de retención es el ingreso para el convertidor. El convertidor genera un resultado digital de este nivel analógico por medio del método de aproximaciones sucesivas. El resultado generado por el convertor A/D es un número de 10 bits. Se dispone de ingresos de voltaje de referencia bajo (pin RA2) y alto (pin RA3). Este módulo puede operar mientras el dispositivo esta en modo SLEEP, en este caso el reloj utilizado será un oscilador RC interno del A/D.

El módulo A/D tiene cuatro registros para su funcionamiento: ADRESH, ADRESL, ADCON0, ADCON1.

El registro **ADCON0**, controla la operación del módulo A/D. El registro **ADCON1**, configura a los pines de puerto A y puerto E como digitales ó analógicos. Los registros **ADRESL** y **ADRESH** contienen el resultado de 10 bits, de la conversión A/D, el bit **ADFM** (ADCON1< 7 >) selecciona el formato del resultado, es decir, si ADFM = 1, el resultado es justificado a la derecha, los 6 bits más significativos del ADRESH son leídos como cero, pero si ADFM = 0, los 6 bits menos significativos del ADRESL son leídos como cero.

Los pasos para conversión A/D se presentan a continuación:

1. Configurar el módulo A/D:
 - Configurar (PORTA, PORTE) como pines analógicos, voltaje de referencia ó digitales (ADCON1).
 - Seleccionar el reloj de conversión (ADCON0): FOSC/2, FOSC/8, FOSC/32, Oscilador interno.
2. Escoger el formato del resultado, justificado a la derecha ó izquierda (ADCON1< 7 >).
3. Seleccionar el canal de ingreso para conversión A/D (ADCON0).
4. Encienda el módulo A/D (ADCON0< 0 > = 1).
5. Habilite la Interrupción A/D (si se desea), bit ADIE (PIE1< 6 >) = 1.
6. Esperar el tiempo de adquisición requerido.
7. Empezar la conversión, activar el bit ADCON0< 2 >. Este bit se limpia por hardware.
8. Esperar que la conversión A/D sea completa:
 - Interrogando si el bit ADCON0< 2 > esta limpio, ó
 - Esperando por la interrupción A/D, se activa la bandera ADIF (PIR1< 6 >).
9. Leer el resultado de la conversión del par de registros ADRESH:ADRESL (considerar el formato del resultado previamente seleccionado), limpiar el bit ADIF si es necesario.

10. Para la siguiente conversión ir al paso (c). El tiempo de conversión por bit es definido como T_{AD} . Esperar como mínimo $2T_{AD}$ antes de que la siguiente adquisición se empiece. Mientras no se utilice al módulo A/D apagarlo para evitar consumo de corriente innecesario, bit $ADCON0<0> = 0$.

La conversión A/D requiere un mínimo de $12T_{AD}$ por 10 bits de conversión. Las cuatro posibles opciones de TAD son:

- $2T_{OSC}$ para frecuencias máximas de operación de 1.25 MHz.
- $8T_{OSC}$ para frecuencias máximas de operación de 5 MHz.
- $32T_{OSC}$ para frecuencias máximas de operación de 20 MHz.
- 2 a $6\mu s$, con Oscilador RC interno (modo SLEEP).

Para mayor información y detalle referirse al datasheet 30292c, página 113, de MicroChip[71].

5.7. Muestreo y cuantificación

5.7.1. Cadena de medida: margen dinámico y relación señal ruido

La figura 5.12 muestra los elementos que constituyen un equipo electrónico de adquisición de datos y que recibe el nombre de cadena de medida. En este diagrama se supone nulo el efecto de carga entre elementos, con el fin de que la información fluya sin perder intensidad [88].

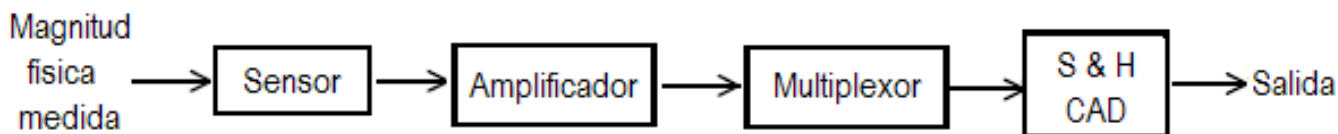


Figura 5.12: Elementos de una cadena de medida genérica en un equipo de adquisición de señales [88].

Es deseable que a un rango (analógico) de entrada corresponda un rango de palabras digitales en la salida del convertidor analógico/digital (CAD). Se dice entonces que el margen de entrada se adapta al margen de salida (adaptación de rangos dinámicos).

5.7.1.1. Margen dinámico

Una definición de margen dinámico de cadenas de medida atiende a la invariancia de la magnitud definida en cada punto de la cadena. En cada punto de la cadena de medida se define el margen dinámico como el cociente entre el rango de variación de la magnitud involucrada y la resolución o mínimo cambio apreciable en el punto en consideración que se muestra en la ecuación 5.6.

$$MD_{punto} = \frac{\text{rango}}{\text{resolucion}} \tag{5.6}$$

Por ejemplo, para un sensor de presión si esta magnitud tiene un rango de 0-1 Ba2 y la resolución es de 0.1mBa, el margen dinámico resulta:

$$MD_{punto} = \frac{1}{10^{-4}} = 10^4 \tag{5.7}$$

A veces se proporciona esta magnitud en decibelios; en este último caso resulta:

$$MD_{punto}(dB) = 20 \cdot \log(10^4) = 80dB \quad (5.8)$$

La figura 5.13 representa una posible relación entre los márgenes de los elementos de la cadena de medida [88].

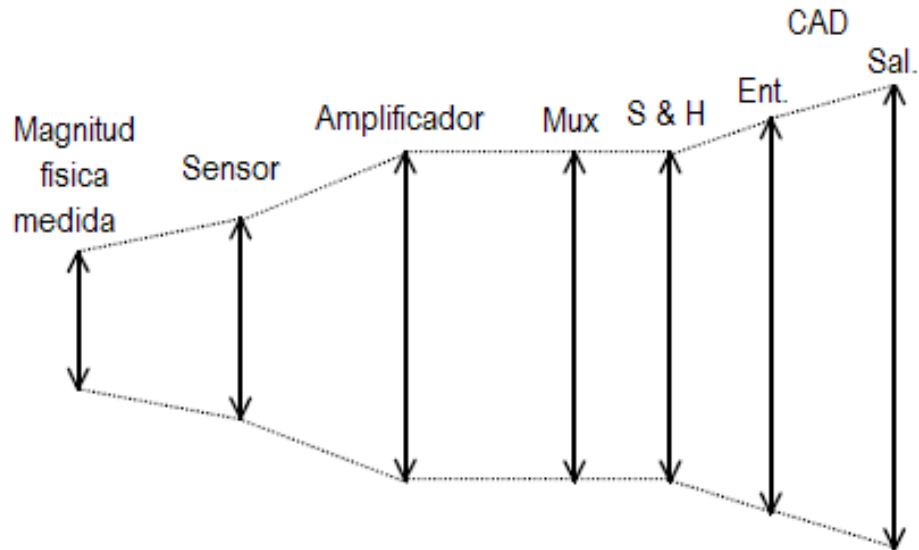


Figura 5.13: Adaptación entre los márgenes de variación de las magnitudes de los distintos elementos de la cadena de medida [88].

El margen dinámico relativo a la resolución, dado por la ecuación 5.6, debe ser constante para todos los elementos de la cadena.

5.7.1.2. Relación señal-ruido de cuantificación

La calidad de la salida del CAD se mide mediante el cociente entre un parámetro propio de la señal y el ruido de cuantificación. El ruido de cuantización es la diferencia entre la muestra original y la cuantizada. La *relación señal-ruido de cuantización* (SNR^1) se define en la ecuación 5.9 como el cociente de varianzas de la señal y el ruido presente en el equipo de medida. Este último es considerado como el error del proceso de medida.

$$SNR \equiv \frac{E[(x(i) - \bar{x})^2]}{E[(e(i) - \bar{e})^2]} = \frac{\sum(x(i))^2}{\sum(e(i))^2} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} \quad (5.9)$$

Donde se han supuesto nulas las medias de la señal y del ruido. Se demuestra que esta definición lleva implícito el cociente de potencias medias entre la señal de interés y el ruido. En decibelios se define con la ecuación 5.10.

$$SNR(dB) \equiv 10 \cdot \log(SNR) = 10 \cdot \log\left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2}\right) \quad (5.10)$$

El ruido aleatorio, presente en todo equipo electrónico, se modela a menudo con una función de probabilidad rectangular dentro del intervalo de cuantificación (indicativa de un ruido uniformemente distribuido), como indica la figura 5.14, que indica la probabilidad de que se dé un error descrito en el intervalo de cuantificación de anchura Δ [88].

¹Relación señal a ruido

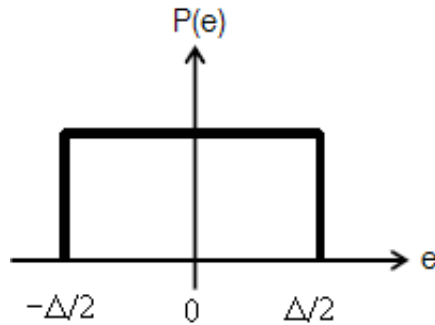


Figura 5.14: Función densidad de probabilidad rectangular [88].

Esto significa que la distribución de errores de cuantización es uniforme sobre cada intervalo de cuantización.

5.7.2. Estructuras básicas de equipos electrónicos de adquisición de señales

La organización de la unidad de medida depende del número de entradas y salidas, y de la distribución de la capacidad de procesamiento en función de la velocidad que requiera el sistema. A continuación damos las alternativas de diseño más frecuentes.

5.7.2.1. Unidades de alto y bajo nivel

Depende de que se trate con señales inferiores o superiores a 100mV. Un multiplexor analógico permite seleccionar la entrada a la unidad de uno de los sensores, mediante la combinación adecuada de señales de control. Si las señales provenientes de los sensores no han sido amplificadas, el multiplexor debe introducir un error despreciable. Además, si la distancia entre los sensores y el multiplexor es grande, existe riesgo de interferencias, que pueden tener graves consecuencias porque la señal aún no ha sido amplificada. En consecuencia, se suelen amplificar las señales de los sensores antes de demultiplexarlas.

5.7.2.2. Unidades centralizadas y descentralizadas

Las primeras constan de un procesador único, que coordina la adquisición de datos provenientes de distintos puntos de medida. Los segundos son estructuras de procesadores coordinados, cada uno de los cuales se encarga de un sector o zona. Son de especial de interés los equipos de medida con varios buses o niveles de intercomunicación de elementos.

5.7.2.3. Equipos de medida con varios buses. Tarjetas de adquisición de datos

5.7.2.4. Arquitectura: cadena de medida, temporizadores, interfaz con bus PCI, circuitos de control y programación

El bus interno de un equipo, basado en microcomputador, es un conjunto de líneas que conecta entre sí sus circuitos, generalmente la CPU (central processing unit; unidad de procesamiento central) con la memoria del programa ROM (read only memory; memoria de sólo lectura), con la memoria de lectura y escritura (RAM; random access memory; memoria de acceso aleatorio) y los componentes periféricos de la interfaz con el exterior. Su diseño determina la estructura y características operativas del sistema. Parte de las líneas del bus (bus de direcciones) identifican al elemento que transmite o recibe la información; ésta, a su vez, se transmite por el bus de datos. Otro conjunto de líneas, el bus de control, establece el sincronismo del sistema de medida.

Al conectar el microcontrolador con otro sistema externo, como un ordenador personal (PC), o un instrumento de medida, el bus que sirve de unión entre ambos no tiene por qué ser idéntico al bus interno del microcontrolador. El nuevo bus puede ser de propósito general, como, por ejemplo, el descrito en la norma IEEE-488 (GPIB; general purpose interface bus).

Es frecuente utilizar equipos de medida que empleen las ranuras de expansión del PC. En ellos, se usan las ranuras ISA o PCI para insertar tarjetas de adquisición de datos (gestionadas por los buses del mismo nombre del PC). En este caso existe comunicación a dos niveles distintos: entre periféricos (generalmente sensores) y la tarjeta, y entre ésta y el PC. La ventaja de estos equipos es que el ordenador queda libre del control de la adquisición de datos, y cede su bus para transferir los datos de la tarjeta a su memoria RAM. La transferencia de datos a la RAM se realiza mediante acceso directo (DMA; direct memory access). Se pueden conectar al mismo bus tantas tarjetas como ranuras de expansión se habiliten en el PC.

La figura 5.15 muestra el diagrama de bloques genérico de una tarjeta conectable al bus PCI, con circuitos de temporización propios. En ella se aprecian los siguientes elementos:

La cadena de medida: formada por las entradas provenientes de los sensores, multiplexor analógico, amplificador de ganancia programable, circuito de muestreo y de retención, y el convertidor A/D (CAD).

Zona de temporizadores: constituida por el oscilador principal, un divisor de frecuencias y el reloj interno. Éste último suele ser un lazo de enganche de fase. Se permite el disparo externo y la temporización por reloj externo.

Interfaz con el bus PCI: circuitos que realizan la adaptación de impedancias y tensiones con este bus.

Circuitos de control y programación: entre otras, reciben instrucciones sobre el número de canales muestreados, el orden de muestreo y el ajuste automático de ganancia. En caso de poseer microprocesador, éste se encarga de realizar las funciones indicadas [88].

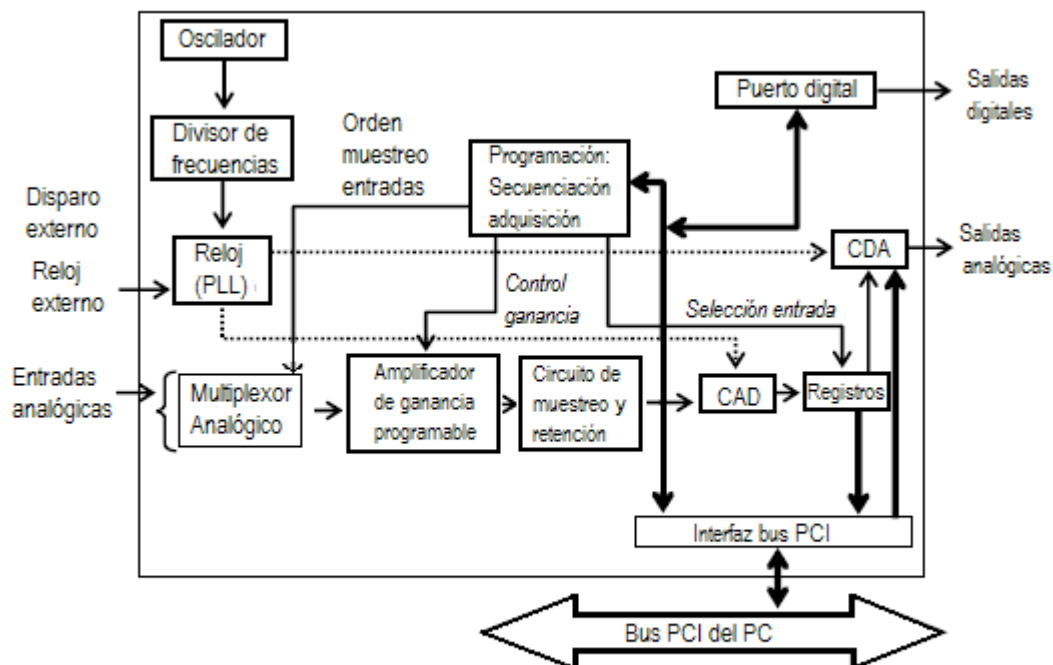


Figura 5.15: Diagrama genérico de una tarjeta de adquisición de señales PCI [88].

5.8. Conversión digital-analógica

Los procesos de conversión de señales digitales a analógicas (D/A) y viceversa (A/D) son esenciales en interfaces de equipos electrónicos para medida y control basados en microprocesadores. La figura 5.16 muestra un equipo en línea en el que se aprecia la situación de los convertidores.

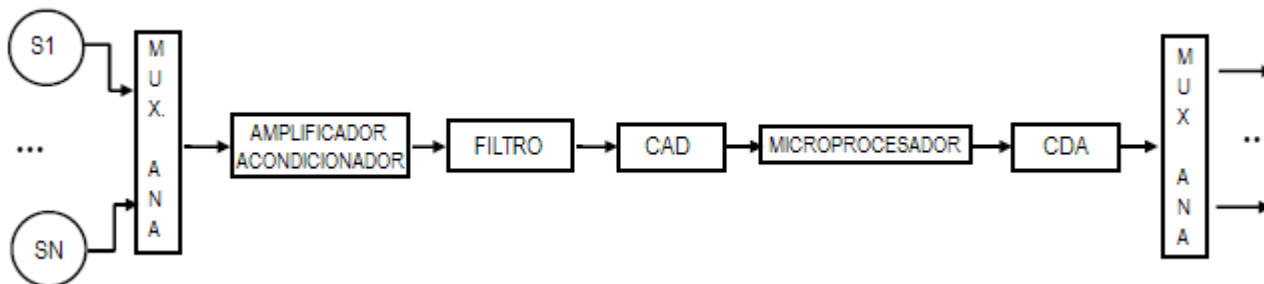


Figura 5.16: Estructura de un equipo en línea de adquisición de señales que muestra la situación de los circuitos CAD y CDA [88].

Esta cadena capta las señales de interés (en su mayoría analógicas) por mediación de los sensores. Un multiplexor analógico conduce sus señales hacia los bloques de acondicionamiento y filtrado. Posteriormente se realiza el filtro paso-baja del ruido de frecuencias superiores a las de interés, y después se produce el proceso de conversión a digital. A partir de la señal binaria, el microprocesador envía datos, señales de control y salidas (todos en forma binaria). Éstas últimas suelen convertirse en analógicas si así lo requiere la aplicación. Un multiplexor analógico de salida permite disponer de ellas según las señales de control aplicadas . [88]

En un equipo de adquisición de señales el convertidor analógico a digital (CAD) precede al convertidor de digital a analógico (CDA), como muestra la figura 5.16. Sin embargo, algunos tipos de CAD están basados en un CDA. Por ello, es conveniente comenzar estudiando éstos [88].

5.8.1. Principios operativos de los convertidores digital/analógicos (CDA's)

5.8.1.1. CDA de resistencias ponderadas

Un CDA lineal obtiene 2^n niveles de tensión analógica discretos a partir de la palabra digital de entrada de n bits según la ecuación 5.11.

$$\begin{aligned}
 V_0 &= V_{FE} \cdot (B_{n-1}2^{-1} + B_{n-2}2^{-2} + \dots + B_22^{2-n} + B_12^{1-n} + B_02^{-n}) \\
 &= \frac{V_{FE}}{2^n} \cdot (B_02^0 + B_22^2 + \dots + B_{n-1}2^{n-1})
 \end{aligned}
 \tag{5.11}$$

La expresión 5.11 relaciona la tensión de salida del CDA con la tensión de fondo de escala (VFE) y los bits de la palabra digital de entrada (B_0, B_1, B_{n-1}). Una forma didáctica de plantearla es relacionar la salida con la tensión de fondo de escala del convertidor a través de una magnitud, que es el valor decimal normalizado al total de estados de cuantificación mostrado en la ecuación 5.12.

$$V_0 = V_{FE} \times \underbrace{\frac{B_02^0 + B_12^1 + B_22^2 + \dots + B_{n-1}2^{n-1}}{2^n}}_{\text{Valor normalizado}}
 \tag{5.12}$$

Obsérvese que el valor máximo de la salida corresponde a la situación de todos los bits de la palabra de entrada a estado 1 y resulta la ecuación 5.13.

$$V_{0\text{máx}} = V_{FE} \times \frac{2^n - 1}{2^N} = V_{FE} \times \left[1 - \frac{1}{2^N} \right] = V_{FE} \times (1 - 1LSB)
 \tag{5.13}$$

En la ecuación 5.13 queda implícita la idea de que los puntos de decisión del cuantificador se sitúan en los extremos de los intervalos de cuantificación. A continuación se procede al montaje del primer CDA. En los diseños más comunes de circuitos integrados CDA cada uno de los bits de la entrada controla un interruptor que determina si dicho bit contribuye o no a la salida, dependiendo de si su estado es alto o bajo. La salida es la suma de los productos de la tensión de referencia por cada uno de los bits. De ahí que a veces este tipo se denomine CDA multiplicador. Una red de resistencias ponderadas determina el peso de cada bit. A menudo este hecho determina su denominación.

La tensión de referencia y las resistencias deben ser de precisión. La figura 5.17 muestra el esquema de uno de estos circuitos, denominado comúnmente CDA de resistencias ponderadas, y que usa un amplificador operacional en configuración inversora como sumador de salida. Por simplicidad, se han reemplazado los interruptores semiconductores (transistores de conmutación FET) por sus equivalentes simbólicos. Si el AO forma parte del circuito integrado, el tiempo de establecimiento de la salida es mayor [88].

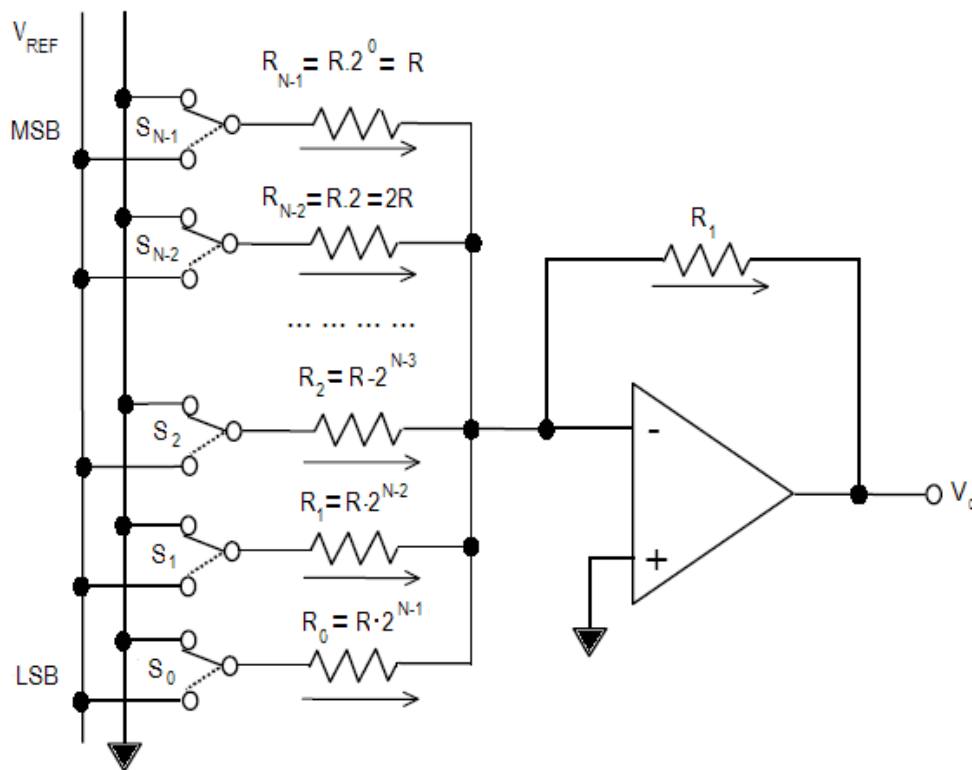


Figura 5.17: CDA multiplicador de resistencias ponderadas [88].

