

EQUIPOS ELECTRÓNICOS

PRIMERA EDICIÓN

VICENTE ESTEVE GÓMEZ

2020

PRESENTACIÓN

Este libro está dirigido a ingenieros o estudiantes que ya dispongan de conocimientos en equipos básicos, como son el multímetro y el osciloscopio analógico y digital, y que estén interesados en ampliar sus conocimientos en equipos electrónicos singulares utilizados usualmente en las diversas especialidades de la Ingeniería Electrónica. Se pretende, además, profundizar en la problemática presente en las medidas de bajo nivel así como dotar al lector de los conocimientos necesarios para la generación de instrumentos virtuales, la configuración de sistemas de instrumentación y el diseño y ensayo de equipos electrónicos. En este contexto, el contenido del libro está dividido en siete unidades temáticas cuyos contenidos se resumen a continuación.

Este texto se inicia con una unidad temática introductoria en la que se exponen los principios y términos básicos ligados con el concepto de medida. Este bloque temático consta de dos temas titulados “*Principios básicos de los Equipos Electrónicos*” y “*Metrología y calibración. Estándares básicos*”. El primero de ellos desarrolla los términos relativos al concepto de medida, describe las fuentes de los errores y da la definición de instrumentación y equipo electrónico. A continuación se hace una clasificación de los equipos electrónicos atendiendo a diversos criterios, se presentan de modo global sus bloques constitutivos y se introducen de forma general los sistemas de instrumentación. En el segundo tema se definen y desarrollan los conceptos de metrología, calibración y trazabilidad, de gran importancia a la hora de especificar, valorar o mantener un sistema de medida. Para finalizar este tema se da una completa lista de unidades y simbología electrónica acorde con la normativa vigente.

La segunda unidad temática está dedicada a los equipos electrónicos que trabajan en el dominio temporal y frecuencial. Se realiza una descripción del modo de funcionamiento y utilización de los generadores de señal, los frecuencímetros y periodímetros, y los analizadores de espectros. Este bloque contiene tres temas. El primero de ellos, titulado “*Generadores de señal*” se inicia con el estudio de los generadores de función analógicos y los sintetizadores sinusoidales pasando seguidamente a los sintetizadores de frecuencia utilizados en aplicaciones de alta frecuencia. En los sucesivos apartados de este tema se estudia el funcionamiento de los generadores de síntesis muestreada entrando en detalle a la hora de describir los generadores de función arbitraria y los generadores de datos. El tema 4, segundo de esta unidad temática, aborda el estudio de los equipos dedicados a la medida de frecuencias y tiempos haciendo hincapié en las técnicas utilizadas, las especificaciones y el análisis de los errores. El tema 5, titulado “*Analizadores de espectros*”, acomete con profundidad el estudio de los equipos utilizados para el análisis de la señal en el dominio de la frecuencia empezando por los analizadores de Fourier y de banco de filtros y finalizando con los analizadores superheterodinos.

En la tercera unidad temática se realiza el estudio de los equipos dedicados a la caracterización de redes y componentes que constituye el segundo objetivo básico del libro. El tema 6 aborda el estudio de los equipos electrónicos utilizados para la medida de impedancias tanto en forma escalar como vectorial y concluye con la descripción del modo de funcionamiento de los analizadores de impedancia y ganancia-fase. El siguiente tema, titulado “*Analizadores de redes*” trata los equipos y dispositivos utilizados para el análisis de redes y componentes a muy altas frecuencias y el tema 8, “*Fuentes de alimentación y cargas electrónicas*”, estudia las fuentes de alimentación y las cargas electrónicas o cargas dinámicas

utilizadas para el ensayo de sistemas electrónicos introduciendo sus principios y modos de funcionamiento, definiendo sus especificaciones y estableciendo criterios de selección.

La cuarta unidad temática aborda el estudio de equipos electrónicos con los cuales se completa la serie de equipos singulares dedicados a la medida de magnitudes y variables electrónicas. Este bloque está compuesto de dos temas titulados “*Analizadores lógicos*” y “*Medidores de potencia y energía*”. El primero de estos temas describe los equipos que se constituyen como herramientas imprescindibles durante la fase de ensayo de sistemas digitales. El tema 10 estudia los equipos destinados a realizar la medida de magnitudes referidas al consumo o generación de energía eléctrica, es decir, los medidores de potencia y energía tanto en frecuencias bajas como en el espectro de la radiofrecuencia o las microondas.