El análisis del circuito de la figura 5.17 se realiza aplicando el principio de suma de corrientes en la entrada inversora del amplificador operacional, el cual se considera operando en régimen lineal (aplicamos cortocircuito virtual en sus entradas).

La expresión general resultante es la mostrada en la ecuación 5.14 que es la suma ponderada de la tensión de referencia presente en cada entrada.

$$V_0 = - \sum_{i=0}^{n-1} S_i \cdot \frac{V_{ref}}{2^{n-1-i}} \cdot \frac{R_1}{R} = -V_{ref} \cdot \frac{R_1}{2^{n-1} \cdot R} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} S_i \cdot 2^i \quad (5.14)$$

El problema fundamental de este circuito convertidor es la gran disparidad de las resistencias si el número de bits es elevado, como sucede en aplicaciones que requieren alta resolución. Esto hace difícil el apareamiento térmico de las resistencias. Además, la menor de todas debe superar a la resistencia en conducción del interruptor de conmutación, por lo que la mayor debe ser muy elevada y, en consecuencia, aumentan los tiempos de conmutación, ya que las constantes de tiempo son mayores.

Este convertidor es del tipo de formato paralelo. En los convertidores de tipo paralelo, los tiempos de conversión suelen superar los 100ms en los modelos lentos y suelen ser inferiores a 100ns en los más rápidos. La resolución estándar es de 12 bits.

5.8.2. Parámetros

Los principales parámetros que condicionan la selección de un convertidor son el número de bits y en tiempo de conversión. El primero determina la *resolución* de la interfaz. Así, un CDA de 12 bits posee 4096 intervalos de cuantificación. Así por ejemplo, en una aplicación de control de flujo existirán 4096 posiciones de apertura-cierre de una válvula controladas directamente por tensiones analógicas, que provienen de palabras digitales.

La velocidad del CDA se denomina *tiempo de conversión* y el caso más desfavorable se da cuando todos los bits de la palabra digital de entrada cambian de estado simultáneamente. Este parámetro se mide desde que se produce un cambio en la palabra digital de entrada hasta que se produce un cambio apreciable en la salida equivalente a 1 LSB (least significant bit; bit menos significativo).

En general se establecen tres grupos de parámetros: de entrada, de salida y de transferencia. Además, el fabricante indicará datos sobre consumo y alimentación, y características ambientales.

5.8.2.1. Características de entrada

La más importante es el número de bits, que determina la resolución del circuito. Esta se define como el menor cambio en la entrada que produce un cambio apreciable en la salida. En la práctica es el menor cambio analógico en la salida cuando cambia el bit menos significativo en la entrada.

También se proporcionan el código de la entrada (BCD, binario con complemento a dos, etc.), el formato de los datos (paralelo o serie), tensiones de referencia, niveles de tensión alto y bajo, tiempo de permanencia de datos, etc.

5.8.2.2. Características de salida

Interesan el número de canales (normalmente uno) y el tipo de señal (de tensión o de corriente). El valor de la tensión o corriente dependen de la tensión de referencia.

5.8.2.3. Características de transferencia

Son las relativas a la exactitud y la velocidad. Las principales fuentes de error son las derivas térmicas, la precisión con que se obtienen las resistencias integradas y las tensiones y corrientes de polarización y **de offset** de los amplificadores operacionales. Esto hace que el fabricante suministre errores de temperatura, ganancia y no linealidad. La velocidad está limitada por el slew rate (velocidad máxima de cambio de la salida) y el settling time (tiempo de asentamiento) de los amplificadores operacionales; suele proporcionarse el tiempo de establecimiento de la salida.

5.8.3. Tipos de CDA's

Los CDA de resistencias ponderadas son adecuados para conversiones de pocos bits. Para resoluciones mayores de 8 bits los valores óhmicos integrados son complicados de obtener y las derivas térmicas difíciles de compensar. De ahí que se empleen modelos de redes R-2R, también con un formato paralelo. Estos poseen sólo dos valores distintos de resistencias y pueden extenderse a cuantos bits se quiera. La figura 5.18 muestra un circuito prototipo. Al igual que el modelo de resistencias ponderadas, consta de una red de conmutadores, una referencia estable de tensión y la red o escalera R-2R de precisión. La salida se conecta a un circuito aislador que permite conectarlo sin carga a la siguiente etapa [88].

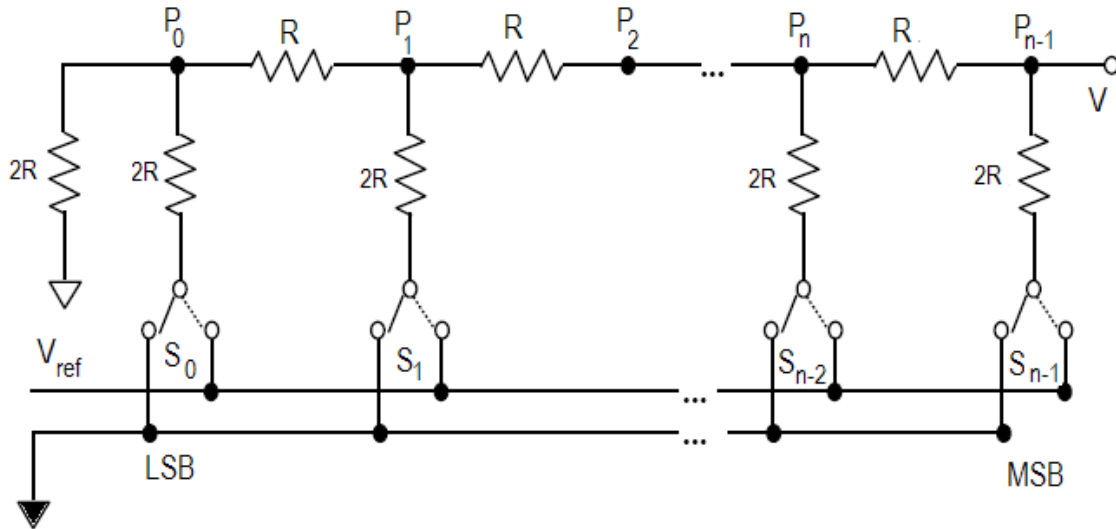


Figura 5.18: Red R-2R en escalera [88].

El análisis de la escalera se realiza evaluando los equivalentes de Thévenin desde los puntos señalados en la figura 5.18. Desde cualquiera de estos puntos la resistencia equivalente resulta ser R. En efecto, por ejemplo, desde P0 es trivial ver que el equivalente paralelo es $2R/2R=R$. Desde P1 hay que hacer algo más pero también es fácil ver que vale R. Lo vemos en la figura 5.19 [88].

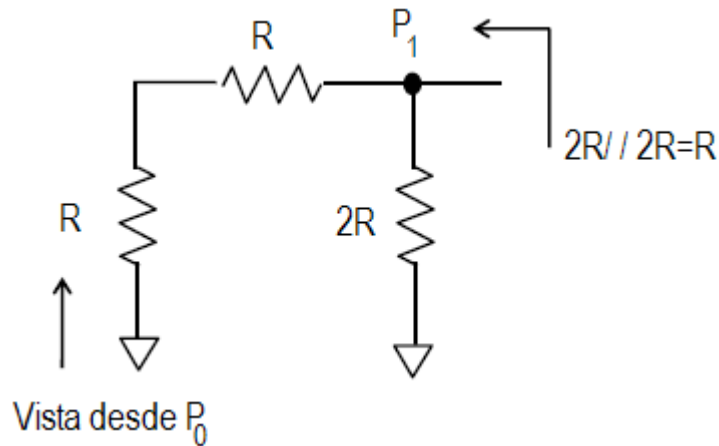


Figura 5.19: Resistencias equivalentes [88].

Sacando las equivalentes y calculando la hasta varios puntos podemos concluir que la tensión de salida esta dada por la ecuación 5.15.

$$V_{equ} = \frac{V_{ref}}{2^n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} S_i \cdot 2^i \tag{5.15}$$

Los CDA de resistencias ponderadas y en escalera se emplean en procesos de conversión lineales. Con el fin de mejorar el rechazo a las interferencias en señales de bajo nivel se emplean CDA logarítmicos. Una aplicación típica de estos convertidores es la transmisión de voz.

La mayoría de los CDA comerciales incorporan retenedores de orden cero (ZOH; zero order hold). Esto significa que convierten la entrada binaria en su nivel analógico y luego retienen el valor hasta que llega la siguiente muestra. El resultado es una señal en forma de escalera. Se suele emplear un filtro reconstructor para suavizar la salida del CDA.

5.9. Conversión analógica-digital

La salida de los sensores, que permiten al equipo electrónico interactuar con el entorno, es normalmente una señal analógica, continua en el tiempo. En consecuencia, esta información debe convertirse a binaria (cada dato analógico decimal codificado a una palabra formada por unos y ceros) con el fin de adaptarla a los circuitos procesadores y de presentación. Un convertidor analógico-digital (CAD) es un circuito electrónico integrado cuya salida es la palabra digital resultado de convertir la señal analógica de entrada.

La conversión a digital se realiza en dos fases: cuantificación y codificación. Durante la primera se muestrea la entrada y a cada valor analógico obtenido se asigna un valor o estado, que depende del número de bits del CAD. El valor cuantificado se codifica en binario en una palabra digital, cuyo número de bits depende de las líneas de salida del CAD. Estos dos procesos determinan el diseño del circuito integrado.

En la práctica, el proceso de conversión está sujeto a numerosas limitaciones resultado de los procesos de fabricación. Las más relevantes son el tiempo de conversión y la finitud del número de estados de salida. La conversión involucra un tiempo y, en consecuencia, supone una incertidumbre que limita la velocidad máxima de la entrada. Los valores discretos del proceso de cuantificación llevan consigo un error y una limitación de resolución del circuito. La elección del CAD en un diseño electrónico dependerá de la adaptación de sus rasgos a los requerimientos de la aplicación.

5.9.1. Principios operativos de los CADs

En un CAD de n bits hay 2^n estados de salida y su resolución (porción más pequeña de señal que produce un cambio apreciable en la salida) se expresa como $1/2^n$ (una parte en el número de estados). Con frecuencia la resolución se expresa a partir del margen de entrada del convertidor para definir el intervalo de cuantización o espacio de 1 LSB (least significant bit; bit menos significativo) que se calcula con la ecuación 5.16.

$$1LSB = q = \frac{Margen}{2^n} \quad (5.16)$$

La figura 5.20 representa la respuesta de un convertidor A/D de 3 bits a una entrada analógica senoidal de 1kHz de frecuencia, valor medio 5V y valor cresta a cresta de 10V, coincidentes con el margen de entrada. En ella se observan los $2^3=8$ estados de la salida, correspondientes a los códigos binarios desde el 000 al 111. Cada intervalo de cuantización tiene una anchura de $10(V)/8$ (estados)=1,25 V [88].

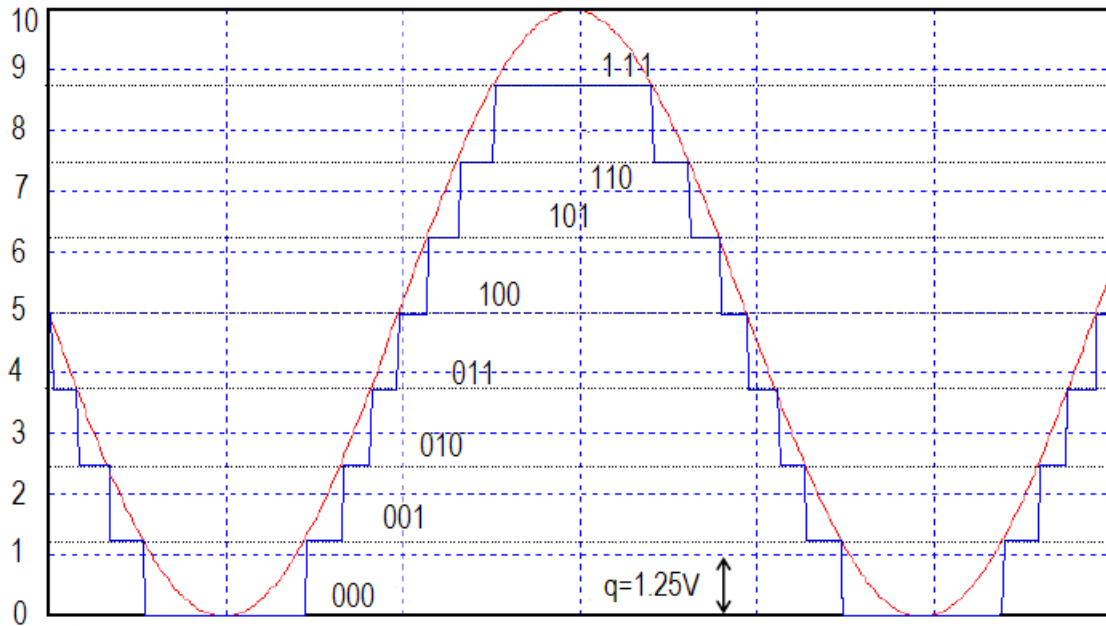


Figura 5.20: Digitalización de una señal analógica por un convertidor A/D de 3 bits [88].

La figura 5.21 representa la respuesta del convertidor con un bit más. Se observa en ella el aumento de la resolución, ahora con 16 estados, que permite aproximar la señal digitalizada a la analógica original. El intervalo de cuantización es en este caso la mitad, y la resolución es el doble [88].

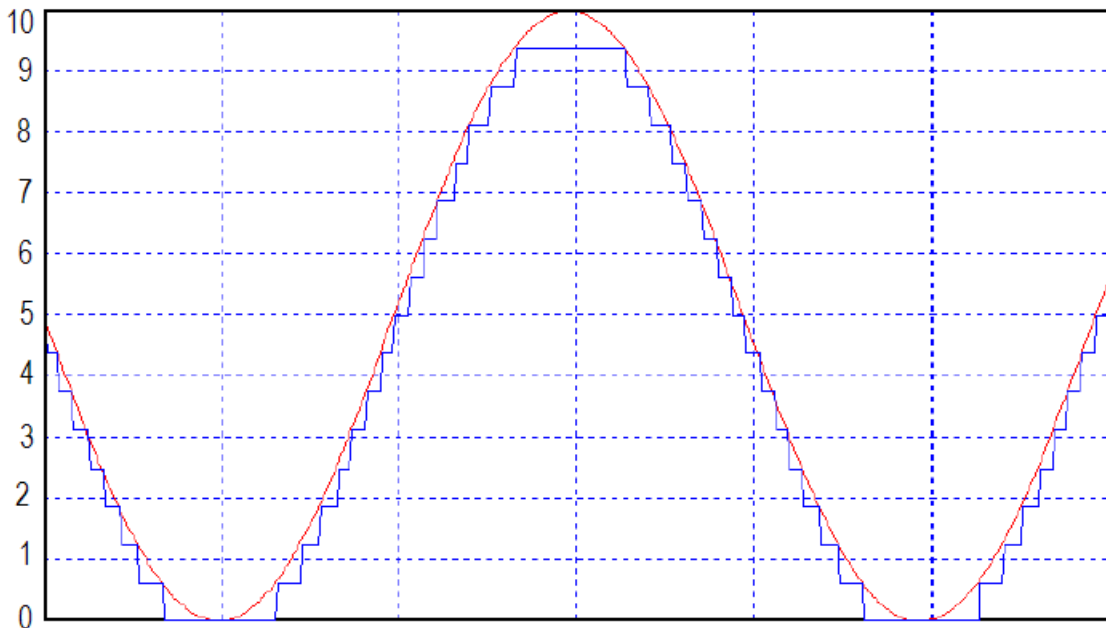


Figura 5.21: Digitalización de una señal analógica por un convertidor A/D de 4 bits (16 estados) [88].

El CAD es un dispositivo no lineal, por lo que no tiene sentido la consideración de función transferencia. Su relación entrada-salida viene dada por una característica escalonada. La figura 5.22 representa característica ideal de un CAD de 3 bits.

En ella se consideran los puntos de decisión situados en el centro de cada intervalo de cuantización (1/2 LSB) [88].

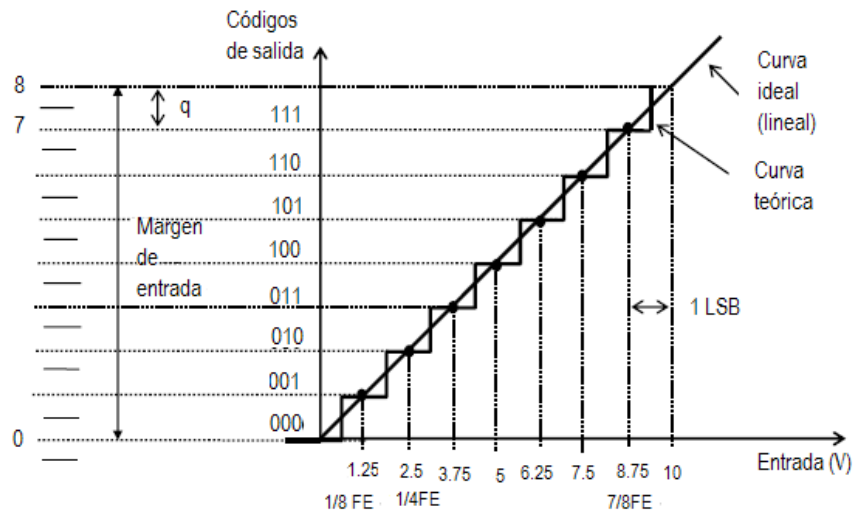


Figura 5.22: Curva de transferencia de un CAD de 3 bits con cuantificación uniforme. [88].

Los puntos de decisión pueden considerarse en los extremos o en los centros de cada intervalo de cuantificación. Por ejemplo, en el caso de los 8 estados anteriores, si las transiciones se dan en los extremos, la última se daría en el estado 7, que correspondería a una tensión de entrada de $7 \times 1.25 \text{ V} = 8.75 \text{ V}$. Esto es igual que hacer $10\text{V} - 1.25\text{V}$, que resulta a su vez de la generalidad mostrada en la ecuación 5.17.

$$\text{Margen} - q = \text{Margen} - \frac{\text{Margen}}{2^n} = \text{Margen} \left(1 - \frac{1}{2^n} \right) \quad (5.17)$$

La gráfica característica resume las especificaciones estáticas del proceso de conversión de un CAD. A continuación se exponen las limitaciones dinámicas de estos circuitos como consecuencia del proceso de muestreo de la señal analógica a convertir.

5.9.2. Muestreo de señales analógicas. Teorema de Shannon

Al muestrear una señal de entrada, el CAD almacena su valor analógico en instantes de tiempo fijos y equiespaciados (periodo de muestreo) determinados por el circuito de muestreo y retención (sample and hold, S&H circuit). Si la información que porta la señal no experimenta cambios bruscos se puede muestrear a frecuencia baja sin temor a perder información crucial de la señal. Sin embargo, según muestra la figura 5.23, si la señal de interés fluctúa con velocidad, una velocidad de muestreo baja conlleva pérdida de información cuando se trata reproducir la señal original a partir de las muestras (cuantificación). En estos casos es necesario muestrear con mayor velocidad para asegurar la reproducción fiel de la señal capturada [88].

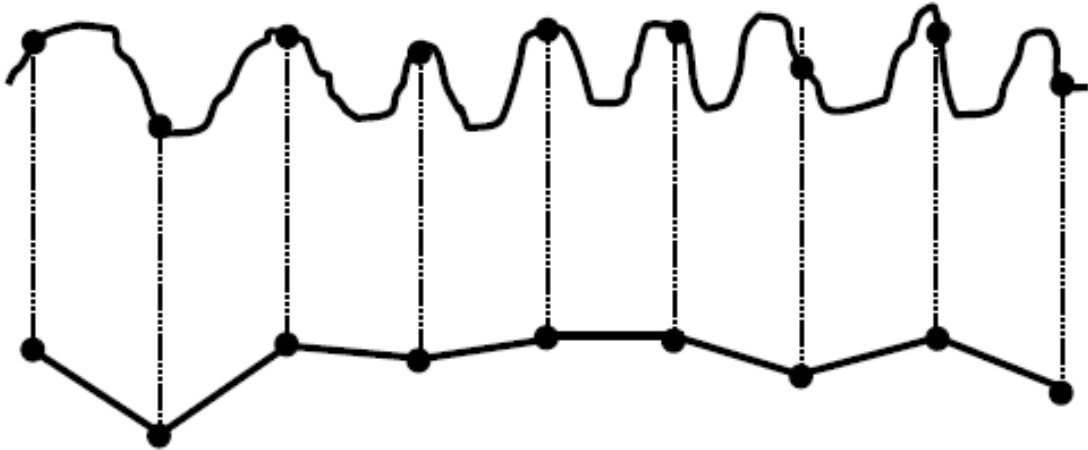


Figura 5.23: Muestreo a baja frecuencia de la salida de un sensor de alta velocidad [88].

A continuación, se exponen distintos tipos de CAD's, cuyos diseños determinan las características del circuito integrado y, consecuentemente, sus ámbitos de aplicación.

5.9.3. CAD de doble rampa

En los convertidores de rampa se convierte la tensión analógica de entrada en el intervalo temporal que dura la descarga de un condensador, para luego convertir esta magnitud en una salida digital. La figura 5.24 muestra el esquema interno del circuito. Este circuito es muy lento pero muy preciso; se utiliza generalmente en medidas lentas que requieran precisión, como por ejemplo en los multímetros digitales [88].

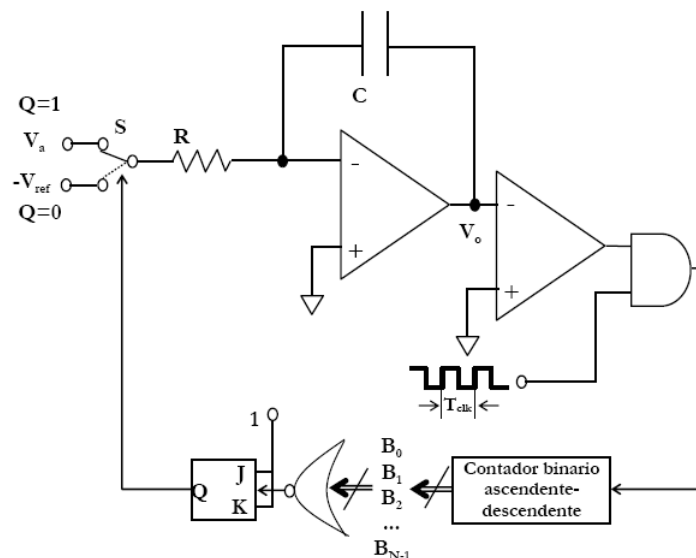


Figura 5.24: Esquema interno de un CAD de doble rampa de n bits [88].

Veamos el funcionamiento para una entrada analógica unipolar, para $V_a > 0$ y $-V_{ref} < 0$. Inicialmente se pone el contador en modo decreciente con todas sus salidas a 1 y el integrador se pone a cero (cortocircuitando el condensador mediante un circuito adicional que se omite para mayor sencillez), y se conecta el interruptor S a la tensión analógica que se va a convertir, V_a . La salida de la puerta NOR es 0 y $Q=1$. La salida del integrador es una rampa de ecuación 5.18.

$$v_0(t) = -\frac{V_a}{\tau} \cdot t; \tau = RC \tag{5.18}$$

Esta salida se mantiene hasta que todos los bits del contador hayan caído a cero, según muestra la figura 5.25. Como la rampa es decreciente, la tensión diferencial en el A₀ comparador es positiva, y su salida es un nivel alto, que habilita el paso de la señal de reloj por la puerta AND. En consecuencia, esta rampa decreciente tiene siempre la misma duración, T₁=2ⁿT_{clk}, para cualquier tensión analógica a convertir [88].

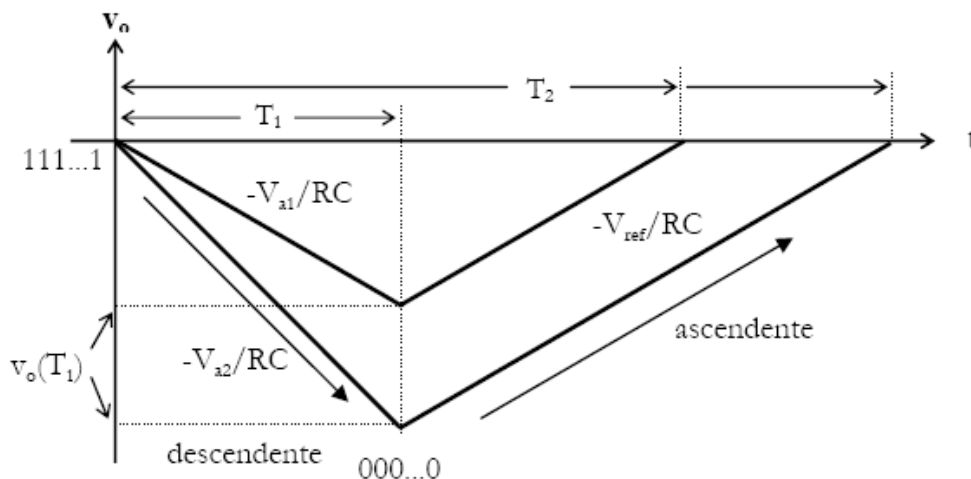


Figura 5.25: Gráficas en el proceso de conversión de doble rampa [88].

Cuando todas las salidas del contador son nulas (cuando ha finalizado la cuenta decreciente) la salida de la puerta NOR se pone a 1 y Q=0; pasándose a integrar la tensión de referencia, para cualquier tensión a convertir. En este caso la ecuación 5.19 es del integrador.

$$v_0(t) = v_0(T_1) + \frac{V_{ref}}{\tau} \cdot (t - T_1) = -\frac{V_a}{\tau} \cdot T_1 + \frac{V_{ref}}{\tau} (t - T_1) \tag{5.19}$$

Los CAD's que integran la señal de entrada pueden rechazar las interferencias que contaminan la señal de interés. Estas suelen derivar de la red, por lo que se escoge un múltiplo de dicha frecuencia como periodo de integración con el fin de eliminarlas.

5.9.4. CAD de aproximaciones sucesivas

Es el más común en convertidores integrados cuando la exactitud requerida no es determinante, ya que su diseño supone un equilibrio entre velocidad y complejidad. Se caracteriza por incluir un registro de aproximaciones sucesivas (SAR; successive approximation register) que contiene las distintas aproximaciones de la palabra digital. La figura 5.26 muestra el esquema interno de un CAD de aproximaciones sucesivas de 8 bits. En ella se aprecia el SAR y la cadena de biestables tipo D, encargados de propagar un 1 de forma cíclica, desde que D₈ recibe el impulso de disparo que inicializa la conversión [88].

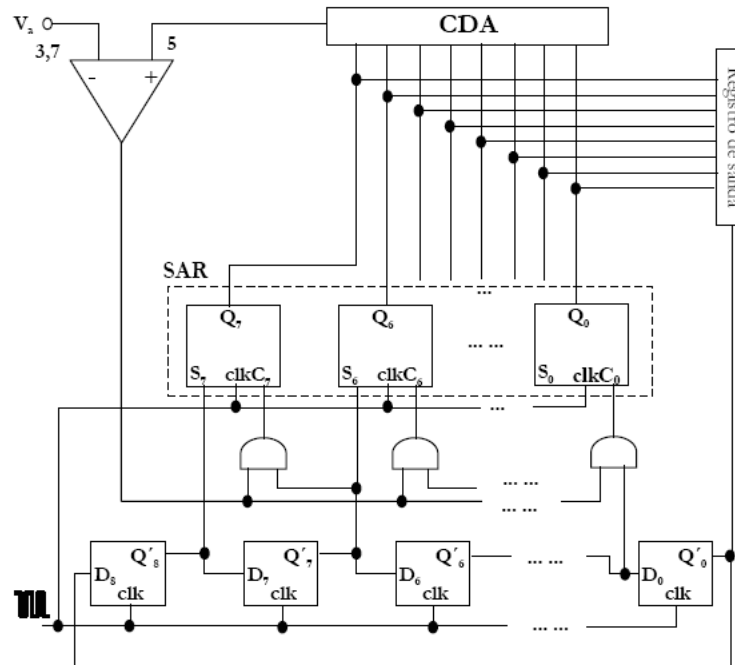


Figura 5.26: CAD de aproximaciones sucesivas de 8 bits; esquema interno [88].

El funcionamiento se ilustra convirtiendo a digital una tensión analógica de 3,7 V sobre un fondo de escala en la entrada de 10 V. Inicialmente se pone a 1 el bit más significativo, $Q_7=1$, manteniendo a cero el resto, y antes de llegar el impulso de disparo a D_8 , todos los flip-flop D ofrecen salida nula. Se convierte a analógica la palabra digital resultante (1000000) y se compara con la señal a convertir (3,7 V). Como la tensión equivalente a la palabra digital (5V) es superior, la salida del comparador es un 1; $C_7=1$ como resultado de la propagación del 1 por la cadena D. Entonces $Q_7=0$ y $Q_6=1$; se convierte a analógica la palabra digital y así sucesivamente hasta que el 1 se ha propagado 8 veces por la cadena D. La tabla 5.2 muestra el proceso completo de conversión en los 8 ciclos de reloj que transcurren hasta el fin de conversión. Éste se suele anunciar por un terminal dispuesto a tal efecto [88].

Pulso	Palabra digital(Q_i)	Fracción de estado-Tensión aproximada	Bits del SAR afectados
0, inicio	10000000	$(128/256) \times 10 = 5 > 3.7$	$Q_7=0$ y $Q_6=1$
1	01000000	$(64/256) \times 10 = 2.5 < 3.7$	$Q_6=1$ y $Q_5=1$
2	01100000	$(96/256) \times 10 = 3.125 < 3.7$	$Q_4=1$ y $Q_3=1$
4	01011000	$(88/256) \times 10 = 3.4375 < 3.7$	$Q_3=1$ y $Q_2=1$
5	01011100	$(92/256) \times 10 = 3.59375 < 3.7$	$Q_2=1$ y $Q_1=1$
6	01011110	$(94/256) \times 10 = 3.671875 < 3.7$	$Q_1=1$ y $Q_0=1$
7	01011111	$(95/256) \times 10 = 3.7109375 < 3.7$	$Q_0=0$ fin conversión
8	01011110		

Tabla 5.2: Conversión de la tensión una entrada de 3.7 V [88].

Este método de conversión es útil cuando la resolución no es un parámetro que limite en exceso el diseño, ya que ofrece velocidad a bajo coste con resoluciones de 8, 10, 12, 14 y 16 bits. El tiempo de conversión resulta de multiplicar el número de bits más 1 por el periodo del reloj, que suele ser interno al circuito integrado, aunque existen modelos que permiten emplear reloj externo. Esto se debe a que la palabra digital final no pasa al registro de salida hasta el siguiente flanco de reloj, en el que también se informa del fin de la conversión. Por ejemplo, para un periodo de reloj de $1 \mu s$, los tiempos de conversión son de 9 μs y 13 μs para resoluciones de 8 y 12 bits, respectivamente.

El proceso de conversión es propio de un circuito realimentado, en el que se compara la señal a convertir con los distintos acercamientos de la palabra digital; por lo que a veces se le denomina **convertidor con realimentación**.

5.9.5. CAD de arrastre o servoconvertidor

También llamados de tipo tracking, estos circuitos integrados presentan también una configuración con realimentación. La figura 5.27 presenta un esquema interno característico. En ella se aprecia el contador ascendente-descendente, que determina la aproximación digital de la tensión analógica de entrada [88].

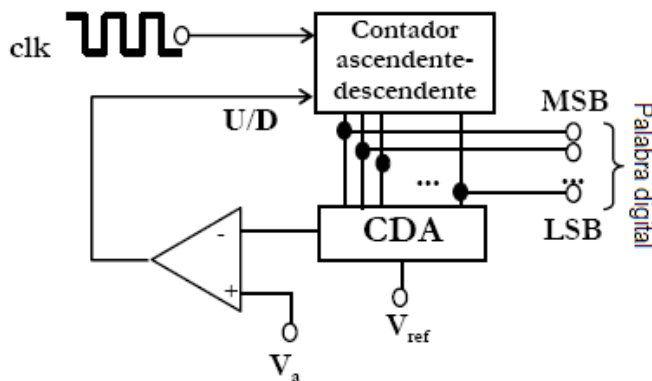


Figura 5.27: Servoconvertidor o CAD de arrastre [88].

En principio se pone el contador a cero. El contador se incrementa según le llegan impulsos de reloj. La cuenta digital se va convirtiendo en analógica en el CDA y es comparada con la entrada. Mientras el resultado de la conversión D/A sea menor que la entrada, el comparador ofrece salida de nivel alto y continúa la cuenta ascendente (up). Cuando la salida del CDA supera a la entrada, la salida del comparador pasa a nivel bajo, la cuenta disminuye en una unidad (down). Ahora la salida del comparador será otra vez un nivel alto, la cuenta aumenta una unidad, la salida del CDA supera a la entrada y, así sucesivamente [88].

El tiempo de conversión aumenta proporcionalmente al número de cuentas. Es decir, existe un compromiso entre resolución y rapidez. Sin embargo, para pequeñas variaciones en la entrada, el circuito es rápido; por ello suele emplearse como CAD de arrastre. La máxima velocidad de la señal de entrada que puede seguir el circuito (SR; slew rate) viene limitada por el periodo del reloj (T_{clk}) y responde a la ecuación 5.20.

$$SR = \frac{1LSB}{T_{clk}} \tag{5.20}$$

5.9.6. CAD con comparadores en paralelo

Este convertidor es muy rápido, ya que la conversión se realiza de forma simultánea y casi instantánea. La figura 5.28 muestra el esquema interno de un CAD de comparadores en paralelo de 3 bits. Sus elementos esenciales son la cadena de comparadores analógicos de alta velocidad y un codificador de prioridad. El tiempo de conversión viene determinado por la velocidad de los comparadores y el codificador. Entre el codificador de prioridad y los comparadores suele intercalarse un registro (puede ser de biestables D) cuando la entrada varía rápidamente. El reloj que controla la transferencia de datos a través de los registros determina pues la velocidad de la salida.

Obsérvese que el circuito se complica conforme aumenta el número de bits. En el esquema de la figura 5.27, para 3 bits de salida se requieren 7 comparadores. Es decir, para n bits se requieren $2^n - 1$ comparadores; por lo que la adición de un bit casi

duplica el número de comparadores. Además, al aumentar el número de bits también es mayor la complejidad del codificador de prioridad [88].

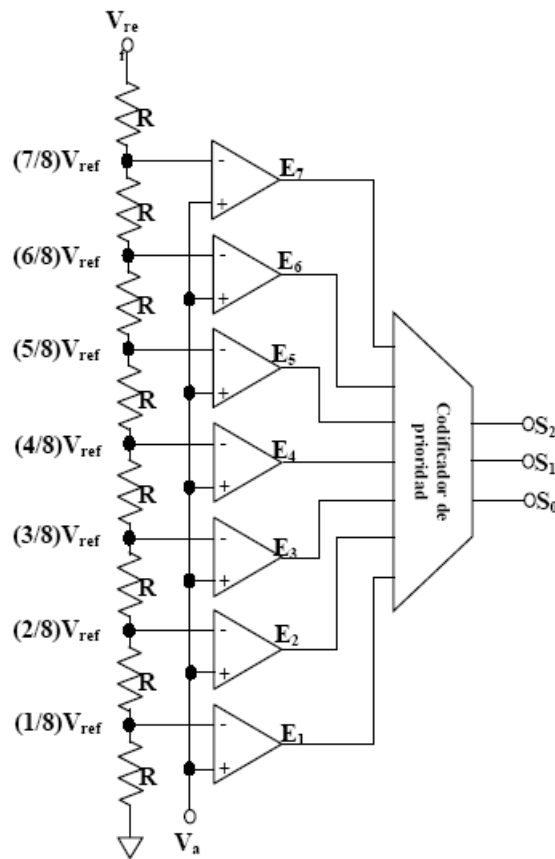


Figura 5.28: Esquema interno de un CAD de comparadores en paralelo (CAD de tipo flash) [88].

Un codificador es un dispositivo combinacional con n entradas y m salidas, tal que en un instante cualquiera sólo una entrada toma el valor 1, para la que el circuito genera su código digital de salida. El código de salida más frecuente es el binario. Los codificadores de prioridad prevén la posibilidad de que más de una entrada o tecla de activación estén activas simultáneamente. Generalmente el circuito decide entre dos entradas simultáneas escogiendo la mayor de ellas [88].

Esta configuración suele emplearse para la linealización de transductores, empleando la característica estática del CAD.

Estos CAD suelen denominarse de tipo flash, por la velocidad que suelen alcanzar, hasta cientos de MHz los más rápidos actualmente. En los modelos comerciales, la salida de cada uno de los comparadores se almacena en un circuito de cerrojos (latches), antes de pasar al codificador de prioridad. La adición de un bit duplica aproximadamente el número de comparadores. Además, el número de puertas que requiere la lógica digital aumenta con el número de comparadores en un orden de n -log(n), siendo n el número de comparadores. En consecuencia, estos modelos se emplean sólo en aplicaciones que requieran alta velocidad.

5.9.7. Convertidores sigma-delta

Son apropiados para aplicaciones con requisitos de resolución elevados (hasta 21 bits en algunos modelos) que involucren frecuencias bajas-medias (audio y voz entre 10Hz y 100kHz). El esquema de la figura 5.29 muestra la estructura interna de este circuito [88].

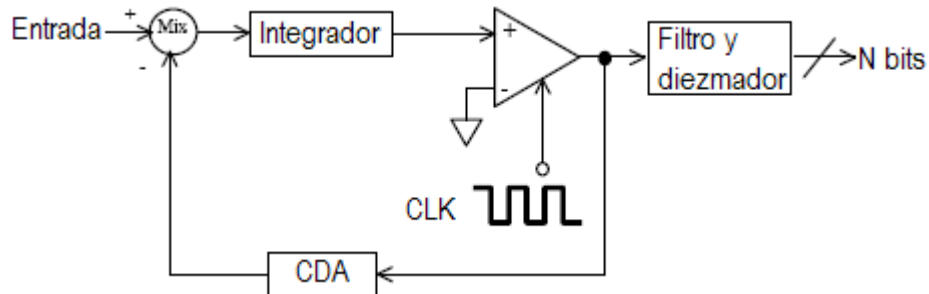


Figura 5.29: Diagrama de bloques de un convertidor sigma-delta [88].

El comparador de alta velocidad compara la salida del integrador con cero. El CDA de 1 bit toma el 0 ó el 1 de la salida del comparador y genera una tensión analógica que se resta a la señal de interés. La diferencia es integrada y comparada con cero. Por ejemplo, para una entrada positiva, la salida del comparador es una secuencia de 1 hasta que la salida del comparador pasa por cero. Cuanto más positiva sea la entrada mayor es la serie de 1 producida. Para entrada nula, en la salida del comparador se alternan los 1 con los 0. En este circuito la frecuencia de muestreo puede ser muy elevada comparada con la de la señal de entrada, por lo que el filtro antialiasing es muy simple. Tampoco es necesario el circuito S&H.

5.10. Conclusiones

Se presentaron los sistemas de adquisición de datos con todos sus componentes así como la función de cada uno de estos como preámbulo para la implementación del sistema que se desarrolló. Este capítulo fue la base para el capítulo 6.

Capítulo 6

Implementación experimental de sensores

6.1. Introducción

La parte esencial que implica el estudio de los dispositivos electrónicos sensoriales requiere en si de una plataforma de desarrollo que permita evaluar, analizar, comprender y probar un elemento sensorial de forma fácil y rápida, para ello se propone un ambiente de desarrollo electrónico experimental que cumpla con los propósitos anteriores.

Así pues, la implementación experimental para los sensores es una propuesta de diseño de un sistema electrónico, que incorpora consigo un dispositivo programable o microcontrolador de gama media (16F877A de Microchip), que sea capaz de otorgar mediante programación en lenguaje C una solución práctica al desarrollo y análisis de cualquier tipo de sensor, solo con la simple comprensión y utilización de las librerías clásicas del entorno de programación en lenguaje C y que incorporen consigo los conocimientos necesarios otorgados por los sensores para su posterior análisis y desarrollo.

La implementación del sistema nos permite visualizar el comportamiento del sensor. Este también nos permite utilizar la misma interfaz para diferentes sensores solo realizando unas modificaciones al programa. Con los datos obtenidos podemos realizar la caracterización del sistema para estudiar el comportamiento de cualquier sensor.

6.2. Herramientas básicas de desarrollo

Para el desarrollo del prototipo se utilizaron varias herramientas tanto en la parte del software como en la parte de hardware, se estudiaron las mejores condiciones con las cuales se pueda trabajar en el ambiente sensorial, para ello explicaremos a detalle la construcción de un programador y una tarjeta de desarrollo creada por nosotros; esto en la parte de hardware, y se analiza el entorno de programación y ejemplos en lenguaje C sobre sensores de temperatura como un caso particular.

6.2.1. Programador PP2

El motivo por el cual se menciona este programador en particular es por la versatilidad que tiene para programar cualquier tipo de microcontrolador por medio del puerto paralelo, posee un puerto de comunicación en modo In-Circuit Serial Programming (ICSP), que permite programar cualquier microcontrolador in site, ya sea sobre una protoboard o una tarjeta de desarrollo, posee cualidades que permiten programar de manera rápida y sencilla cualquier dispositivo programable con cualquier software de programación de PIC's.

Aunque el programador requiere de una fuente de alimentación externa, las prestaciones de su diseño superan por sobre todo a cualquier otro programador de PIC's, su diseño fue mejorado de tal forma que es capaz de reconocer cualquier dispositivo microcontrolador, se han corregido los voltages de alimentación de la version anterior a este diseño e incorpora varias señales para no permitir que un voltage mandado incorrectamente dañe algún dispositivo microcontrolador.

6. Implementación experimental de sensores

El programador PP2 del cual se habla, fue obtenido de la página de José Manuel García[10]. El esquema del programador aparece en la figura 6.1. Su diseño se basa en el ProPic Programmer, y utiliza las mismas señales del puerto paralelo que él para comunicarse con la PC [10].

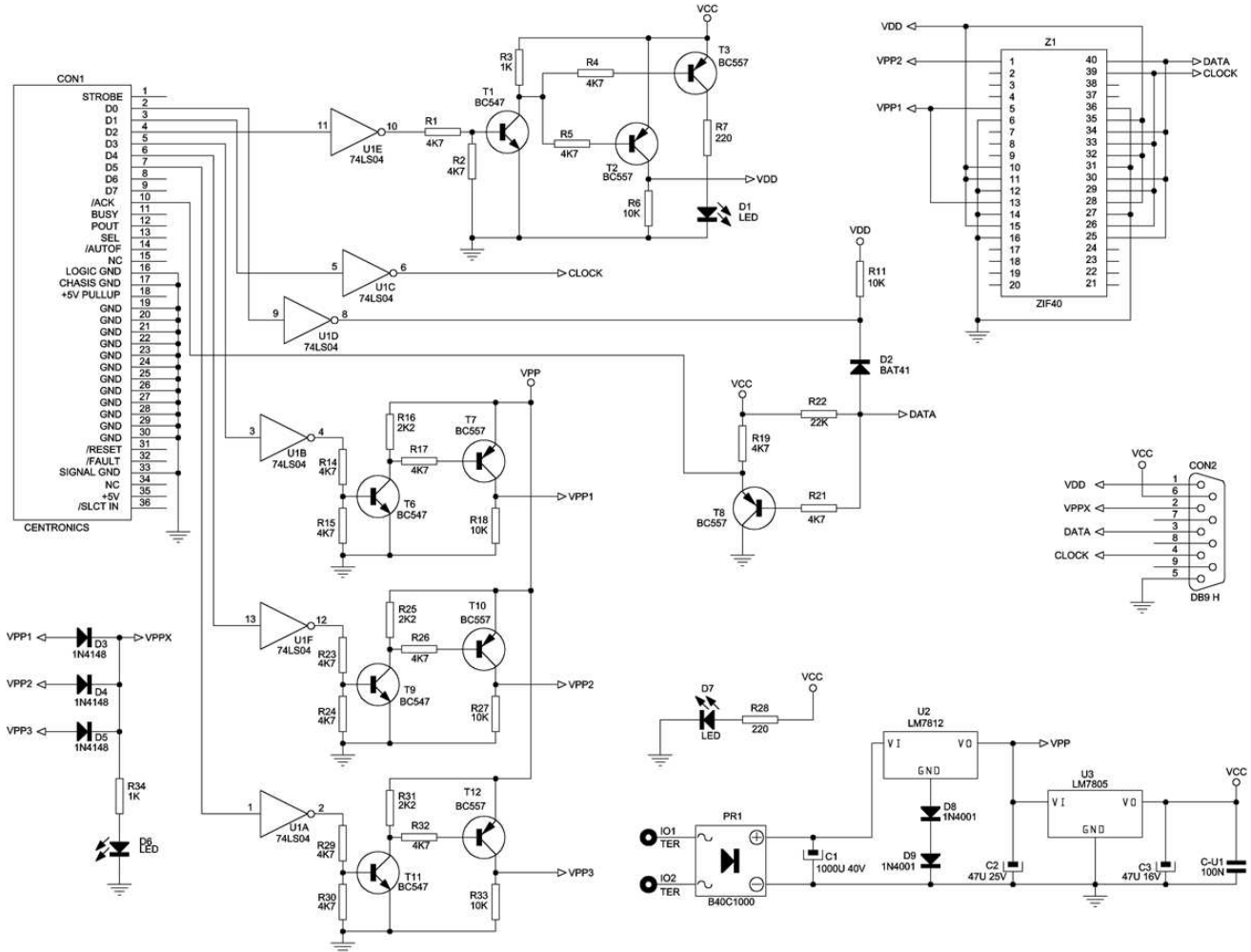


Figura 6.1: Diagrama electrónico del programador PP2 [10].

Sin embargo, no se puede decir que sea absolutamente compatible, ya que algunas señales están invertidas respecto al original. El motivo es adaptarse a los componentes disponibles, y no supone un gran problema, ya que la mayor parte de los programas existentes para grabación de chips permiten invertir las señales a voluntad, como es el caso del IC-Prog y el WinPic800.