En la quinta unidad temática se acomete un profundo estudio de la problemática que surge a la hora de realizar medidas de bajo nivel tanto en situaciones de alta como de baja impedancia realizándose el estudio de los circuitos básicos de medida y de las técnicas utilizadas para la minimización de errores. Esta unidad temática recoge cuatro. El primero de ellos, tema 11, expone la problemática existente e introduce los equipos y circuitos utilizados en las medidas de bajo nivel. Los temas 12 y 13 estudian los circuitos y técnicas empleados en las medidas en situaciones de alta y baja impedancia respectivamente. El tema 14 expone una serie de aplicaciones con la que se desarrollan de modo práctico los conocimientos adquiridos.

La sexta unidad temática denominada “*Instrumentación virtual*” contiene un único tema en el que se describe el estado de la técnica actual en instrumentación virtual y la implementación de instrumentos (equipos) virtuales partiendo de equipos existentes, de tarjetas de adquisición de datos o de instrumentos VXI. Se introducirá, además, las bases de aplicación y uso de programas software ampliamente conocidos.

La séptima y última de las unidades temáticas introduce conceptos y métodos relacionados con la llamada “*Ingeniería de equipos electrónicos*” con la que resulta posible abordar con éxito el diseño de equipos electrónicos. Es importante que el lector sea consciente que todo diseño debe tener en cuenta conceptos tan importantes como funcionalidad, fiabilidad o seguridad, sin perder de vista otros no menos importantes como son coste, mantenibilidad o durabilidad. Por todo ello, en el tema 16 titulado “*Diseño de equipos electrónicos*” se incluye una revisión de los distintos conceptos y métodos que se manejan en esta disciplina. En el último tema titulado “*Criterios de diseño y ensayo de equipos electrónicos*” se dan una serie de pautas prácticas para realizar el diseño y los correspondientes ensayos que garanticen el exacto cumplimiento de las especificaciones y la normativa aplicable.

CONTENIDOS

Parte 1 INTRODUCCIÓN Y CONCEPTOS BÁSICOS

1.	PRINCIPIOS BÁSICOS DE LOS EQUIPOS ELECTRÓNICOS.	1
1.1.	Proceso de medida.	1
1.2.	Errores en el proceso de medida.	1
1.3.	Introducción a los equipos electrónicos.	2
1.4.	Clasificación de los equipos electrónicos.	3
1.5.	Diagrama de bloques de un equipo electrónico.	4
1.6.	Sistemas de medida.	4
1.7.	Bibliografía.	7
2.	METROLOGÍA Y CALIBRACIÓN. ESTÁNDARES BÁSICOS.	9
2.1.	Metrología y calibración. Definiciones previas.	9
2.2.	Tipos de Calibración.	9
2.3.	Requerimientos de la calibración.	10
2.4.	Metodología de calibración.	11
2.4.1.	Comparación directa.	11
2.4.2.	Comparación indirecta.	11
2.5.	Especificaciones y test de calibración de un equipo electrónico.	13
2.6.	Requerimientos de un equipo patrón para calibración.	13
2.7.	Trazabilidad y mantenimiento de los estándares.	14
2.8.	Sistema internacional de unidades.	14
2.9.	Simbología electrónica estándar básica.	18
2.10.	Bibliografía.	21

Parte 2 EQUIPOS ELECTRÓNICOS EN EL DOMINIO TEMPORAL Y FRECUENCIAL

3.	GENERADORES DE SEÑAL.	23
3.1.	Introducción.	23
3.2.	Generadores de función.	23
3.2.1.	Diagrama de bloques de un generador de función.	24
3.2.2.	Circuito oscilador VCO.	24
3.2.3.	Sintetizador sinusoidal.	26
3.3.	Sintetizador de frecuencia.	27
3.3.1.	Síntesis directa.	27
3.3.2.	Síntesis indirecta.	28
3.4.	Síntesis muestreada.	30
3.4.1.	Especificaciones de un sintetizador de muestreo.	32