6.2.1.1. Funcionamiento

La fuente de alimentación es muy simple. La tensión que viene del transformador se rectifica con un puente de diodos PR1 (B40C1000) y se filtra mediante un capacitor C1 (1000µF a 40V). U2 que es un regulador de voltaje positivo de +12V (LM7812) estabiliza esta tensión a unos +13V (el +1 volt extra es por la conexión en serie de 2 diodos rectificadores D8 y D9 (1N4001) que están en la pata de masa del regulador de voltaje de U2). A partir de esta tensión y mediante U3 que es otro regulador de voltaje positivo de +5V (LM7805) obtenemos VCC = +5V.

Para fines prácticos nosotros utilizamos un transformador autorregulado y rectificado de 24V a 1A, en el diseño del programador se omitió el puente de diodos y en su lugar se instaló un interruptor que permite encender y apagar el programador a voluntad.

Posee un dispositivo inversor 74LS04 definido por U1 y que tiene por objeto aislar el circuito del programador con las señales del puerto paralelo de la PC, para evitar que éste pueda dañarse por error.

Las señales del puerto paralelo utilizadas son:

D0 es para enviar la señal DATA al Peripheral Interface Controller (PIC) (o el dispositivo que se está programando).

D1 activa la señal CLOCK.

D2 activar la tensión de alimentación (VDD) del PIC.

D3, D4 y D5 activan la tensión de programación en distintas patillas del zócalo (VPP1, VPP2 y VPP3), dependiendo del tipo de PIC. Esto es necesario para evitar que llegue una tensión tan alta (13V) a una patilla de un PIC que no está preparada para soportarla (en otros programadores se obvia este problema, presuponiendo que el PIC aguantará esa tensión).

/ACK se utiliza para recibir la señal DATA enviada por el PIC.

La conmutación de la alimentación del PIC se consigue mediante los transistores T1 y T2 y los componentes adyacentes. T3 se encarga de activar el LED verde (D1) que indica que el programador está alimentado y listo para programar. T8 y los componentes que lo rodean sirven para acoplar las señales $DATA_{IN}$ y $DATA_{OUT}$ del puerto paralelo a la señal DATA IN/OUT del PIC, este bloque del circuito regresa la señal $DATA_{OUT}$ al conector paralelo en la señal /ACK. Este pin es ocupado para comprobar que la información que fue escrita en el PIC fue correctamente enviada.

VPP1, VPP2 y VPP3 se conmutan mediante los bloques construidos en torno a los transistores T6-T7, T9-T10 y T11-T12 respectivamente. Cuando se activa cualquiera de estas señales, gracias a los diodos rectificadores (1N4148) definidos por D3, D4 y D5 se activa también la señal VPPX y se enciende el LED rojo (D6), indicador de que la tensión de programación está activada en el microcontrolador. VPP1, VPP2 y VPP3 se activan independientemente dependiendo del tipo de dispositivo programable que este siendo programado, con la finalidad de evitar que una tensión de 13v llegue a una pata que no debe recibir ese voltaje.

El conector CON2 que es un conector serial hembra o DB9-H, tendrá la función de permitir la programación en modo ICSP, y así poder programar directamente cualquier microcontrolador sin tener que quitarlo del lugar donde esta trabajando (in site), y como es un acoplamiento de adaptadores para algunos dispositivos, utiliza 6 de sus pines para las siguientes señales:

PIN 1 (VDD): es la tensión de alimentación para el PIC, controlada por la señal D2 del puerto paralelo, para dar o no alimentación al PIC según se necesite.

PIN 2 (VPPX): es la tensión de programación del PIC, que será activada por la señal D5 del puerto paralelo que corresponde exclusivamente al voltage VPP3. Esto garantiza que, sea cual sea el dispositivo que se programe, el software siempre activará la tensión de programación del ICSP.

PIN 3 (DATA): es la señal DATA I/O del PIC. Para enviar datos al PIC se utiliza la señal D0, y para recibir datos la señal /ACK del puerto paralelo.

PIN 4 (CLOCK): es la señal de reloj para el PIC, controlada por la señal D1 del puerto paralelo.

PIN 5 (GND): es la señal VSS del PIC, correspondiente a 0V.

PIN 6 (VCC): es la alimentación para futuras ampliaciones y adaptadores con el voltage de $VCC = +5V$ siempre que el programador esté encendido.

El diseño final del programador puede adaptarse a 2 tipos. En la figura 6.2 ocupa un zócalo negro de 40 pines para introducir los microcontroladores mas grandes y una línea intermedia que permite la inserción de los dispositivos microcontroladores mas pequeños [10].

6. Implementación experimental de sensores

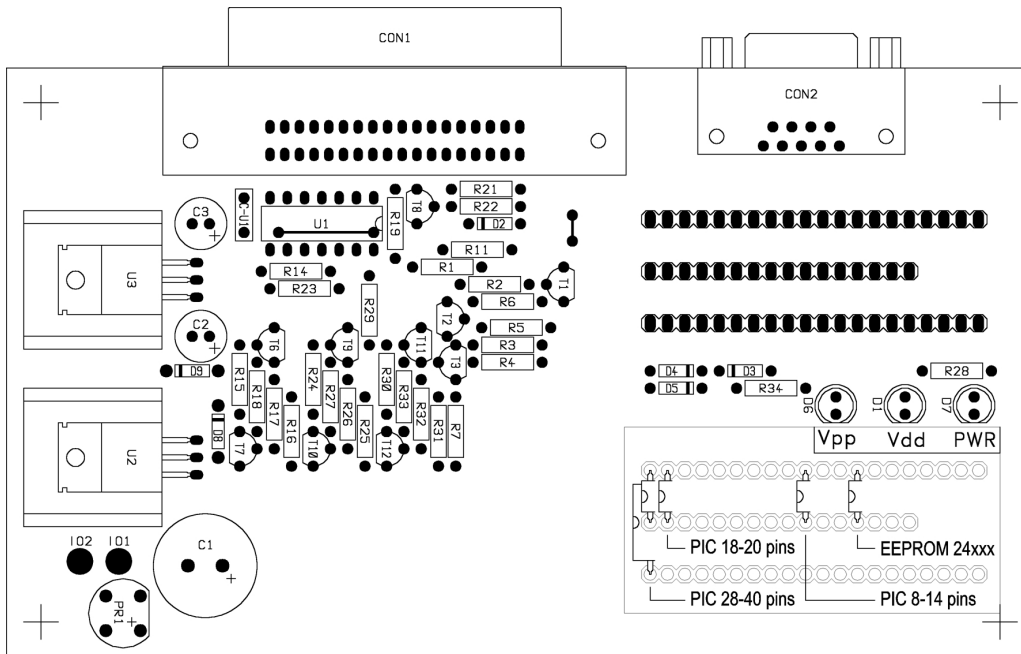


Figura 6.2: Diseño final con zócalo negro de 40 pines [10].

En la figura 6.3 ocupa un sistema de zócalo con palanca de sujeción llamado de cero fuerza de inserción o Zero Insertion Force (ZIF), que permite introducir cualquier dispositivo programable sin la necesidad de hacer demasiada fuerza para introducirlo o sacarlo y así evitar dañarlo, esta configuración es la mas recomendable si se quiere proteger cualquier dispositivo programable [10].

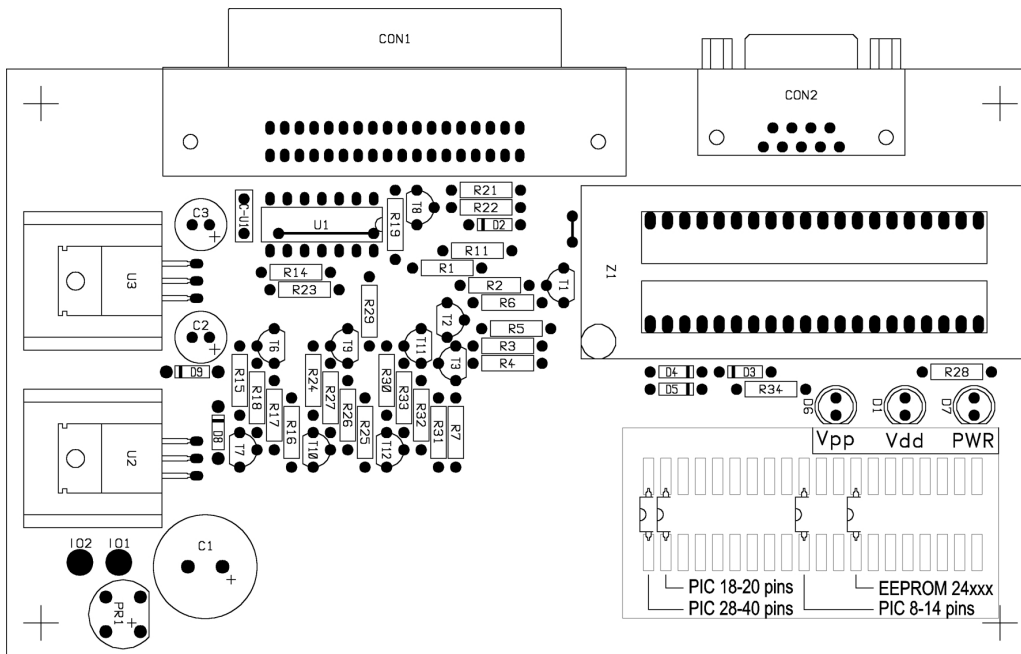


Figura 6.3: Diseño final con sistema de palanca ZIF [10].

Finalmente, en la figura 6.4 aparece nuestro programador terminado y preparado para la programación de cualquier dispositivo.

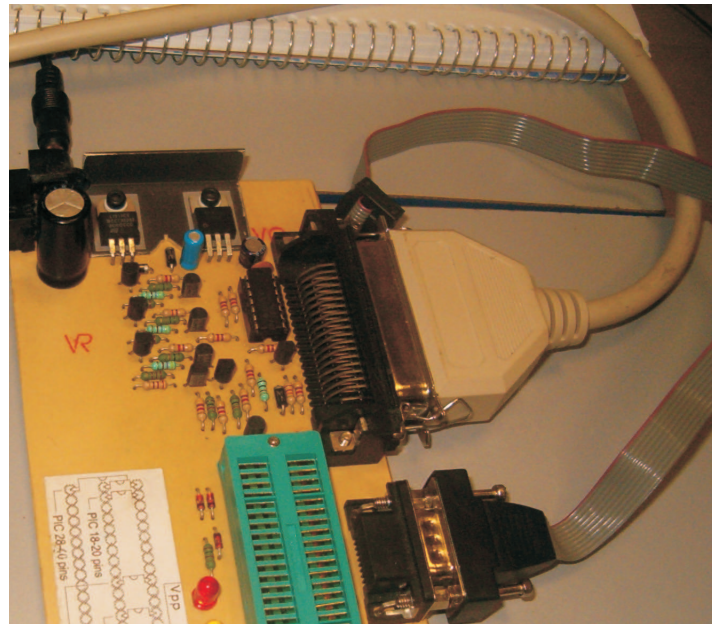


Figura 6.4: Programador PP2 listo y operando.

Los motivos principales que nos llevaron a construir este programador fueron, en primer lugar, la versatilidad que tiene el puerto paralelo de controlar las señales de entrada y salida, ya que la respuesta de la programación es mucho más rápida y sin errores, y comparada con la comunicación por puerto serial que depende en gran medida del voltaje de salida que entrega, muchas de las ocasiones falla la programación debido a este motivo.

Posee un puerto ICSP para programar directamente sobre protoboards o tarjetas de desarrollo, puede ser construido con un dispositivo de cero fuerza de inserción o ZIF permitiendo así poder meter y sacar cualquier microcontrolador del programador sin doblar alguna de sus patas o incluso arruinarlo por el exceso de manipulación, y por último, muchos de los programas de grabación de información hexadecimal para microcontroladores pueden soportar este programador [10].

6.2.2. Tarjeta de desarrollo

Para la enseñanza de sistemas basados en microcontroladores es parte fundamental de una ingeniería electrónica el poseer un dispositivo de desarrollo para microcontroladores, se estudiaron diferentes clases de tarjetas de desarrollo y se concluyó con la utilización de una para este trabajo de tesis.

El principal objetivo de esta tarjeta es la de servir como banco de pruebas en la realización de proyectos con los sensores. Soporta las familias de PIC de MicroChip que posean encapsulados DIP de 40 pines. Esta nueva versión desarrollada y adaptada por nosotros es casi idéntica a la versión de la cual fue obtenida, la “FlashPIC-DEvelopment board” [83]. Más abajo se muestran las diferencias de la nueva versión.

6. Implementación experimental de sensores

A continuación se presenta una tarjeta de desarrollo, especialmente concebida para las prácticas de laboratorio con microcontroladores PIC y los sensores. Todas las características de la tarjeta han sido pensadas para que la realización y desarrollo de los experimentos sean sencillos. En la figura 6.5 se muestra el circuito de la tarjeta de desarrollo realizado en el TraxMaker de CircuitMaker 2000 [47].

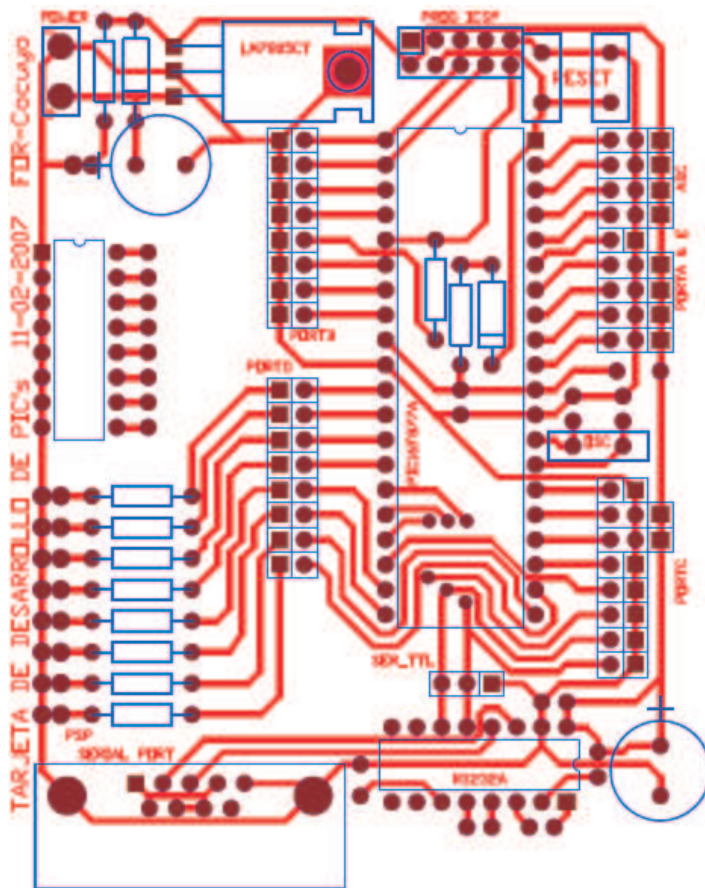


Figura 6.5: Circuito de la tarjeta de desarrollo visto desde la parte posterior.

6.2.2.1. Funcionamiento

La tarjeta de desarrollo puede ser utilizada con dispositivos PIC de MicroChip que posean encapsulados DIP de 40 pines solamente, y se enfoca mas a las series 16F874, 16F874A, 16F877 y 16F877A, se le incorporaron pines para el manejo de todas las entradas y salidas que estos dispositivos microcontroladores tienen, como son los puertos A, B, C, D y E), figura 6.6.

Puertos A y E: se arreglo de forma práctica el uso de los puertos de entrada y salida de A y E respectivamente, se le incorpora al arreglo de pines VDD y VSS por cada I/O independiente para la utilización del convertidor análogo-digital, figura 6.6.

Puerto B: se arreglo de forma práctica el uso del puerto de entra y salida B, solo se agregó una línea de VSS al arreglo de pines, figura 6.6.

Puerto C: se arreglo de forma practica el uso del puerto de entrada y salida C, se le agrega una línea de VSS al arreglo de pines a excepción de los puertos RC1 y RC2 que incorporan el uso de los módulos de Captura/Comparación/PWM (CCP1 y CCP2) respectivamente y se les incorpora una línea de pines para VDD, figura 6.6.

Puerto D: se arreglo de forma práctica el uso del puerto de entra y salida D, solo se agregó una línea de VSS al arreglo de pines, con el propósito de utilizar el PSP o Parallel Slave Port, figura 6.6.

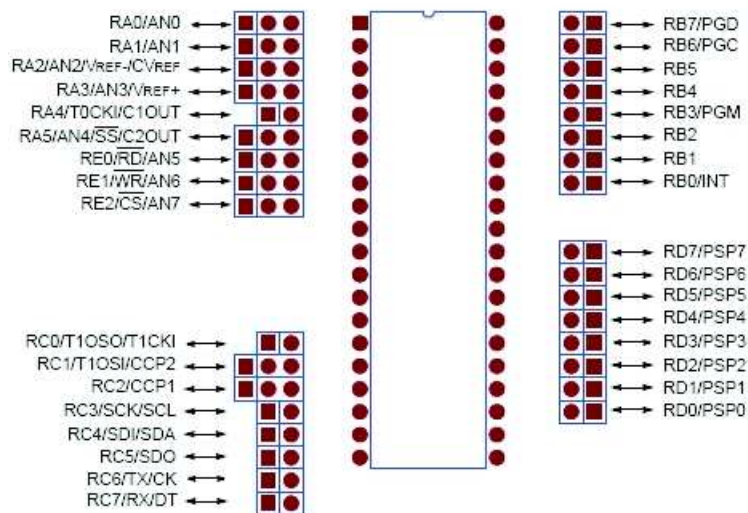


Figura 6.6: Pines de I/O de los diferentes puertos de la tarjeta de desarrollo, vista frontal.

Puerto Serial: se le incorporó la comunicación por el puerto serial mediante la interconexión de un dispositivo RS232A, maneja la entrada y salida de datos seriales mediante los pines RC6/TX y RC7/RX respectivamente localizados en Serial TTL, figura 6.7.

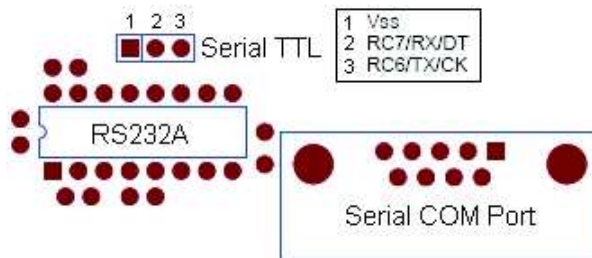


Figura 6.7: Comunicación al puerto serial de I/O, mediante el dispositivo RS232, vista frontal.

Puerto ICSP: se le incorporó un módulo ICSP para el grabado in site del dispositivo, permitiendo mayor versatilidad sin la necesidad de montar y desmontar el dispositivo microcontrolador y así preservar mejor el dispositivo, figura 6.8



Figura 6.8: Módulo de programación ICSP, vista frontal.

Las fotografías de la etapa experimental se muestran a continuación, se puede ver con detalle la tarjeta de desarrollo terminada y preparada para utilizarse. Las figuras 6.9 y 6.10 muestran la tarjeta de desarrollo con el PIC integrado.

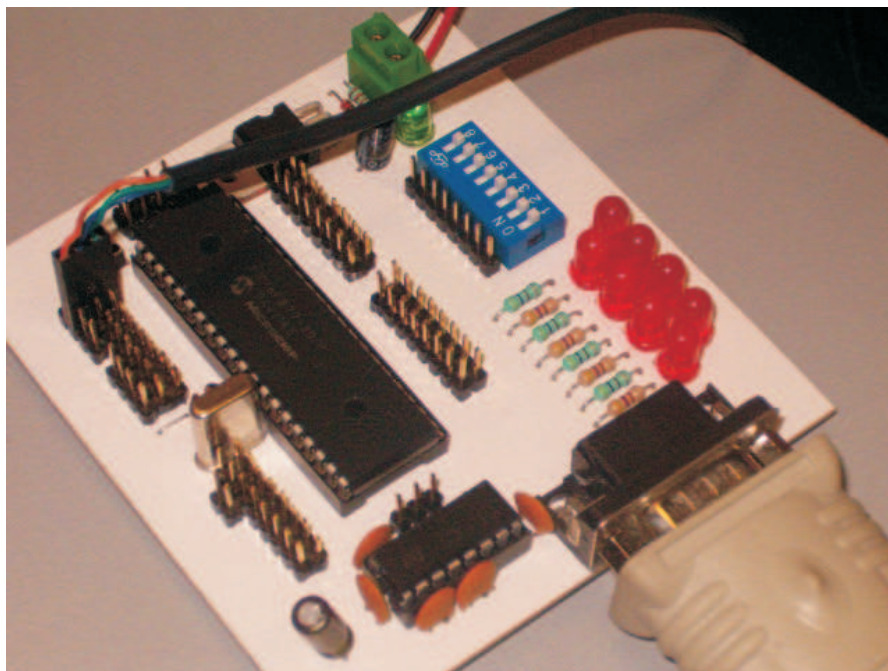


Figura 6.9: Tarjeta de desarrollo, primera perspectiva.

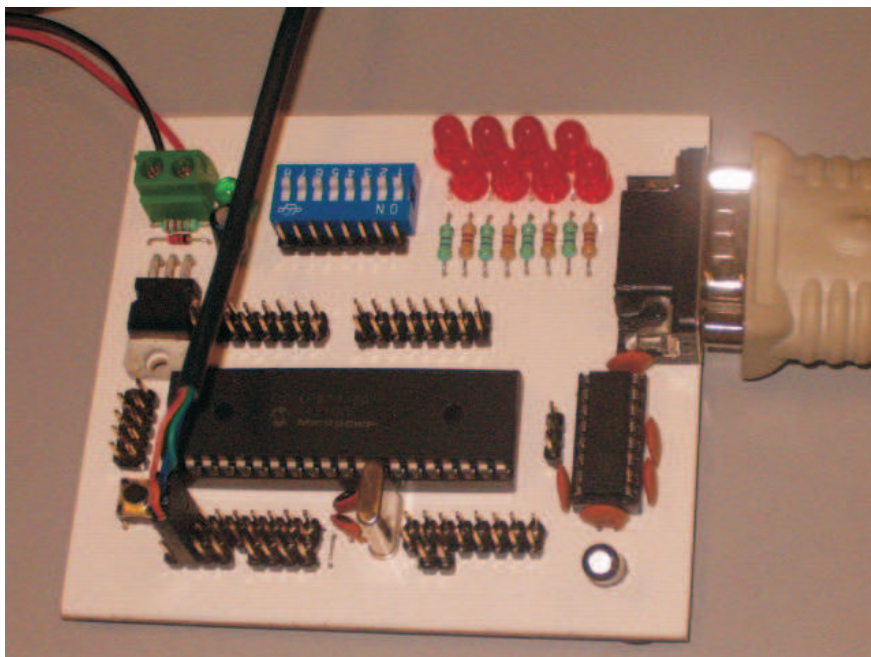


Figura 6.10: Tarjeta de desarrollo, segunda perspectiva.

En las figuras 6.11 se muestra como está conectado el programador de PIC's con la tarjeta de desarrollo. Este es un ejemplo claro de la utilización de módulo ICSP para volver a programar el PIC sin necesidad de quitarlo y ponerlo otra vez en el circuito de prueba.

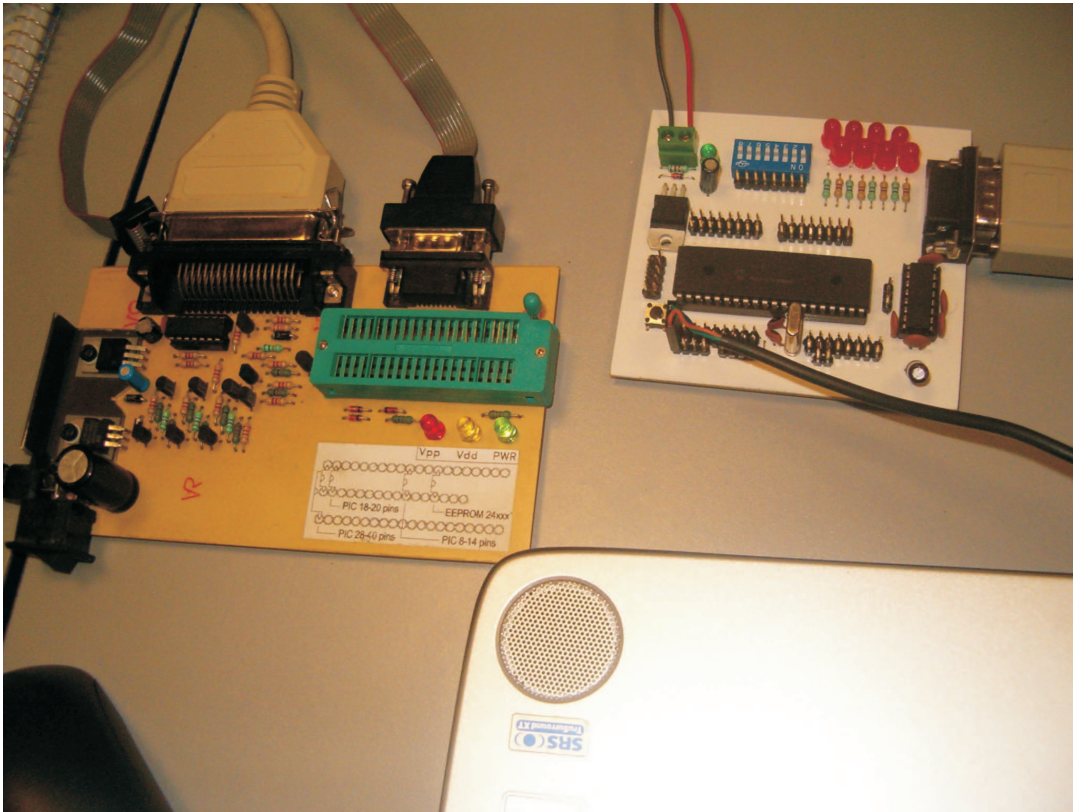


Figura 6.11: Programador PP2 junto con la tarjeta de desarrollo.

6.2.3. Software utilizado

Para la programación de cualquier microcontrolador se depende en gran parte de la forma con la cual esta es diseñada y almacenada dentro del dispositivo, existen variadas formas; algunas de ellas son desde ocupar el lenguaje máquina, que no es otra cosa que el almacenamiento y desplazamiento de los registros binarios o hexadecimales básicos que controlan al dispositivo microcontrolador hasta ocupar compiladores desarrollados para tal fin que incorporan librerías y comandos determinados para controlar los registros anteriormente mencionados.

Todos los dispositivos microcontrolados poseen un manual de referencia que incorpora el manejo adecuado de sus registros de almacenamiento y la forma en como las cadenas de registro deben ser configuradas y desplazadas para un determinado funcionamiento del dispositivo; podríamos decir incluso que esta forma de programación consume menos memoria de almacenamiento dentro del microcontrolador ya que se enfoca directamente en el uso de las funciones de operabilidad del dispositivo en si.

Pero, cuando se trata de ahorrar tiempo de desarrollo, el manejo del lenguaje ensamblador resulta sumamente tedioso y complicado, para ello varias compañías que manejan programas de desarrollo han sacado al mercado compiladores que incorporan la programación orientada a objetos junto con librerías diseñadas específicamente para los dispositivos microcontroladores; ejemplos de ellos son el PIC Basic Pro, el PIC C Compiler, ambos con entornos de desarrollo diferentes pero que incorporan consigo las librerías que controlan a la gran mayoría de los microcontroladores

La programación avanzada depende en gran medida de para que va a usarse el dispositivo, por ello hay quien prefiere utilizar el lenguaje máquina o mejor dicho el lenguaje ensamblador como recurso, y hay quien programa con compiladores, el objetivo es el mismo ya que el compilador debe de manejar todas las funciones de registro que el dispositivo posee, como son los puertos de entrada/salida, el convertidor ADC, el PWM, la comunicación Serial USART y Paralela, etc.

6. Implementación experimental de sensores

6.2.3.1. PIC C Compiler

Si queremos realizar la programación de los microcontroladores PIC en un lenguaje como el C, es preciso utilizar un compilador de C. Dicho compilador nos genera ficheros en formato Intel-hexadecimal, que es el necesario para programar (utilizando un programador de PIC's) un microcontrolador de 6, 8, 18 ó 40 patillas.

El compilador de C que vamos a utilizar es el PCW de la casa CCS Inc.[45]. A su vez, el compilador lo integraremos en un entorno de desarrollo integrado o Integrated Development Enviroment (IDE), que nos va a permitir desarrollar todas y cada una de las fases que se compone un proyecto, desde la edición hasta la compilación pasando por la depuración de errores. La última fase, a excepción de la depuración y retoques de hardware finales, será la programación del PIC.

Al igual que el compilador de Turbo C, éste “traduce” el código C del archivo fuente (.C) a lenguaje máquina para los microcontroladores PIC, generando así un archivo en formato hexadecimal (.HEX). Además de éste, también genera otros seis ficheros. En la figura 6.12 se muestra la ventana del lenguaje de programación “**PIC C Compiler**” de CCS Inc.[45].

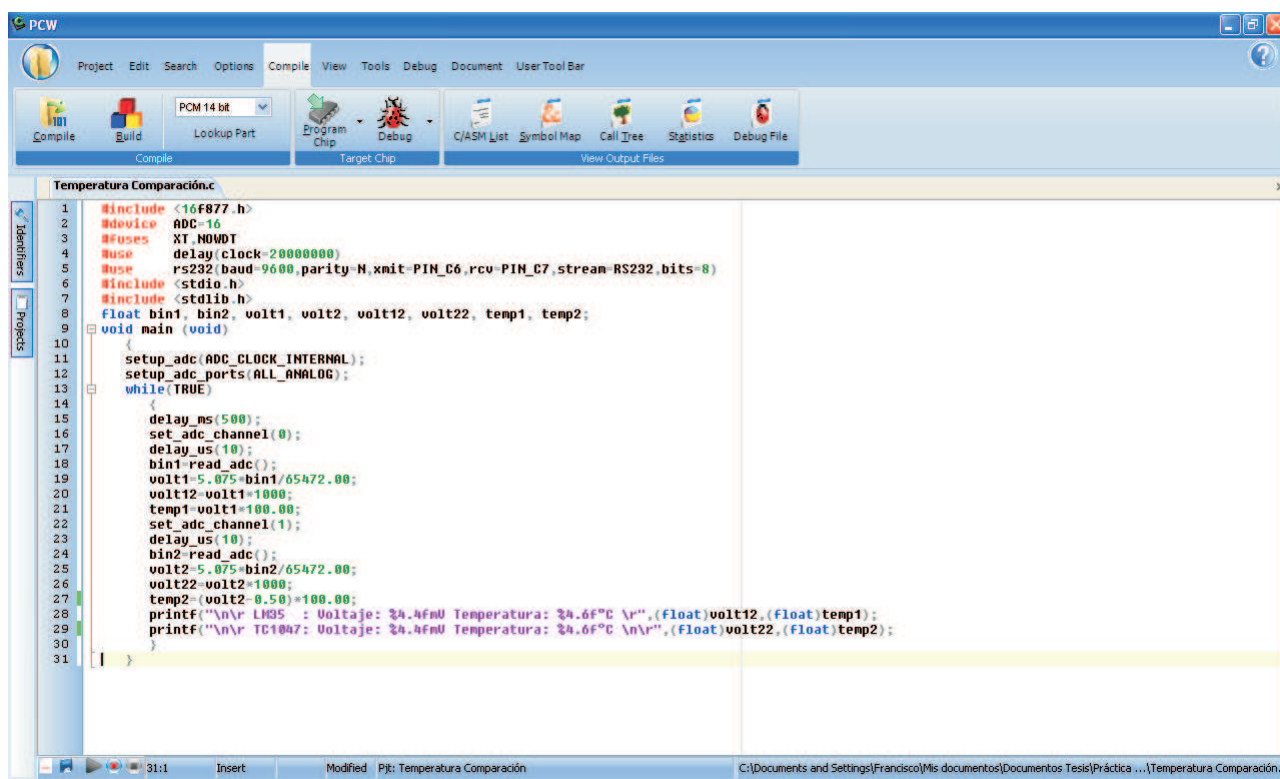


Figura 6.12: Ventana del entorno de programación PIC C Compiler [45].

El entorno de trabajo integrado es el PCW o el PCWH que incluyen los compiladores PCB y PCM por defecto y el compilador PCH de manera opcional, estos son descritos a continuación:

PCB: genera código para microcontroladores con 12 bits en memoria de programa.

PCM: genera código para microcontroladores con 14 bits en memoria de programa.

PCH: genera código para microcontroladores con 16 bits en memoria de programa.

6.2.3.2. Estructuración de la programación en lenguaje C

El lenguaje C que esta siendo ocupado en la programación de microcontroladores por medio del programa PCW de CCS inc., no difiere en lo absoluto de cualquier otro lenguaje de programación en C; ocupa en el mismo caso las librerías de

cabecera para cada una de las funciones de la estructura de un programa. Para lo cual se explicará a detalle las funciones de operación de la librería que maneja al microcontrolador PIC16F877.

Las directivas de preprocesado más habituales son las siguientes:

#INCLUDE opciones

Los ficheros de encabezamiento (de extensión .h) contienen información sobre los registros existentes para un determinado microcontrolador o funciones de librería propias del compilador C, también definen el tratamiento a dar a las funciones integradas en librería por el compilador en cuanto a argumentos que aceptará y los que devolverá cada función.

Estos ficheros están pensados para ser incluidos en el código fuente mediante una directiva del tipo: #include <Nombre_Fichero.h> Si el nombre del fichero se incluye entre los símbolos < > el compilador busca el fichero en el directorio INCLUDE. Si se pone entre comillas dobles “ ” el compilador busca primero en el directorio actual o directorio de trabajo y si no lo encuentra, entonces lo busca en los directorios INCLUDE del compilador.

La cabecera del programa contará en primer lugar con la librería del microcontrolador PIC16F877:

```
#include<16f877.h>.
```

#DEVICE CHIP

Esta directiva define al compilador la arquitectura hardware utilizada. Esto determina la memoria RAM y ROM así como el juego de instrucciones a utilizar, la directiva tiene muchas opciones que no tiene caso describir aquí, solo es importante mencionar la opción que nos ayudará en la estructuración de nuestro programa

```
#device ADC=x
```

Esta opción en la directiva device maneja el convertidor análogo-digital del microcontrolador, Donde x es el número de bits (8, 10, 11 o 16) que regresará la lectura del ADC determinada por: **read_adc()**.

Esta característica estará definida por la cantidad de bits de muestreo que soporta en este caso el microcontrolador PIC16F877; este dispositivo soporta solo 10 bits de palabra en el muestreo, eso quiere decir que puede soportar solo 3 modos de operación en ADC (8, 10 y 16) como se ve en la tabla 6.1.

#DEVICE	ADC=8	ADC=10	ADC=11	ADC=16
8 bit	00-FF	x	x	0-FF00
10 bit	00-FF	0-3FF	x	0-FFC0
11 bit	00-FF	x	0-7FF	0-FFE0
16 bit	00-FF	x	x	0-FFFF

Tabla 6.1: Configuración del convertidor A/D (Nota: x no esta definido).

La tabla 6.1 muestra en el caso de dispositivos microcontroladores PIC que tienen convertidor analógico-digital de 10 bits (16F877), que puede ser usado un ADC=8 con un valor de muestreo de $00-FF_h = 255_b$, o un ADC=10 con un valor de muestreo de $0-3FF_h = 1023_b$, o, y por último, un ADC=12 con un valor de muestreo de $0-FFC0_h = 65472_b$. Cada valor de lectura de bits estara sujeto a la resolución que se desea obtener, se tiene claro con ello que puede muestrearse con una escala límite menor de 255_b hasta una escala límite mayor de 65472_b que se tendra al introducir datos por medio de los puertos previamente configurados para la conversión A/D

6. Implementación experimental de sensores

Estos valores de muestreo dependerán en gran parte del voltaje de referencia con el que se esté trabajando en la lectura de los datos introducidos por cualquiera de los puertos configurados para el uso del convertidor A/D. Todos los dispositivos microcontroladores con convertidor analógico-digital manejan un voltaje de referencia por defecto de +5Vref, y en muchos de los casos puede especificarse otro voltaje de entrada cuando la conversión necesariamente necesite un voltaje más elevado al establecido por el PIC, por medio del PIN RA3 que controla Vref+. También se puede especificar y controlar un voltaje de referencia positivo (Vref+) y un voltaje de referencia negativo (Vref-), configurados en los PINES RA3 y RA2 respectivamente.

Así pues, la lectura de cualquier puerto configurado con ADC será una relación directa del voltaje de referencia y el muestreo de bits especificados, con lo cual mostramos el siguiente ejemplo: Si tenemos que el voltaje de referencia está por default en +5Vref y se ha configurado el convertidor A/D del PICmicro en ADC=16, la lectura del convertidor A/D estará en un rango de 0 a 65472 unidades, por lo que tenemos lo siguiente:

$$\begin{aligned} 0,00V &\leftrightarrow 5,00V \\ 0_{unidades} &\leftrightarrow 65472_{unidades} \end{aligned}$$

En esencia el PICmicro convertirá el voltaje leído (análogo) a una unidad binaria (digital), con lo cual se puede deducir la ecuación 6.1 siguiente útil a la conversión A/D

$$\begin{aligned} \text{Voltaje_Leido} &\leftrightarrow 5,00V \\ \text{Lectura_Bites}_{unidades} &\leftrightarrow 65472_{unidades} \end{aligned} \quad (6.1)$$

Para fines prácticos, el voltaje leído por el PICmicro a la entrada del ADC es convertido a una unidad binaria, por lo que puede utilizarse como tal, o puede leerse el voltaje mediante el despeje de la ecuación 6.1 anterior y así obtener la lectura de voltaje convertida dentro del PICmicro igual a la lectura de voltaje que fue previamente introducida por algún puerto ADC como se ve en la ecuación 6.2

$$\text{Voltaje_Leido} = \frac{(5,00V)(\text{Lectura_Bites}_{unidades})}{65472_{unidades}} \quad (6.2)$$

Configuración del convertidor A/D

Para la opción de conversión analógica a digital, este programa nos da la opción de configurar el módulo convertidor de analógico a digital. Son solo disponibles con recursos en el hardware A/D. Las opciones de funciones y direcciones varían dependiendo del chip y son listadas en la cabecera del archivo. A esto se le llama ficheros de directivas y encabezamiento y contienen directivas que son instrucciones al compilador pero normalmente no incluyen sentencias de un programa.

Su función es configurar la conversión analógica digital y solo está disponible para los que tienen recursos de convertidores analógicos a digital. Las constantes requeridas están definidas en el archivo device.h que se está utilizando. Un ejemplo de esta instrucción es el siguiente:

```
setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL );
setup_adc_ports( ALL_ANALOG );
set_adc_channel( 0 );
value = read_adc();
setup_adc( ADC_OFF );
```

Primero se utiliza la instrucción setup_adc (mode); en donde mode es el modo analógico a digital. Las opciones válidas varían dependiendo los recursos. Algunas opciones típicas incluyen:

```
setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL)
setup_adc(ADC_OFF)
```

Luego tenemos la instrucción setup_adc_ports (value), en donde value son las constantes definidas en el archivo device.h, su función es configurar los pines del ADC como analógicos, digitales o ambos. Dependiendo del chip son las combinaciones que nos pueden permitir así como las constantes que se usan. Las constantes (**ALL_ANALOG**) y (**NO_ANALOGS**) son válidas para todos los chips y como las instrucciones antes mencionadas solo son disponibles para los chips que tengan hardware A/D.

A continuación se muestran algunos ejemplos de como puede ser utilizada esta instrucción:

Si queremos que todos los pines sean análogos:

```
setup_adc_ports( ALL_ANALOG );
```

Si queremos que los pines A0, A1 y A3 sean análogos y los demás digitales. EL voltaje +5V es usado como referencia:

```
setup_adc_ports( RA0_RA1_RA3_ANALOG );
```

Si queremos que los pines A0 y A1 sean análogos. El pin A3 sea utilizado como referencia de voltaje y los demás pines sean digitales:

```
setup_adc_ports( A0_RA1_ANALOGRA3_REF );
```

Y por último, para el caso de la práctica se utiliza el comando **set_adc_channel (chan)** en donde chan es el número de canal que se va a seleccionar. El número de canales empieza en 0 y se especifican en hoja de datos como AN0, AN1. La función de este comando es especificar el canal que se va a utilizar para la próxima llamada READ_ADC.

Es enterado y se tiene que esperar un corto tiempo después de cambiar el canal antes uno puede obtener una lectura válida. El tiempo varía dependiendo de la impedancia de la fuente de salida. En general 10µs es bueno para la mayoría de las aplicaciones. Uno no necesita cambiar de canal antes de cada lectura si el canal no cambia. Esta función esta solo disponible en recursos de con hardware A/D. Un ejemplo del uso de esta función es el siguiente:

```
set_adc_channel(2);  
delay_us(10);  
value = read_adc();
```

#FUSES opciones

Esta directiva define qué fusibles deben activarse en el dispositivo cuando se programe. Esta directiva no afecta a la compilación; sin embargo, esta información se pone en el archivo de salida. Esta información es necesaria para algunos programadores de dispositivos. Algunas de las opciones más usadas son:

```
#fuses LP, XT, HS, RC (Osciladores: Low Power, Crystal, High Speed, Resistor/Capacitor)  
#fuses WDT, NOWDT (Watch Dog Timer)  
#fuses PUT, NOPUT (Power Up Timer)  
#fuses PROTECT, NOPROTECT (Protección de código ante lecturas)  
#fuses BROWNOUT, NOBROWNOUT (Reset cuando detecta Brownout)  
#fuses LVP, NOLVP (Low Voltage Programming en B3(PIC16) o B5(PIC18))  
#fuses CPD, NOCPD (Data EEPROM Code Protected)  
#fuses WRT, NOWRT (Program Memory Write Protected)  
#fuses DEBUG, NODEBUG (Modo Debug para usarse con ICD)
```

#USE DELAY (CLOCK=frecuencia)

Esta directiva indica al compilador la frecuencia del procesador, en ciclos por segundo (Hertzios), a la vez que habilita el uso de las funciones **delay_ms()** y **delay_us()**. Opcionalmente podemos usar la función **restart_WDT()** para que el compilador reinicie el WDT durante el retardo.

```
#use delay (clock=20000000)  
#use delay (clock=32000, RESTART_WDT)
```

#USE RS232 (BAUD=baudios, XMIT=pin, RCV=pin...)

6. Implementación experimental de sensores

Esta directiva le dice al compilador la velocidad en baudios y los pines utilizados para la I/O serial. Esta directiva tiene efecto hasta que se encuentra otra directiva RS232.

La directiva **#USE DELAY** debe aparecer antes de utilizar **#USE RS232**. Esta directiva habilita el uso de funciones tales como **getch**, **putchar** y **printf**. Si la I/O no es estándar es preciso poner las directivas **FIXED_IO** o **FAST_IO** delante de **#USE RS232**

```
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7,stream=RS232,bits=8)
```

Esta configuración permitirá la comunicación del PIC utilizando los pines C6 para transmitir y C7 para recibir datos por medio del puerto serial COM, mediante el uso de un dispositivo controlador de flujo RS232. Serán enviados 8 bits de datos a 9600 baudios (bits por segundo), no tendrá ningún bit de paridad ni tampoco control de flujo ya que el RS232 la controla, y tendrá 1 bit de parada. Figura 6.13.

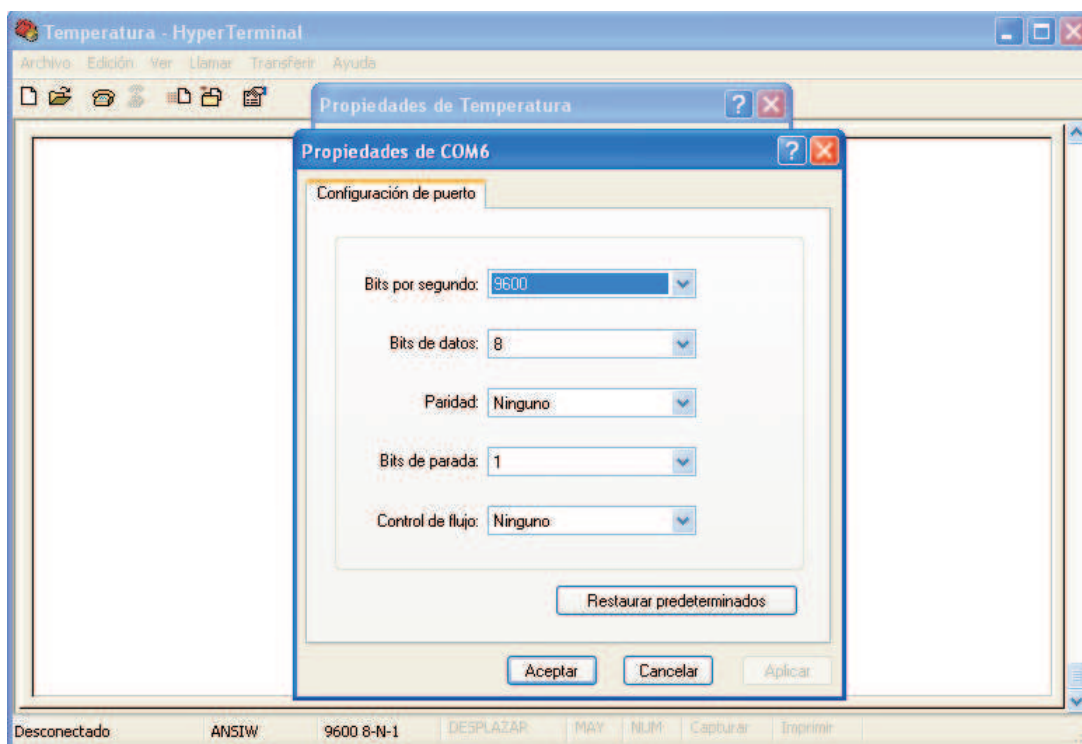


Figura 6.13: Configuración del HyperTerminal para el puerto serial COM6 con los valores del RS232.

PRINTF([function], string, [values])

La función de impresión formateada PRINTF saca una cadena de caracteres al estándar serie RS-232 o a una función especificada. El formato está relacionado con el argumento que ponemos dentro de la cadena (string).

Cuando se usan variables, string debe ser una constante. El carácter % se pone dentro de string para indicar un valor variable, seguido de uno o más caracteres que dan formato al tipo de información a representar.