3.5.	Generadores de función arbitraria.....	34
3.5.1.	Principio de operación.....	34
3.5.2.	Modos de funcionamiento.....	35
3.5.3.	Modos de adquisición.....	36
3.5.4.	Edición de formas de onda.....	36
3.6.	Generadores de datos.....	36
3.7.	Bibliografía.....	38
4.	MEDIDA DE TIEMPO Y FRECUENCIA.....	41
4.1.	Introducción.....	41
4.2.	Contadores convencionales.....	41
4.2.1.	Conceptos básicos.....	41
4.2.2.	Medida de frecuencia.....	41
4.2.3.	Medida de periodo.....	42
4.2.4.	Medida de relación de frecuencias.....	43
4.2.5.	Medida de intervalos de tiempo.....	44
4.2.6.	Otros funciones del contador convencional.....	45
4.3.	Elementos y especificaciones (prestaciones) de un contador convencional.....	46
4.3.1.	Sección de entrada.....	46
4.3.2.	Base de tiempos.....	50
4.3.3.	Puerta principal.....	52
4.4.	Fuentes de error de medida.....	53
4.4.1.	Tipos de error de medida.....	53
4.4.2.	Errores en la medida de frecuencia.....	55
4.4.3.	Errores en la medida de periodo.....	55
4.4.4.	Errores en la medida de intervalo de tiempo.....	56
4.5.	Contadores recíprocos.....	56
4.6.	Contadores con interpolación.....	57
4.6.1.	Disparo directo y síncrono.....	57
4.6.2.	Interpolación analógica.....	58
4.6.3.	Interpolación con el método del doble nonio (Dual Vernier).....	59
4.7.	Medida de frecuencias de microondas.....	60
4.8.	Bibliografía.....	61
5.	ANALIZADORES DE ESPECTRO.....	63
5.1.	Introducción.....	63
5.2.	Analizadores de Fourier.....	64
5.3.	Analizador con banco de filtros.....	65
5.4.	Analizador superheterodino.....	66
5.4.1.	Principio de funcionamiento.....	66
5.4.2.	Resolución en frecuencia y tiempo de barrido.....	68

5.4.3.	Detectores y filtro de vídeo	72
5.4.4.	El ruido generado por los analizadores de espectro.....	74
5.4.5.	La distorsión en analizadores de espectros	75
5.4.6.	Rango dinámico	76
5.4.7.	Exactitud en medidas de frecuencia y amplitud	77
5.4.8.	Medida de ruido	77
5.5.	Bibliografía.....	77

Parte 3 EQUIPOS ELECTRÓNICOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE COMPONENTES

6.	MEDIDORES DE IMPEDANCIA	79
6.1.	Introducción.....	79
6.2.	Circuitos equivalentes.....	81
6.3.	Métodos de deflexión.....	82
6.3.1.	Método del divisor de tensión	82
6.3.2.	Método del desfase.	83
6.3.3.	Método resonante.....	85
6.3.4.	Otros métodos por deflexión	86
6.4.	Método de comparación.....	87
6.5.	Medidores de vector impedancia.....	88
6.6.	Analizadores de impedancia.....	88
6.7.	Medidores de ganancia fase	89
6.8.	Bibliografía.....	89
7.	ANALIZADORES DE REDES	91
7.1.	Conceptos previos.....	91
7.2.	Elementos de un analizador de redes.....	93
7.2.1.	Generador de señal.....	94
7.2.2.	Separadores de señal	94
7.2.3.	Detectores y receptores	97
7.2.4.	Procesador y visualizador	98
7.3.	Análisis escalar y vectorial.....	99
7.4.	Bibliografía.....	99
8.	UNIDADES DE ALIMENTACIÓN Y CARGA.....	101
8.1.	Introducción.....	101
8.2.	Tipos de fuentes de alimentación.	101
8.3.	Modos de funcionamiento, limitaciones y protecciones.....	102
8.4.	Fuentes de alimentación de salida continua.	106
8.4.1.	Topologías básicas.....	106
8.4.2.	Especificaciones.	108

8.4.3.	Modos de conexión y sensado de la salida.....	112
8.5.	Fuentes de alimentación de salida alterna.....	114
8.5.1.	Topología básica.....	114
8.5.2.	Especificaciones.....	115
8.6.	Sistemas de alimentación ininterrumpida.....	116
8.6.1.	Configuraciones básicas.....	116
8.6.2.	Especificaciones.....	120
8.7.	Cargas electrónicas.....	120
8.7.1.	Modos de funcionamiento.....	122
8.7.2.	Especificaciones.....	122
8.8.	Criterios de selección de fuentes de alimentación y cargas electrónicas...	123
8.9.	Bibliografía.....	124