Si ponemos % % obtenemos a la salida un solo %. El formato tiene la forma genérica %wt, donde w es optativo y puede ser 1,2,...,9. Esto es para especificar cuántos caracteres son representados; si elegimos el formato 01,...,09 indicamos ceros a la izquierda, o también 1.1 a 9.9 para representación en punto flotante.

t es el tipo de formato y puede ser uno de los siguientes:

C Carácter
U Entero sin signo
x Entero en Hex (en minúsculas)
X Entero en Hex (en mayúsculas)
D Entero con signo
%e Real en formato exponencial(notación científica)
%f Real (Float)
Lx Entero largo en Hex (en minúsculas)
LX Entero largo en Hex (en mayúsculas)
Lu Decimal largo sin signo **Ld** Decimal largo con signo
% Simplemente un %

Archivos de cabecera propios del lenguaje C

Como se definió anteriormente en la directiva `#include`, esta debe de ir primero en el encabezado mencionando el tipo de microcontrolador a utilizar, pero para ocupar las librerías propias del lenguaje C, la directiva `#include` se debe mencionar después y al último de todos los parámetros que fueron previamente configurados para el dispositivo microcontrolador. A continuación mencionamos alguno de estas directivas de cabecera.

<code>#include <assert.h></code>	<code>#include <ctype.h></code>
<code>#include <errno.h></code>	<code>#include <float.h></code>
<code>#include <limits.h></code>	<code>#include <locale.h></code>
<code>#include <math.h></code>	<code>#include <string.h></code>
<code>#include <setjmp.h></code>	<code>#include <stdio.h></code>
<code>#include <stddef.h></code>	<code>#include <stdlib.h></code>
<code>#include <stdlibm.h></code>	<code>#include <string.h></code>

Especificadores de tipo

Es parte importante del encabezado del programa y determina el tipo de dato o carácter que será ocupado dentro de la construcción del programa.

unsigned	define un número de 8 bits sin signo
unsigned int	define un número de 8 bits sin signo
int	define un número de 8 bits con signo
char	define un número de 8 bits sin signo
long	define un número de 16 bits sin signo
long int	define un número de 16 bits con signo
signed	define un número de 8 bits con signo
signed int	define un número de 8 bits con signo
signed long	define un número de 16 bits con signo
float	define un número de 32 bits en punto flotante
short	define un bit
short int	define un bit

6.2.3.3. WinPic800.

El software para la programación de PIC's que se utilizó para la compilación de los archivos con extensión `.HEX` generados por el programa PIC C Compiler, es el WinPic800[85]. Se hicieron pruebas de soporte con el hardware de programación PP2 entre el software IC-Prog y el software WinPic800, resultando el WinPic más apto y funcional para la grabación y compilación de los dispositivos PICmicro.

6. Implementación experimental de sensores

Se utilizo este software en particular por que permite una mejor adaptabilidad con el programador PP2. Posee utilidades innovadoras como son la autodetección de dispositivos, te indica la posición en el zócalo de programación de los dispositivos DIP, puedes verificar el funcionamiento del hardware de programación probando la comunicación del software con el hardware el tiempo real y el ambiente del software en general es mucho mas amigable y fácil de utilizar que cualquier otro software de compilación. En la figura 6.14 se muestra la ventana de este software de programación.

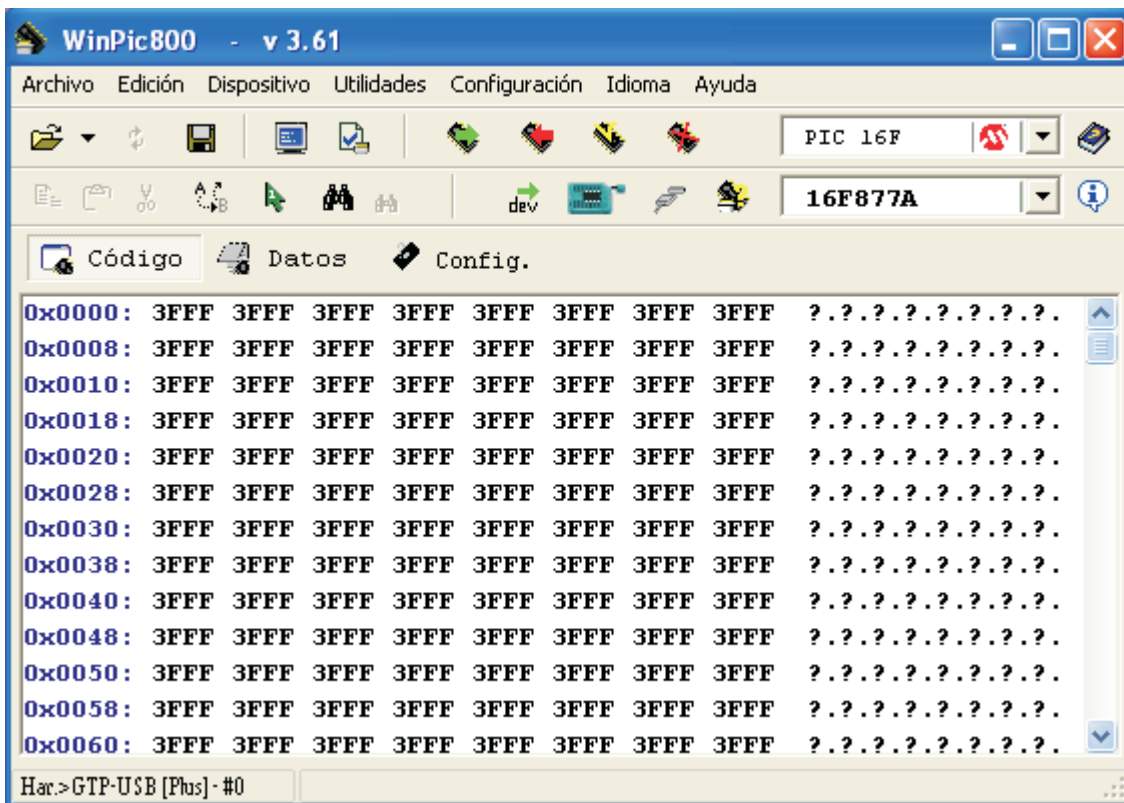


Figura 6.14: Ventana del software de programación WinPic800 [85].

6.2.4. Desarrollo del firmware del PIC y programas

Se van a hacer tres pruebas de desarrollo de firmware para el dispositivo micro-programable PIC16F877, con las cuales se analizaran primero e independientemente dos tipos diferentes de sensores de temperatura; hablamos de los sensores LM35 y TC1047A, y luego y por último se hará una comparación entre ellos para comprobar su mutuo funcionamiento y el error que otorga la posible diferencia de mediciones entre ellos.

6.2.4.1. Sensor de temperatura LM35

El sensor de temperatura LM35 es un circuito integrado de uso comercial; y es ampliamente utilizado en proyectos y aplicaciones electrónicas de todo tipo, y otorga una salida de voltaje que es proporcionalmente lineal a la temperatura en grados Celsius (Centígrados). Proporciona un rango de temperatura determinado entre los -55°C a $+150^{\circ}\text{C}$ y tiene un factor de linealidad con escala de $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$. Opera con un rango de voltages comprendido entre los 4V a los 30V con una corriente de drenado menor a los $60\mu\text{A}$, posee una baja carga de impedancia de salida de 0.1Ω a 1mA , y viene en un encapsulado TO-92. En la figura 6.15 se muestra el diagrama del sensor de temperatura LM35.

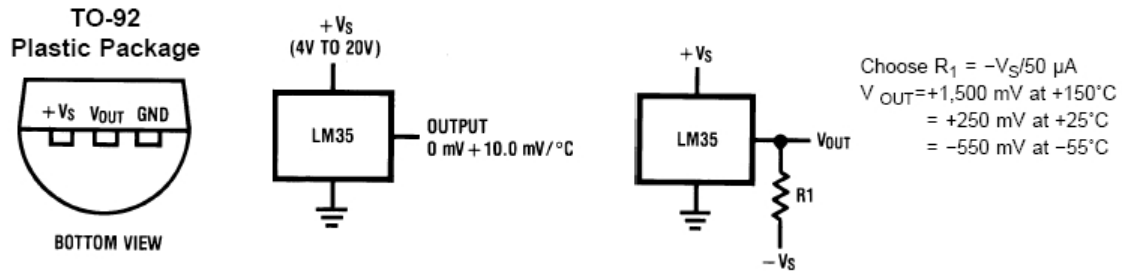


Figura 6.15: Sensor de temperatura LM35 en configuración básica y en rango completo [73].

Como usar un sensor de temperatura LM35

A continuación mostramos en la figura 6.16 la forma de conectar un sensor de temperatura LM35 con rango de temperatura ajustado dentro de 0°C a 100°C .

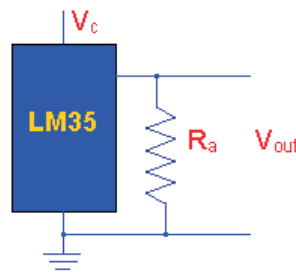


Figura 6.16: Sensor de temperatura LM35 en configuración de divisor de voltaje [55].

En esta configuración los parámetros comúnmente usados son: $V_c = 4\text{v}$ a 30v ; 5v o 12v son los valores típicos usados. $R_a = V_c/10^{-6}$ y el rango puede estar entre los $80\text{k}\Omega$ a los $600\text{k}\Omega$, pero la mayoría solo utiliza los $80\text{k}\Omega$. En la figura 6.17 se muestra una fotografía del sensor utilizado.

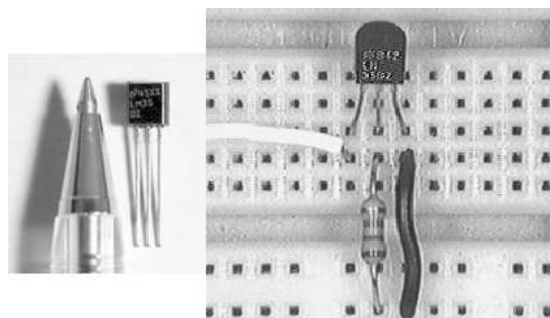


Figura 6.17: Sensor de temperatura LM35 de National Semiconductor.

En la figura 6.18 se muestra la curva corriente contra voltaje donde podemos apreciar un comportamiento totalmente lineal del sensor LM35, ya que incrementa cada 1°C en una proporción de cada 10.0mV .

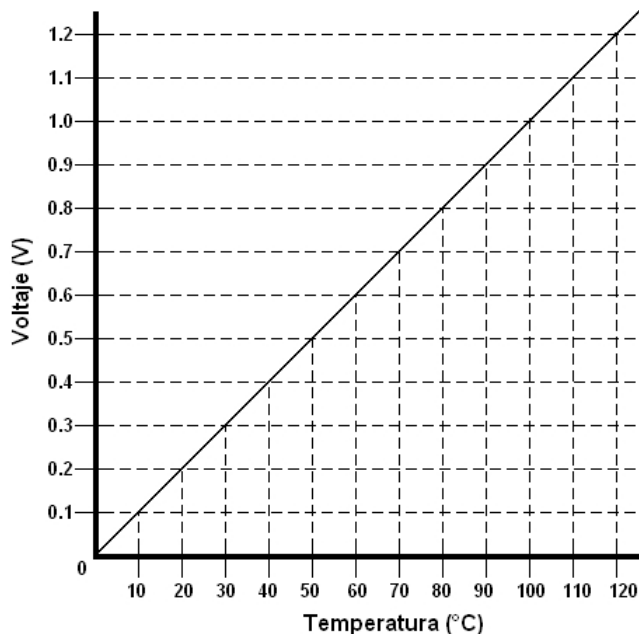


Figura 6.18: Curva de voltaje contra temperatura del sensor LM35 [73].

Cuando un dispositivo sensor menciona en su hoja de datos técnicos (datasheet), como es en este caso, que su comportamiento tendrá una tendencia a ser completamente lineal, solo queda desarrollar el algoritmo conforme la información suministrada por el fabricante del dispositivo.

El sensor LM35 según la figura 6.18 tiene un comportamiento temperatura contra voltage igual a 10 mV/°C, por lo que se puede definir la ecuación 6.3 siguiente:

$$Voltaje = (Temperatura^{\circ}C) (10^{mV/^{\circ}C}) \tag{6.3}$$

La ecuación 6.3 vendría siendo la ecuación directa que representa al sensor, para lo cual si despejamos en términos de la temperatura tendríamos así la ecuación 6.4 que sería la ecuación inversa propia del sensor

$$Temperatura^{\circ}C = \frac{Voltaje}{10^{mV/^{\circ}C}} = (Voltaje) (0,1^{\circ}C/mV) \tag{6.4}$$

Convirtiendo milivolts a volts de la ecuación 6.4, tenemos ahora la ecuación 6.5 siguiente:

$$Temperatura^{\circ}C = (Voltaje) (100^{\circ}C/V) \tag{6.5}$$

La ecuación descrita anteriormente, refleja realmente el comportamiento del sensor en el algoritmo escrito en el programa; consideremos en este caso que esta información proviene directamente de las especificaciones técnicas otorgadas por el fabricante del dispositivo y se ajustó primero a estos parámetros de operación, la información mostrada esta evaluada en volts según se aprecia mas adelante en el firmware escrito para el sensor LM35.

Firmware para el sensor LM35

```
#include <16f877.h>
#device ADC=16
#fuses XT,NOWDT
#use delay(clock=2000000)
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7,stream=RS232,bits=8)
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
float bin, volt, volt2, temp;
```



```

void main (void)
{
  setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
  setup_adc_ports(ALL_ANALOG);
  set_adc_channel(0);
  while(TRUE)
  {
    delay_ms(500);
    valor=read_adc();
    volt=(5.075*bin)/65472.00;
    volt2=volt*1000;
    temp=volt*100.00;
    printf("\n\r Voltaje: %4.4fmV Temperatura: %4.6f°C \n\r", (float)volt2, (float)temp);
  }
}

```

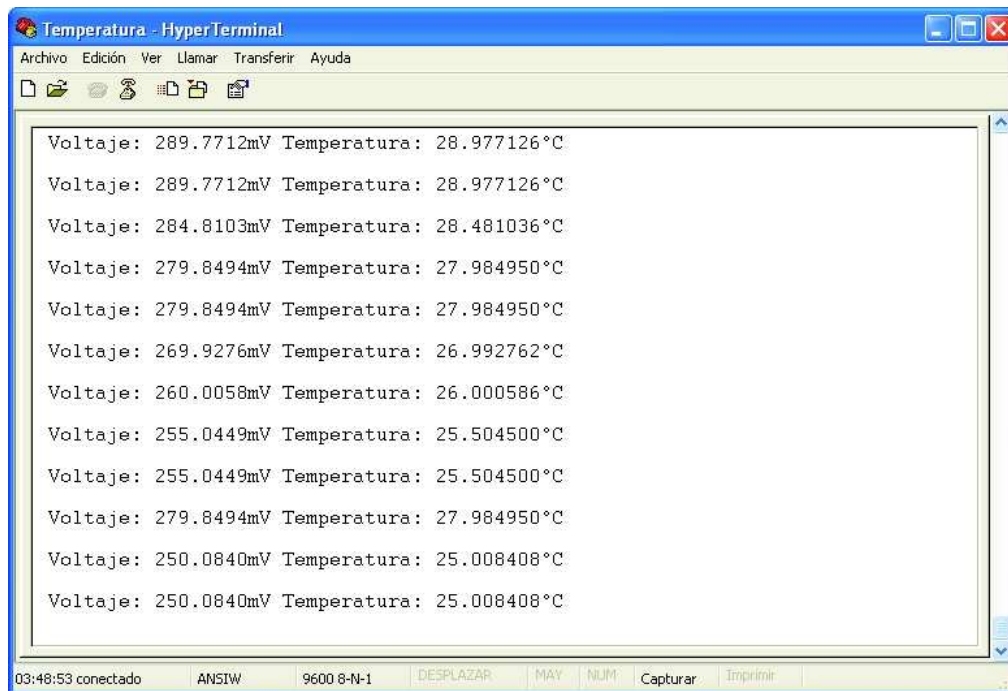


Figura 6.19: Visualización en HyperTerminal de la relación voltaje contra temperatura del sensor LM35.

Por último en la figura 6.19 se muestra como se visualiza en la computadora el voltaje y la temperatura por medio del programa HyperTerminal. Los datos son enviados por comunicación serial por medio del PIC y recibidos por el puerto serial de comunicaciones COM de la computadora. La información recibida es interpretada por HyperTerminal de Windows e imprime la información en pantalla por medio del comando printf cada 500ms.

Como se ve con los datos mostrados se cumple la linealidad mostrada anteriormente y debida a el algoritmo proporcionado por el datasheet del sensor LM35, podemos decir que la introducción de los datos es medianamente confiable ya que cuando se realizo la lectura de voltaje directamente del sensor y se comparo con los resultados obtenidos anteriormente hay una diferencia lineal de 5mV por lectura introducida

6. Implementación experimental de sensores

6.2.4.2. Sensor de temperatura TC1047A

Los sensores de temperatura con salida de voltaje lineal TC1047 y TC1047A otorgan una salida de voltaje que es directamente proporcional a la temperatura medida. El TC1047 y el TC1047A pueden medir la temperatura exactamente en un rango de -40°C a $+125^{\circ}\text{C}$. Con el TC1047, el voltaje de alimentación puede variar entre 2.7V y 4.4V. El rango de voltaje de alimentación de el TC1047A es de 2.5V a 5.5V. El rango de salida de voltaje de estos dispositivos esta típicamente dentro de los rangos siguientes: 100mV a -40°C , 500mV a 0°C , 750mV a $+25^{\circ}\text{C}$ y 1.75V a $+125^{\circ}\text{C}$. La salida de voltaje incrementa su respuesta cada $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ para una medición de temperatura predecible sobre un rango de temperatura amplio. se alimenta con una muy baja corriente de $35\mu\text{A}$. El TC1047 y el TC1047A vienen en encapsulados SOT-23B de 3 pines, haciéndolo ideal para aplicaciones en espacios o lugares críticos. En la figura 6.20 se muestra el diagrama de operación y el tipo de encapsulado del sensor de temperatura TC1047/TC1047A.

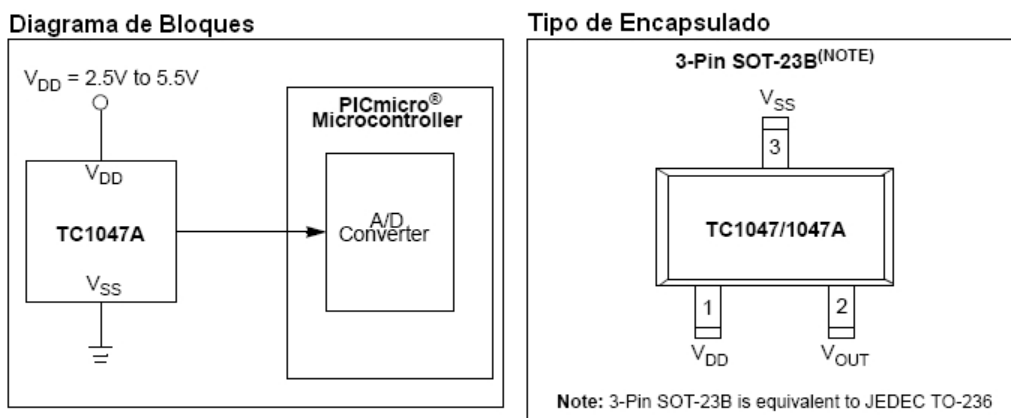


Figura 6.20: Sensor de temperatura TC1047/TC1047A en configuración básica y tipo de encapsulado [71].

En la figura 6.21 se muestra la curva de voltaje contra corriente que se utiliza para el modelado y para calcular la temperatura del sensor. La gráfica nos muestra que el comportamiento del sensor es lineal incrementando cada $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ cuando la salida de voltaje a 0°C es de 500mV

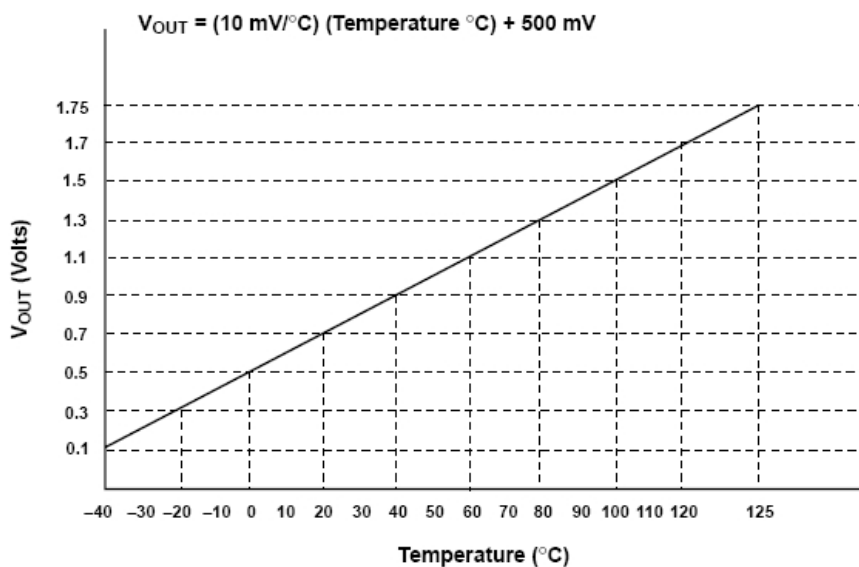


Figura 6.21: Curva de voltaje contra temperatura del sensor TC1047 [71].

En la figura 6.22 se muestra el sensor de temperatura TC1047 de MicroChip utilizado en la práctica de este trabajo.

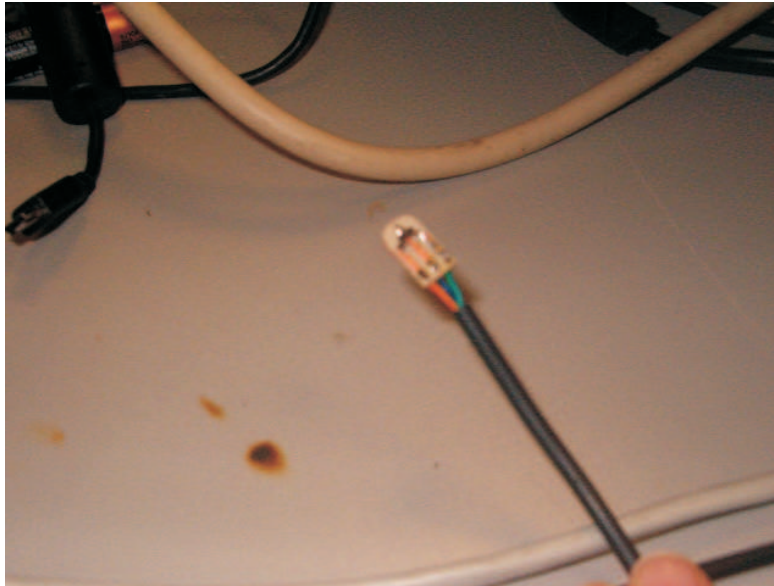


Figura 6.22: Sensor de temperatura TC1047A de MicroChip.

Este dispositivo según su hoja técnica de datos también tiene una tendencia de comportamiento lineal como se ve en la figura 6.21. El sensor TC1047A según la figura 6.21 tiene un comportamiento temperatura contra voltaje igual a $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ cuando la salida de voltaje a 0°C es de 500mV , por lo que se puede definir la ecuación 6.6 siguiente:

$$\text{Voltaje} = (\text{Temperatura}^\circ\text{C}) (10\text{mV}/^\circ\text{C}) + 500\text{mV} \quad (6.6)$$

La ecuación 6.6 vendría siendo la ecuación directa que representa al sensor TC1047A, para lo cual si despejamos en términos de la temperatura tendríamos así la ecuación 6.7 que sería la ecuación inversa propia del sensor

$$\text{Temperatura}^\circ\text{C} = \frac{\text{Voltaje} - 500\text{mV}}{10\text{mV}/^\circ\text{C}} = (\text{Voltaje} - 500\text{mV}) (0,1^\circ\text{C}/\text{mV}) \quad (6.7)$$

Convirtiendo milivolts a volts de la ecuación 6.7, tenemos ahora la ecuación 6.8 siguiente:

$$\text{Temperatura}^\circ\text{C} = (\text{Voltaje} - 0,50\text{V}) (100^\circ\text{C}/\text{V}) \quad (6.8)$$

La ecuación descrita anteriormente, refleja realmente el comportamiento del sensor en el algoritmo escrito en el programa, la información mostrada está evaluada en volts según se aprecia más adelante en el firmware escrito para el sensor TC1047A.

Firmware para el sensor TC1047A

```
#include <16f877.h>
#device ADC=16
#fuses XT,NOWDT
#use delay(clock=20000000)
#use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7,stream=RS232,bits=8)
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
float bin, volt, volt2, temp;
void main (void)
{
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
```

6. Implementación experimental de sensores

```
setup_adc_ports(ALL_ANALOG);
set_adc_channel(0);
while(TRUE)
{
    delay_ms(500);
    valor=read_adc();
    volt=5.075*bin/65472.00;
    volt2=volt*1000;
    temp=(volt-0.50)*100.00;
    printf("\n\r Voltaje: %4.4fmV Temperatura: %4.6f°C \n\r", (float)volt2, (float)temp);
}
}
```

Por último en la figura 6.23 se muestra como se visualiza en la computadora el voltaje y la temperatura por medio del programa HyperTerminal.

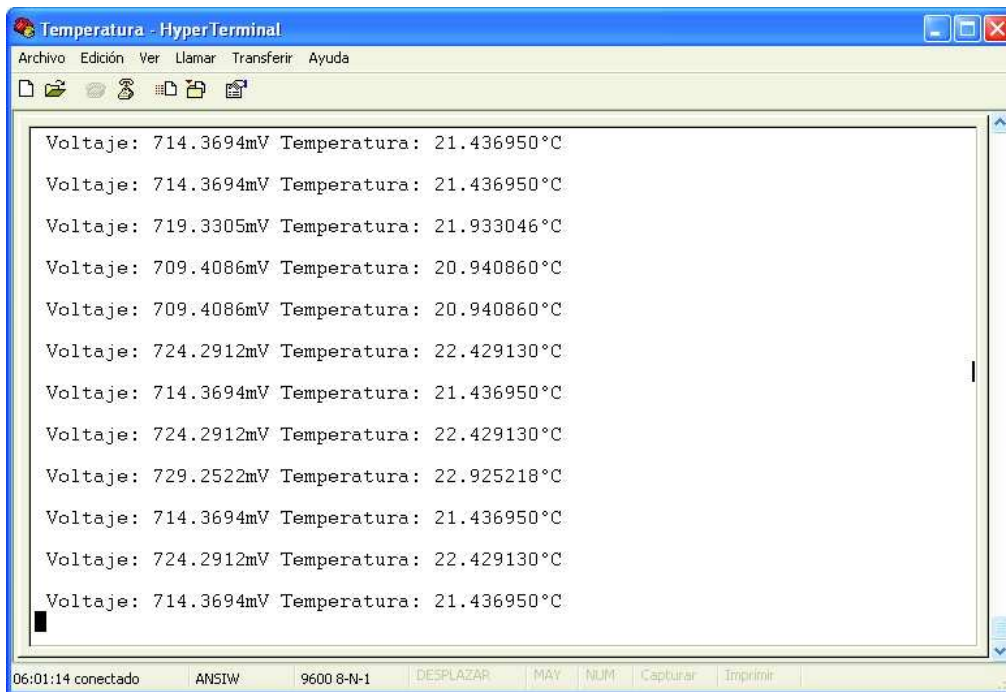


Figura 6.23: Visualización en HyperTerminal de la relación voltaje contra temperatura del sensor TC1047A.

6.2.4.3. Comparación de los sensor de temperatura LM35 y TC1047A

La finalidad de la comparación tiene como objetivo el evaluar los sensores de temperatura LM35 y TC1047A con el propósito de saber si los fabricantes de cada uno de estos dispositivos cumplen con los parámetros de medición que otorgan en sus respectivas hojas de datos.

Firmware para realizar la comparación de los sensores

A continuación se muestra el programa desarrollado en el lenguaje C que compara la temperatura de los sensores LM35 y TC1047A, para ello se utilizan dos de las entradas del ADC para tal fin, en el AN0 se conecta el LM35 y en el AN1 se conecta el TC1047A. El programa va a comparar la temperatura del sensor TC1047A con la del voltaje del LM35 para así ajustar el LM35 a una mejor respuesta, ya que el TC1047A tiene un mejor desempeño en la medición de la temperatura.

```

#include <16f877.h>
#define ADC=16
#define fuses XT,NOWDT
#define use delay(clock=20000000)
#define use rs232(baud=9600,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7,stream=RS232,bits=8)
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
float bin1, bin2, volt1, volt2, volt12, volt22, temp1, temp2, error;
void main (void)
{
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    setup_adc_ports(ALL_ANALOG);
    while(TRUE)
    {
        delay_ms(500);
        set_adc_channel(0);
        delay_us(10);
        bin1=read_adc();
        volt1=5.075*bin1/65472.00;
        volt12=volt1*1000;
        temp1=volt1*100.00;
        set_adc_channel(1);
        delay_us(10);
        bin2=read_adc();
        volt2=5.075*bin2/65472.00;
        volt22=volt2*1000;
        temp2=(volt2-0.50)*100.00;
        error=temp1-temp2;
        printf("\n\r LM35 : Voltaje: %4.4fmV Temperatura: %4.6f°C \r", (float)volt12, (float)temp1);
        printf("\n\r TC1047: Voltaje: %4.4fmV Temperatura: %4.6f°C \n\r", (float)volt22, (float)temp2);
        printf("\n\r Diferencia de Temperaturas: %4.6f°C \n\r", (float)error);
    }
}

```

Por último en la figura 6.24 en la ventana de HyperTerminal se muestran los valores de voltaje y temperatura de cada uno de los sensores utilizados (LM35 y TC1047A), además se incorpora la diferencia de temperaturas correspondiente a cada una de las respuestas de los sensores ya mencionados.

6. Implementación experimental de sensores

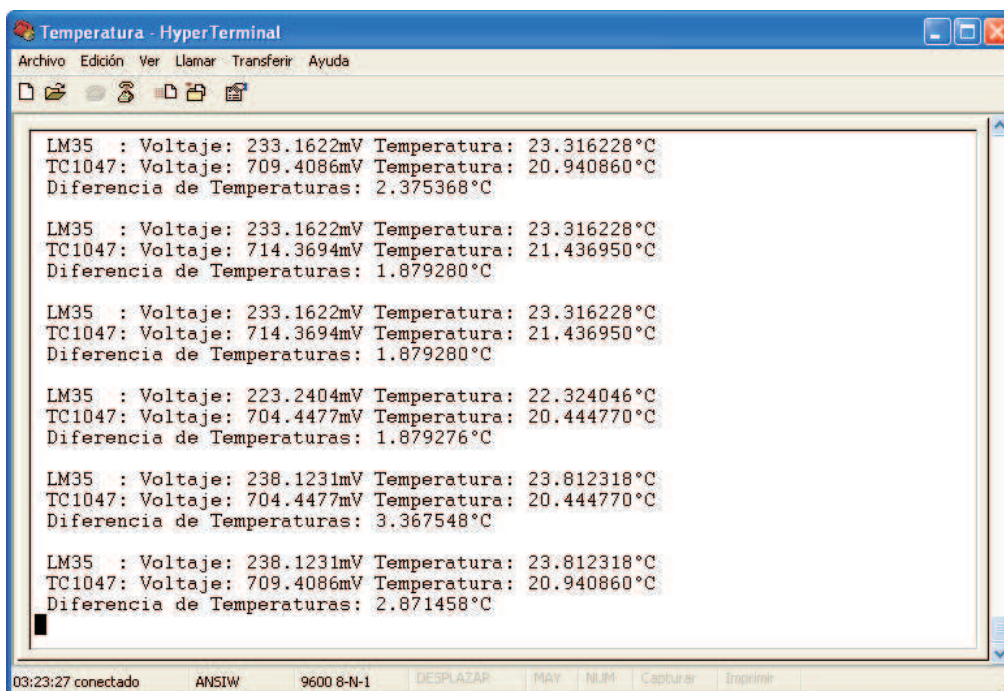


Figura 6.24: Comparación en HyperTerminal de los sensores de temperatura LM35 y TC1047A.

Se ha comprobado que hay una diferencia de aproximadamente 3.4°C , esto vendría siendo un error demasiado grande cuando lo que se pretende en el sensado es la obtención de una mayor exactitud en la medición. Hay que hacer mención de que los datos hasta ahora mostrados son parte de la información mostrada en las hojas de datos técnicos correspondientes de cada sensor.

6.2.4.4. Algoritmo computacional de la regresión polinomial

El siguiente programa desarrollado en MatLab obtiene los datos capturados por HyperTerminal, los almacena en un archivo de texto plano llamado “**Comparación.txt**” y es mandado llamar mediante la función “load” que lo carga como si fuera un arreglo.

```
% Regresión Polinomial por Mínimos Cuadrados
clear;
clc;

% Se ingresa el número de muestras de (x,y) que van a ser leídas del
% archivo de texto plano, para que se realice la regresión polinomial.

fprintf('Método de Regresión Polinomial \n\n');
n=input('Dame el número de muestras a utilizar: ');
TP=load('Comparación.txt')

for i=1:n
    x(1,i)=TP(i,1);
    y(1,i)=TP(i,2);
end

x
y
```

```

% Enseguida se graficarán los puntos obtenidos en un diagrama de dispersión

plot(x,y)
grid
xlabel('x');ylabel('y')
pause

% En la siguiente sección se realizan los cálculos para determinar las sumatorias
% con las que se complementará el arreglo matricial correspondiente.

sx=0;
sx2=0;
sx3=0;
sx4=0;
sy=0;
sxy=0;
sx2y=0;

for i=1:n
    sx=sx+x(1,i);
    sx2=sx2+x(1,i)x(1,i);
    sx3=sx3+x(1,i)x(1,i)x(1,i);
    sx4=sx4+x(1,i)x(1,i)x(1,i)x(1,i);
    sy=sy+y(1,i);
    sxy=sxy+x(1,i)y(1,i);
    sx2y=sx2y+x(1,i)x(1,i)y(1,i);
end

% Ahora se complementa el arreglo matricial con los datos anteriores y se
% resuelve por el método de Gauss-Jordan

a=[n sx sx2 sy;sx sx2 sx3 sxy;sx2 sx3 sx4 sx2y];
b=4;
c=3;

for k=1:b-1
    a(k,:)=a(k,.)a(k,k);
    for j=k+1:c
        a(j,:)=a(j,.)-a(k,.)a(j,k);
        j=j+1;
    end
    k=k+1;
end

for k=c:-1:2
    for j=k-1:-1:1
        a(j,:)=a(j,.)-a(k,.)a(j,k);
        j=j-1;
    end
    k=k-1;
end

% Ahora muestra en pantalla la ecuación de segundo grado obtenida por medio
% de los cálculos de la regresión polinomial

```


6. Implementación experimental de sensores

```
fprintf('\n\n Ecuación con la que se encuentran los nuevos valores de y \n\n');
fprintf('y = %f + %f x + %f x^2 ',a(1,4),a(2,4),a(3,4));

% Enseguida se graficarán los puntos ya ajustados por el método de mínimos cuadrados.

for i=1:n
    y(1,i)=a(1,4)+a(2,4)x(1,i)+a(3,4)x(1,i)x(1,i);
end

fprintf('\n\n Presiona enter para ver la gráfica con la curva de regresión'\n\n');

pause
plot(x,y)
grid
xlabel('x');ylabel('y')
pause
```

El programa muestra los datos obtenidos de forma simultánea durante la obtención y captura de los datos en el archivo de texto plano mediante HyperTerminal, esta información es ahora compilada de forma semiautomática al programa que realiza la regresión polinomial, mostrando primero los datos que son parte del diagrama de dispersión como se ve en la figura 6.25.

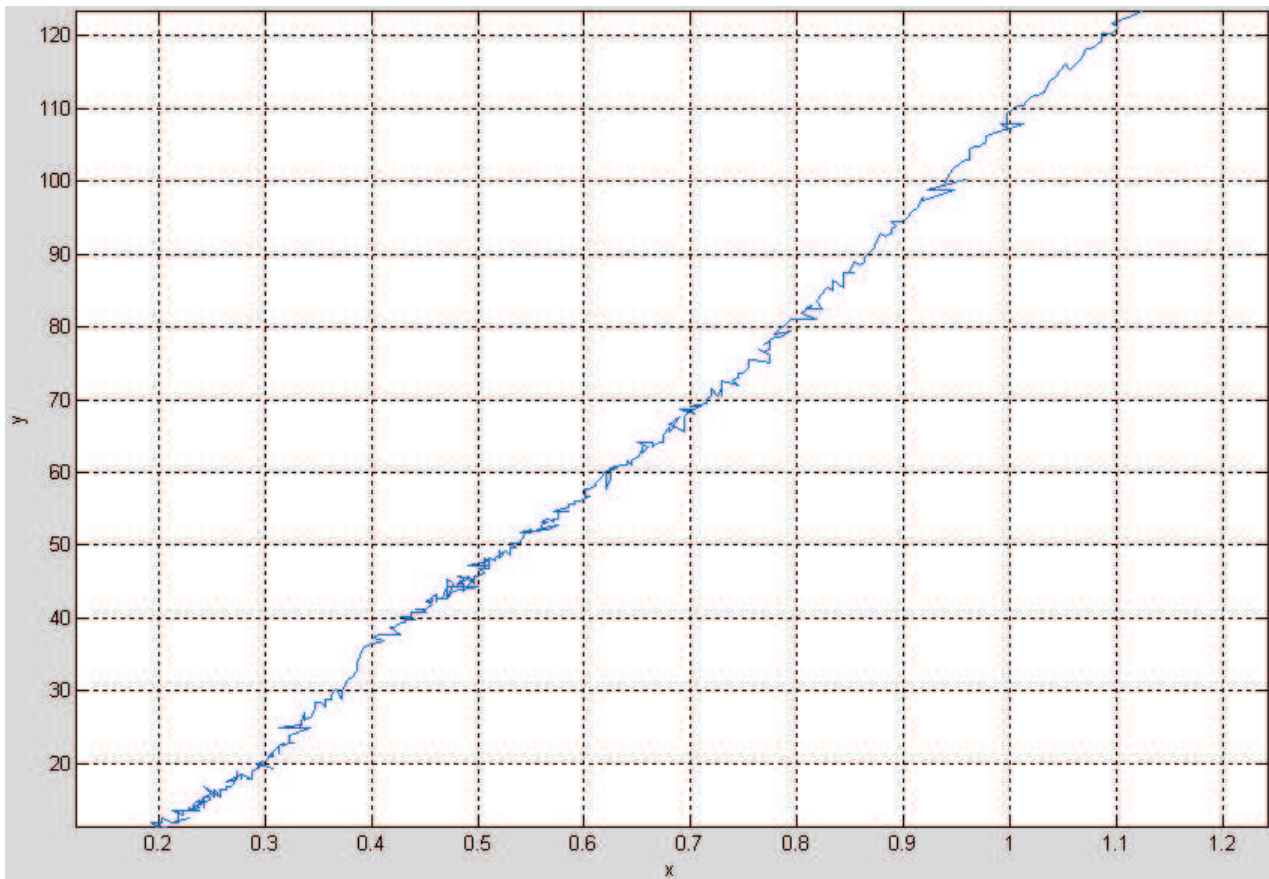


Figura 6.25: Diagrama de dispersión de la comparación voltaje LM35 contra temperatura TC1047.

Luego mostrará la ecuación de segundo grado que se obtuvo a la realización de la regresión polinomial.

$$y = -11,356348 + 108,285957x + 10,348992x^2$$

Y por último, en la figura 6.26 se graficará la ecuación anterior, generando así la curva de regresión que caracterizará al sensor de temperatura LM35, ya que este sensor fue el que se comparo con el sensor TC1047 resultando en pruebas externas ser por mucho, mas exacto que el sensor LM35.

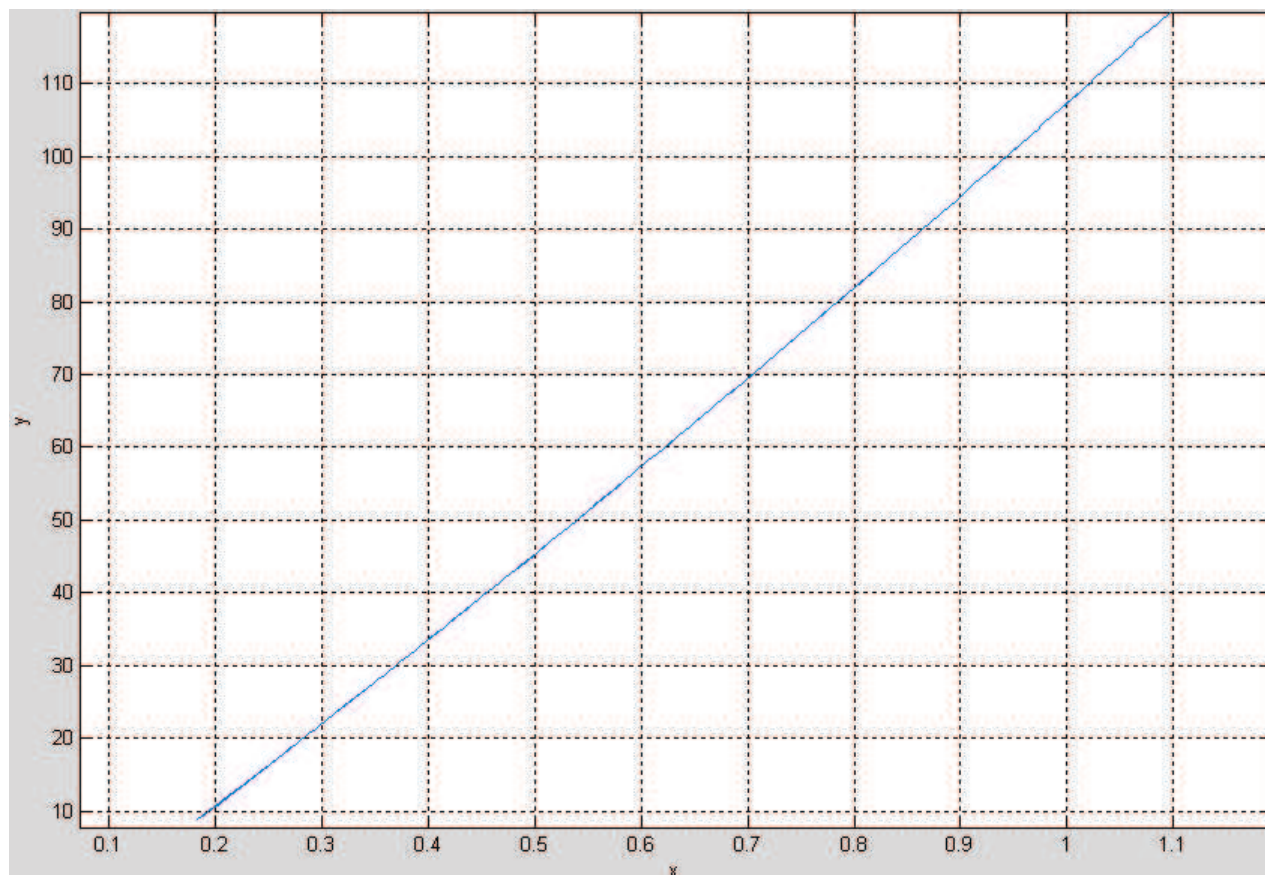


Figura 6.26: Curva de regresión de la comparación voltaje LM35 contra temperatura TC1047.

6.3. Conclusiones

En este capítulo se explicará el desarrollo del prototipo experimental que se utilizó para la caracterización y el modelado de los sensores y transductores. Incluye información correspondiente del programador de PIC's, información de la tarjeta de desarrollo propuesta, creada por nosotros y utilizada en este trabajo de tesis para programar entradas y salidas del microcontrolador PIC16F877 y PIC16F877A, se da la información correspondiente del software ocupado para programar los dispositivos microcontroladores y se dan ejemplos de firmware para controlar el sensado de dos tipos de sensores de temperatura.

Se estudió con ello la forma con la cual un sensor puede ser fácilmente evaluado, se analizaron los factores que intervienen en un entorno de desarrollo que sea capaz de interactuar automáticamente con el sensor sin necesidad de utilizar medios externos complicados.

El trabajo experimental que aquí se propone cumple básicamente con el principio de la didáctica y aprendizaje sobre el manejo instrumental y control de los dispositivos electrónicos sensoriales.

6. Implementación experimental de sensores

Se realizó una comparación directamente con el uso de un multímetro que es capaz de medir la temperatura por medio de un termopar tipo K, resultando el sensor TC1047A ser el dispositivo que mide con mayor exactitud la temperatura, por lo cual este dispositivo fue comparado con el LM35 (el cual no resultó tener un muy buen desempeño cuando se comparó con el multímetro) y así ajustar su curva de comportamiento. Previamente fueron utilizados los datasheet's de cada uno de estos dispositivos para obtener la ecuación inversa utilizada en el algoritmo del programa del PIC.

Fueron utilizados tres sensores LM35 de los cuales el que se mencionó en este trabajo práctico fue el que menor error y mejor comportamiento tuvo durante la toma de muestras y cuando se realizó el ajuste de su curva de comportamiento mediante el método de regresión polinomial por mínimos cuadrados se ajustó muy bien teniendo un error de aproximadamente 0.5°C a 1°C en comparación con el sensor de temperatura TC1047A. Los demás dispositivos no se ajustaron a un comportamiento determinado y siempre fueron imprecisos aun cuando sus curvas de regresión fueron ajustadas varias veces.

Como en este trabajo solo se menciona un sensor tomamos esto sólo como un caso particular y ejemplar del comportamiento comparativo de dos dispositivos sensoriales (TC1047A contra LM35); ya que en un modo más general se diría que un determinado lote de dispositivos LM35 no cumplen con las características de comportamiento que especifican en su hoja de datos técnicos, de los cuales podríamos decir que se probaron tres dispositivos muestra de un lote determinado de sensores LM35.