Parte 4 OTROS EQUIPOS ELECTRÓNICOS

9.	ANALIZADORES LÓGICOS.....	125
9.1.	Introducción.....	125
9.1.1.	Clasificación inicial.....	125
9.1.2.	Tipos de lógica digital. Niveles lógicos.....	125
9.2.	Sondas lógicas.....	126
9.3.	Analizadores lógicos.....	127
9.3.1.	Analizadores lógicos y osciloscopios digitales.....	127
9.3.2.	Arquitectura de un analizador lógico.....	128
9.3.3.	Modos de muestreo en analizadores lógicos.....	128
9.3.4.	Sistema de disparo.....	130
9.3.5.	Adquisición de datos.....	131
9.3.6.	Sondas y puntas de prueba.....	133
9.4.	Bibliografía.....	135
10.	MEDIDORES DE POTENCIA Y ENERGÍA.....	137
10.1.	Introducción.....	137
10.2.	Conceptos básicos y definiciones.....	137
10.3.	Medida de potencia por transmisión.....	138
10.3.1.	Vatímetros electromecánicos.....	138
10.3.2.	Vatímetros electrónicos.....	141
10.4.	Medida de potencia por absorción.....	141
10.4.1.	Calorímetros.....	142
10.4.2.	Balómetros. Termistores.....	143
10.4.3.	Termoacopladores.....	145
10.4.4.	Diodos detectores.....	145
10.5.	Medidas de energía eléctrica.....	148
10.5.1.	Sistemas electromecánicos.....	148

10.5.2. Sistemas electrónicos.....	149
10.6. Bibliografía.....	149

Parte 5 MEDIDAS DE BAJO NIVEL

11. EQUIPOS PARA LAS MEDIDAS DE BAJO NIVEL.....	151
11.1. Introducción.....	151
11.2. Conceptos previos.....	151
11.3. Equipos disponibles.....	153
11.4. Especificaciones.....	155
11.5. Criterios básicos de diseño.....	157
11.5.1. Voltímetros.....	157
11.5.2. Amperímetros.....	157
11.5.3. Medidores de carga eléctrica.....	158
11.5.4. Medidores de resistencia eléctrica.....	158
11.6. Bibliografía.....	159
12. MEDIDAS EN SITUACIONES DE ALTA IMPEDANCIA.....	161
12.1. Introducción.....	161
12.2. Medidas de tensión y corriente.....	161
12.2.1. Efecto de carga y guardas.....	162
12.2.2. Resistencia de aislamiento.....	164
12.2.3. Offset de corriente.....	165
12.2.4. Generación de corrientes de offset.....	166
12.3. Medidas de alta resistencia.....	168
12.3.1. Método de tensión constante.....	168
12.3.2. Método de corriente constante.....	169
12.4. Bibliografía.....	170
13. MEDIDAS EN SITUACIONES DE BAJA IMPEDANCIA.....	171
13.1. Introducción.....	171
13.2. Medidas de baja tensión.....	171
13.2.1. Tensiones de offset.....	171
13.2.2. Potenciales termoelectrónicos.....	172
13.2.3. Offset interno.....	173
13.2.4. Ruido de Johnson.....	174
13.2.5. Ruido EMI.....	174
13.2.6. Campos magnéticos.....	174
13.2.7. Bucles de masa.....	175
13.2.8. Corrientes en modo común.....	176
13.2.9. Efecto de los contactos no óhmicos.....	177
13.3. Medidas de baja resistencia.....	178

13.3.1.	Medidas a dos y cuatros hilos.....	178
13.3.2.	Efecto de los potenciales termoelectricos.	179
13.3.3.	Efecto del calentamiento de los dispositivos.....	180
13.3.4.	Ensayos dry-circuit.	181
13.4.	Bibliografía.....	181
14.	APLICACIONES DE MEDIDAS DE BAJO NIVEL	183
14.1.	Introducción.....	183
14.2.	Medida de tensión en condiciones de alta impedancia.	183
14.2.1.	Medidas de absorción dieléctrica en condensadores.	183
14.2.2.	Mediciones electroquímicas.	184
14.3.	Medida de baja corriente.....	186
14.3.1.	Medidas de corriente de perdidas en condensadores.	186
14.3.2.	Mediciones de baja corriente en semiconductores.	186
14.4.	Medida de alta resistencia.	187
14.4.1.	Medidas de resistividad de materiales aislantes.	187
14.5.	Medida de carga eléctrica.....	188
14.5.1.	Medidas de capacidad.	188
14.5.2.	Medidas de muy baja corriente.....	188
14.6.	Medida de baja tensión.	189
14.6.1.	Medidas de temperatura de alta resolución.	189
14.7.	Medida de baja resistencia.	189
14.7.1.	Medidas de resistividad de materiales conductores.....	189
14.8.	Bibliografía.....	190