El método de regresión polinomial por mínimos cuadrados demuestra así que es posible ajustar cualquier dispositivo sensorial del cual se desconozca su comportamiento (mediante el uso de una hoja de datos técnicos), o aun mejor ajustar un dispositivo que no cumple con los parámetros de medición que debería tener en su datasheet; pero para ello siempre es necesario tener un instrumento de medición (calibrado y ajustado) que nos otorgue una comparación totalmente fiel; no siempre es posible tener la instrumentación adecuada, ya que en nuestra práctica se necesitó del uso de un multímetro que midiera la temperatura, con la incertidumbre de tener un error de medición si el dispositivo no esta bien calibrado o ajustado a los parámetros reales.

Capítulo 7

Conclusiones y Perspectivas

Se estudio de manera profunda cada uno de los sensores que en el mercado existen, con ello se pretendió dar una información mas clara acerca del funcionamiento de cada uno de estos dispositivos sensoriales, se explica a detalle la forma en que operan, los ambientes en los que pueden ser instalados e incluso se dan los parámetros con los cuales de puedan medir las magnitudes que cada sensor.

Se explico a detalle el comportamiento de un sensor mediante el uso del modelado matemático, se da un ejemplo de como evaluar un sensor mediante la regresión polinomial por mínimos cuadrados y así obtener una curva de comportamiento característico de cada sensor.

Se estudio a fondo sobre los diferentes sistemas electrónicos de adquisición de datos, se propone una terminología que aplica directamente al comportamiento de los sensores electrónicos mediante la instrumentación, se dan a conocer los instrumentos electrónicos programables y su uso con los dispositivos electrónicos sensoriales. Se da a conocer la importancia de los dispositivos microcontroladores para realizar una instrumentación.

En el desarrollo de la parte práctica se pudo evaluar el comportamiento de dos tipos diferentes de sensores de temperatura, se realizó su modelado matemático basado en un método numérico de regresión polinomial mismo que permite el conocimiento de una función polinómica que caracteriza al sensor, a partir de la variable física que cuantifica y el voltaje analógico que proporciona, información útil en tareas de instrumentación, visualización y para efectos de control de procesos en la planificación del estado del sistema. Las ecuaciones derivadas de este cálculo numérico fueron corroboradas con el estudio experimental, tal que el error de ajuste es mínimo y casi despreciable, razón significativa para asegurar y garantizar la eficiencia del método, mismo que es aplicable a toda la gama de sensores existentes incluyendo los tratados en esta tesis.

De acuerdo a lo anterior, se propuso una estrategia para realizar la instrumentación de cualquier variable física, su caracterización y finalmente su modelado a través de la citada función polinómica derivada del algoritmo de mínimos cuadrados clásico, esta estrategia es definida mediante la caracterización del sensor empleando un sistema mínimo basado en microcontroladores de la familia PIC, en particular el microcontrolador PIC16F877 fue el empleado en este trabajo de tesis, ya que sus características fueron las idóneas para efectuar dicha tarea. El resultado experimental que valida al prototipo se efectuó en dos sensores de temperatura distintos y su estudio comparativo, para ello se muestran las gráficas resultantes.

7.1. Perspectivas y trabajo futuro

El trabajo derivado a partir de esta propuesta consiste en los siguientes puntos:

1. Emplear el algoritmo de caracterización y modelado en línea, con perspectivas de identificación de la dinámica de un sistema o proceso.
2. Emplear el sistema mínimo para realizar estudios comparativos de sensores de un mismo lote de producción de forma tal que se hagan estudios de calidad y con ello verificar su eficacia al integrarse a un sistema de instrumentación y control.

7. Conclusiones y Perspectivas

3. Emplear esta técnica en la planificación de las variables de un proceso para evaluar la acción de control que estabilice el estado de dicho sistema.

Glosario

Advanced Planning and Optimization

La Optimización y Planeación Avanzada (APO) es uno de los tantos productos que maneja el SAP; provee soluciones de software y son creados a partir de un estudio cuidadoso de los horarios que se programan para una producción en específico la cual generara información en tiempo real que es útil para el resto de los sistemas. Los sistemas del APO proporcionan una gran plataforma para la puesta en práctica y la futura escalabilidad de los procesos de producción. [31]. 7, 32

Angular Velocity Control System

Los Sistemas de Control de Velocidad Angular son una característica que permite a los giroscopios mantener su dirección sin la necesidad de algún sistema anti-cabeceo independiente del sistema del girocompas; es el equivalente del “Heading Lock”, salvo que utiliza un sensor giroscópico que sea más exacto y menos susceptible a la vibración que los giroscopios piezoeléctricos convencionales. El sistema envía constantemente señales de control sobre la deriva que sufre el giroscopio a espera de la corrección de rumbo [57]. 7, 108

Capability Maturity Model

El Modelo de Capacidad y Madurez (CMM) se refiere ampliamente a un acercamiento de la mejora de proceso que se basa en un modelo de proceso. El CMM también refiere específicamente al primer tal modelo, desarrollado por el Instituto en Ingeniería de Software (Software Engineering Institute “SEI”) en los a mediados de los años ochenta, así como la familia de los modelos de proceso que siguieron. Un modelo de proceso es una colección estructurada de las prácticas que describen las características de procesos eficaces; las prácticas incluidas son ésas demostradas por la experiencia de ser eficaces [13]. 7, 32

Cultura

Es el conjunto de todas las formas de vida y expresiones de una sociedad determinada. Como tal incluye costumbres, prácticas, códigos, normas y reglas de la manera de ser, vestirse, religión, rituales, normas de comportamiento y sistemas de creencias. Desde otro punto de vista podríamos decir que la cultura es toda la información y habilidades que posee el ser humano. El concepto de cultura es fundamental para las disciplinas que se encargan del estudio de la sociedad, en especial para la antropología y la sociología [27]. 29

Código BCD

Cada número decimal se codifica directamente en un código binario, para representar los diez dígitos del cero al nueve se necesitan 4 bits, es decir para cada década necesitaremos 4 bits [48]. 81

Código Binario

Es un sistema posicional que utiliza sólo dos símbolos o dígitos “0” y “1” para representar un número. Los agrupamientos se realizan de 2 en 2: codificando dos unidades de un orden se forma la unidad de orden superior siguiente. Este sistema de numeración es sumamente importante ya que es el utilizado por las computadoras para realizar todas sus operaciones [51]. 81

Código Gray

Es una forma especial del código binario donde de una combinación a la siguiente cambia tan solo un bit, esto permite mayores velocidades en la transmisión de datos y más seguridad, ya que en el caso de los códigos binarios naturales

de una combinación a la siguiente cambian por ejemplo n bits, existen una serie de pasos intermedios que se podrían interpretar como otras posiciones, y dependiendo de la velocidad de lectura de datos del sistema de control una de estas posiciones intermedias (en caso de que un bit cambie más rápido que los otros) podría ser un dato erróneo. Así pues el código gray es un código muy seguro en la transmisión de datos ya que en todos los casos de una posición a la siguiente varía un solo bit y no existen esas posiciones intermedias dudosas entre una posición y la siguiente [48]. 81

Data Acquisition

La Adquisición de Datos (DAQ) es el muestreo del mundo real para generar los datos que se pueden manipular por una computadora. DAQ o DAS a veces abreviado Sistema de Adquisición de Datos, implica típicamente la adquisición de señales y de formas de onda y de como procesar las señales para obtener la información deseada. Los componentes de los sistemas de adquisición de datos incluyen los sensores apropiados que convierten cualquier parámetro medible a una señal eléctrica, que es adquirida por algún hardware de adquisición de datos [14]. 7, 32

Distributed Control System

Los Sistemas de Control Distribuido (DCS) se refieren a un sistema de control generalmente de un sistema de fabricación, de procesos o de cualquier clase de sistema dinámico, en el cual los elementos del regulador no sean centrales en la localización (como un cerebro) pero se distribuyen a través del sistema con cada subsistema componente controlado por unos o más reguladores. El sistema entero puede ser enlazado para la comunicación y supervisión [15]. 7, 32

Enterprise Resource and Planning Systems

Sistemas de Planeación de Recursos de la Empresa (ERP), integran (o procuran integrar) todos los datos y procesos de una organización en un sistema unificado [16]. 7, 32

Human-Machine Interface

La Interfaz Hombre-Máquina (HMI) es donde la gente y la tecnología se unen. Esta intercepción de la gente-tecnología puede ser tan simple como el apretón en una herramienta de mano o tan complejo como el tablero de vuelo de un avion Jumbo Jet [59]. 7, 32

Laboratory Information Management System

Un Sistema Gerencial de Información de Laboratorio (LIMS) es un software que se utiliza en el laboratorio para la gerencia de muestras, los usuarios del laboratorio, los instrumentos, los estándares y otras funciones del laboratorio tales como facturación, puesto gerencial, y automatización del flujo del trabajo. Un LIMS y un Sistema de Información del Laboratorio (Laboratory Information System "LIS") realizan funciones similares. La diferencia primaria es que los LIMS están apuntados generalmente hacia el medio ambiente, investigación o análisis comercial, tal como farmacéutico o petroquímico, y LIS se apuntan hacia el mercado clínico (los hospitales y otros laboratorios clínicos) [17]. 7, 32

Manufacturing Execution System

Los Sistemas de Ejecución en Manufactura (MES) son un sistema que las compañías pueden utilizar para medir y para controlar actividades críticas de la producción. Algunas de las ventajas en lo que respecta a soluciones de MES son soluciones crecientes. Es un sistema de control del piso de tienda que incluye el trabajo manual o automático y la producción que divulga así como investigaciones y acoplamientos en línea a las tareas que ocurren en el piso de la producción. MES incluye acoplamientos a las órdenes de trabajo, el recibo de mercancías, el envío, el control de calidad, el mantenimiento, programar, y otras tareas relacionadas [44]. 7, 32

Peripheral Interface Controller

El nombre actual no es un acrónimo. En realidad, el nombre completo es PICmicro, aunque generalmente se utiliza como PIC (Controlador de Interfaz Periférico). Es un dispositivo electrónico capaz de otorgar un control específico de datos de entrada y salida (digitales o analógicos) que dependen de un microcontrolador integrado el cual posee un juego de instrucciones reducido (RISC) con los cuales puede ser programado y controlado. Son una familia de microcontroladores tipo RISC fabricados por Microchip Technology Inc. y derivados del PIC1650, originalmente desarrollado por la división de microelectrónica de General Instruments [30]. 7, 32, 221

Product Lifecycle Management

La Gerencia del Ciclo de Vida del Producto (PLM) es el proceso de controlar el ciclo de vida entero de un producto desde su concepción, abarcando diseño y fabricación, para servicio y disposición [18]. 7, 32

Programmable Logic Controller

Los Controladores Lógicos Programables (PLC) son dispositivos electrónicos muy usados en Automatización Industrial. Su historia se remonta a finales de la década de 1960, cuando la industria buscó en las nuevas tecnologías electrónicas una solución más eficiente para reemplazar los sistemas de control basados en circuitos eléctricos con relés, interruptores y otros componentes comúnmente utilizados para el control de los sistemas de lógica combinacional [26]. 7, 32

Raciocinio

El raciocinio es un acto de la mente por el que pasamos de varios juicios "comparándolos entre sí" a la formulación de un nuevo juicio, que necesariamente se sigue de los anteriores. Por tanto, el raciocinio es el acto de la inteligencia en el que, por medio de lo que ya conoce, adquiere un conocimiento nuevo, progresando de este modo en el conocimiento, ya que avanza desde lo conocido hacia lo desconocido. En el raciocinio, a partir de dos o más juicios (o proposiciones), nuestra inteligencia obtiene un "nuevo" juicio. Expresado de otra manera: a partir de una serie de verdades conocidas (premisas o antecedente) inferimos una nueva verdad hasta entonces ignorada (conclusión o consecuente). Por tanto, el raciocinio nos permite avanzar y progresar en el conocimiento. El raciocinio puede ser deductivo (deducción) e inductivo (inducción); y utilizamos ambos tipos de razonamiento continua e indistintamente [34]. 30

Supervisory Control And Data Acquisition

Adquisición de Datos y Control Supervisado (SCADA). El término se refiere a un sistema en grande, sistema (de control) distribuido a la medida. Los sistemas de SCADA son utilizados para monitorear o para controlar químicos o para procesos de transporte, en sistemas de abastecimiento de agua municipales, para controlar la generación de la energía eléctrica, transmisión y distribución, los oleoductos de gas y otros procesos distribuidos [19]. 7, 32

Systeme Anwendungen und Produkte

Los Sistemas de Aplicaciones y Productos (SAP AG) con sede en Walldorf (Alemania), vienen siendo los primeros proveedores de aplicaciones de software empresarial en el mundo. Como empresa, comercializa un conjunto de aplicaciones de software para soluciones integradas de negocios, entre ellas mySAP Business Suite, que provee soluciones escalables que permiten mejorar continuamente, con más de 1.000 procesos de negocio consideradas las mejores prácticas empresariales. SAP trabaja en el sector de software de Planificación de Recursos Empresariales (ERP). El principal producto de la compañía es R/3, en el que la R significa procesamiento en tiempo real y el número 3 se refiere a las tres capas de la arquitectura de proceso: bases de datos, servidor de aplicaciones y cliente. El predecesor de R/3 fue R/2. [31]. 7, 32

Unified Modeling Language

En el campo de la ingeniería de software, el Lenguaje de Modelación Unificada (UML) es una lengua estandarizada de especificación para modelar un objeto. UML es una lengua que prescribe un conjunto de notaciones y diagramas estándar para modelar sistemas orientados a objetos, y describe la semántica esencial de lo que estos diagramas y símbolos significan. Mientras que ha habido muchas notaciones y métodos usados para el diseño orientado a objetos, ahora los modeladores sólo tienen que aprender una única notación [20, 24]. 7, 32

Warehouse Management Systems

Los Sistemas Gerenciales del Almacén (WMS) son una parte dominante de la cadena y sobre todo de la puntería de fuente para controlar el movimiento y almacenaje de materiales dentro de una operación y para procesar las transacciones asociadas. Utilizan tecnología de Captura de Datos y Autoidentificación, tal como exploradores de códigos de barra, computadoras móviles, redes inalámbricas LAN y potencialmente la Identificación por Radio-Frecuencia (Radio Frequency IDentification "RFID") supervisan eficientemente el flujo de productos. Una vez que se hayan recogido los datos, hay una sincronización con los lotes, o una transmisión inalámbrica en tiempo real a una base de datos central. La base de datos puede entonces proporcionar informes útiles sobre el estado de las mercancías en el almacén [21]. 7, 32

Work-In-Process

Trabajo-en-Proceso (WIP); significa generalmente un proyecto que no sea colocado en una tentativa, o aún varios. Una lista de WIP es a veces sinónima con una lista del lío. En la industria un WIP significa generalmente el trabajo que aguarda para ser procesado [22]. 7, 32

Bibliografía

- [1] Axelson, Jan, "*Serial Port Complete: Programming and Circuits for RS-232 and RS-485 Links and Networks*", Lakeview Research Ed. 2000, ISBN: 0-96-508197-4
- [2] Bolton, W., "*Mecatrónica, Sistemas de Control Electrónico en la Ingeniería Mecánica y Eléctrica*", Editorial Alfaomega, 2a Edición, México, Agosto 2001. ISBN: 970-15-0635-9
- [3] Boylestad, Robert L. and Nashelsky Louis, "*Electrónica: Teoría de Circuitos*", Editorial Prentice Hall, 6a Edición. ISBN: 968-88-0805-9
- [4] Creus Solé, Antonio, "*Instrumentación Industrial*", Editorial Marcombo S.A., 7ma Edición, 2005. ISBN: 842-67-1361-0
- [5] Göpel W.,J. Hesse and J.N. Zemel, "*Sensors a Comprehensive Survey*", Vol 6, Ed VCH, p. 356-396, 1992.
- [6] Popa, O. G., "*Learn Hardware, Firmware and Software Design*", Corollary Theorems Ltd., April 2005, ISBN: 0-973-56785-6
- [7] Sanchez, Julio, Cantón, Maria P. "*Microcontroller Programming: The Microchip PIC*", CRC Press Ed., 2007, ISBN: 0-8493-7189-9
- [8] Sandler Ben-Zion, "*Robotics : Designing the Mechanisms for Automated Machinery* ", Academic Press Ed., 2nd Edition, 1999, ISBN: 0-12-618520-4
- [9] Sinclair, Ian R., "*Sensors and Transducers*", Newnes Ed., 3rd Edition, 2001, ISBN: 0-750-64932-1
- [10] <http://213.97.130.124/home/index.htm>
- [11] <http://bioinstrumentacion.eia.edu.co/docs/bio/2006/Cap2.SensoresTransductores.pdf>
- [12] <http://compean.mx.tripod.com/Archivos/Indice.htm>
- [13] http://en.wikipedia.org/wiki/Capability_Maturity_Model
- [14] http://en.wikipedia.org/wiki/Data_acquisition
- [15] http://en.wikipedia.org/wiki/Distributed_Control_System
- [16] http://en.wikipedia.org/wiki/Enterprise_resource_planning
- [17] <http://en.wikipedia.org/wiki/LIMS>
- [18] http://en.wikipedia.org/wiki/Product_Lifecycle_Management
- [19] <http://en.wikipedia.org/wiki/SCADA>
- [20] http://en.wikipedia.org/wiki/Unified_Modeling_Language
- [21] http://en.wikipedia.org/wiki/Warehouse_Management_System
- [22] <http://en.wikipedia.org/wiki/WIP>
- [23] http://es.geocities.com/idase_ecu/pdfs/

BIBLIOGRAFÍA

- [24] <http://es.tldp.org/Tutoriales/doc-modelado-sistemas-UML/multiple-html/c12.html>
- [25] <http://es.wikipedia.org/wiki/Alternador>
- [26] http://es.wikipedia.org/wiki/Controlador_1%C3%B3gico_programable
- [27] <http://es.wikipedia.org/wiki/Cultura>
- [28] http://es.wikipedia.org/wiki/Efecto_Doppler
- [29] <http://es.wikipedia.org/wiki/GPS>
- [30] http://es.wikipedia.org/wiki/Microcontrolador_PIC
- [31] <http://es.wikipedia.org/wiki/SAP>
- [32] http://es.wikipedia.org/wiki/Sistemas_microelectromec%C3%A1nicos
- [33] <http://profesores.sanvalero.net/~w0320/TEMA%20%20RESIST.pdf>
- [34] <http://recursos.cnice.mec.es/filosofia/glosario.php?glosario=232>
- [35] http://robots-argentina.com.ar/Sensores_general.htm
- [36] http://termometria.galeon.com/metodos_electricos.htm
- [37] <http://termometria.galeon.com/pirometros.htm>
- [38] <http://www.ab.com/catalogs/C114-CA001A-ES-P/0fronral.pdf>
- [39] <http://www.amci.com/tutorials/tutorials-what-is-resolver.asp>
- [40] <http://www.amidata.es/componentes-electronicos-es/circuitos-electricos/529080208-Potenciometro-10k-logaritmico.html>
- [41] http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/ADXRS150.pdf
- [42] <http://www.answers.com/topic/rotary-variable-differential-transformer>
- [43] http://www.bairesrobotics.com.ar/data/Sensores_2003.pdf
- [44] <http://www.bitpipe.com/tlist/Manufacturing-Execution-Systems.html>
- [45] <http://www.ccsinfo.com/>
- [46] <http://www.celesco.com/linearpot/index.html>
- [47] www.circuitmaker.com
- [48] <http://www.coinsur.com/automatismos/>
- [49] <http://www.dccia.ua.es/dccia/inf/asignaturas/ROB/optativos/Sensores/intro.html>
- [50] <http://digital.ni.com/worldwide/latam.nsf/web/all/D864C2C25C7B5EE086256F490070432B>
- [51] <http://www.escolar.com/matem/24binar.htm>
- [52] <http://www.esi2.us.es/~bordons/Sensores.pdf>
- [53] <http://www.eumed.net/cursecon/medir/>
- [54] http://www.exacta.ind.br/espanol/tecnicas_codigos_cores.shtml
- [55] <http://www.facstaff.bucknell.edu/mastascu/elessonshtml/Sensors/TempLM35.html>
- [56] [http://www.fio.unicen.edu.ar/usuario/ggacosta/TranspaAUTIND/5capitulo\(instrum\).pdf](http://www.fio.unicen.edu.ar/usuario/ggacosta/TranspaAUTIND/5capitulo(instrum).pdf)

-
- [57] <http://www.futaba-rc.com/radioaccys/futm0807.html>
- [58] http://www.futuristix.co.za/content/S95_Tutorial.pdf
- [59] <http://www.iec.org/online/tutorials/hmi/>
- [60] <http://www.ifent.org/lecciones/ntc/ntc.asp>
- [61] http://www.infoplcn.net/Documentacion/Docu_Instrumentacion/infoPLC_net_PT100_Termopar.pdf
- [62] http://www.ing.uc.edu.ve/~emescobar/automat_I/contenido_menu/Unidad_III/Contenido/pagina6/pagina6.htm
- [63] <http://www.inicia.es/de/vuelo/>
- [64] <http://www.investigacion.frc.utn.edu.ar/sensores/Tutorial/TECNO2.pdf>
- [65] <http://www.isa.cie.uva.es/~maria/sensores.pdf>
- [66] <http://www.jcee.upc.es/JCEE2002/MAYNEPONENCIA.pdf>
- [67] <http://www.mathworks.com/>
- [68] http://www.me.rochester.edu/courses/ME242/Lab%20Files/A5_EXPERIMENT_LVDT_and_RVDT.doc
- [69] <http://www.metas.com.mx/guiametas/La-Guia-MetAs-02-07-TC.pdf>
- [70] <http://www.metas.com.mx/guiametas/La-Guia-MetAs-04-02-piro.pdf>
- [71] <http://www.microchip.com>
- [72] <http://www.mty.itesm.mx/etie/deptos/ie/profesores/gdieck/ppts/MR-00-4001-Transductores-de-pos-mov-aceleracion.ppt>
- [73] <http://www.national.com>
- [74] <http://www.ngdc.noaa.gov/seg/geomag/faqgeom.shtml>
- [75] http://www.nib.fmed.edu.uy/Senales_fisiologicas_1.pdf
- [76] http://www.nortecnica.com.ar/pdf/teoria_inductivos_1_2.pdf
- [77] <http://www.pisotones.com/Potes/Potes.htm>
- [78] <http://www.pol.una.py/archivos/IngEltrnik/Sensores/>
- [79] <http://www.ruhle.com/products.htm>
- [80] <http://www.rwor.org/a/031/avakian-acto-de-fe-salto-conocimiento-racional-s.htm>
- [81] <http://www.sentechlvd.com/pdf/RVDTAC.pdf>
- [82] http://www.silge.com.ar/hojtec/aplicaciones/ap_03.pdf
- [83] www.technology-systems.com/elt241/FlashPIC-Dev.pdf
- [84] http://www.tpub.com/content/neets/14187/css/14187_163.htm
- [85] <http://www.winpic800.com>
- [86] http://www2.ate.uniovi.es/12750/Presentaciones/Leccion24_Resistencias.pdf
- [87] <http://www2.ate.uniovi.es/13996/>
- [88] http://www2.uca.es/grup-invest/instrument_electro/ppjjgdr/Electronics_Instrum/Electronics_Instrum_Files/temas/T17_Pressure.PDF
- [89] <http://www3.uji.es/~vmarti/IIIS44/Transductores.pdf>
- [90] <http://www.unesco.org/issj/rics153/classenspa.html>
-