Parte 6 INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL

15.	INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL	191
15.1.	Introducción.....	191
15.2.	Introducción a la instrumentación virtual.	191
15.3.	Estudio del bus IEEE-488.....	193
15.3.1.	Breve descripción del bus GPIB.....	194
15.4.	Bibliografía.....	197
16.	DISEÑO DE EQUIPOS ELECTRÓNICOS.....	199
16.1.	Introducción.....	199
16.2.	Proceso del diseño.	199
16.2.1.	Especificación de las necesidades.....	200
16.2.2.	Diseño físico.....	200
16.2.3.	Construcción de prototipos.....	204
16.2.4.	Ensayo.....	204
16.3.	Calidad, fiabilidad y seguridad.....	205

16.4. Documentación del diseño.....	207
16.5. Bibliografía.....	207

Parte 7 INGENIERÍA DE EQUIPOS ELECTRÓNICOS

17. CRITERIOS DE DISEÑO Y ENSAYO DE EQUIPOS ELECTRÓNICOS ...	209
17.1. Introducción.....	209
17.2. Diseño de circuitos electrónicos.....	209
17.2.1. Diseño de circuitos de instrumentación y control.....	209
17.2.2. Diseño de circuitos de potencia.....	210
17.2.3. Diseño de circuitos impresos.....	210
17.2.4. Diseño del layout.....	212
17.3. Diseño de Interfaces.....	213
17.4. Diseño de cajas y envolventes.....	214
17.4.1. Grounding y shielding.....	215
17.4.2. Índices de Protección.....	215
17.5. Diseño de la refrigeración.....	216
17.6. Diseño del software.....	217
17.7. Ensayos del prototipo.....	217
17.7.1. Ensayos de conformidad.....	217
17.7.2. Ensayos ambientales.....	217
17.7.3. Ensayos de compatibilidad electromagnética.....	218
17.7.4. Ensayos de seguridad.....	218
17.7.5. Ensayos de fiabilidad.....	219
17.8. Bibliografía.....	219

1. PRINCIPIOS BÁSICOS DE LOS EQUIPOS ELECTRÓNICOS.

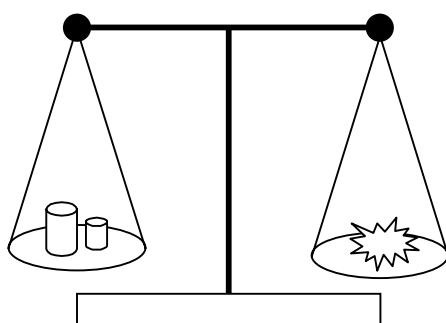
En este primer tema vamos a realizar un ligero repaso de los conceptos básicos relacionado con la medida y sus errores. También introduciremos y clasificaremos los equipos electrónicos y los actuales complejos sistemas de medida.

1.1. Proceso de medida.

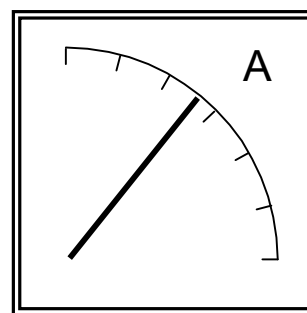
La medida es un proceso de cuantificación del mundo que nos rodea [1]. Es una parte esencial de la interacción entre la humanidad y el mundo físico. Las "cosas" de este mundo tienen diversas características que pretendemos conocer mediante la medición. Estas características se describen mediante su magnitud asociada cuyo valor numérico es el que nos ofrece la medida. El proceso de medida surge esencialmente de la comparación de algo desconocido con algo conocido, previamente caracterizado y que denominamos estándar o patrón. La herramienta que nos permite la medida se denomina equipo de medida (a veces llamado sistema de medida, instrumento, medidor, analizador, etc.).

El estándar o patrón es el elemento de referencia que permite y facilita el proceso de medida asegurando su repetitividad y trazabilidad.

En la siguiente figura se muestran dos sencillos ejemplos de equipos de medida. El primero de ellos, la balanza, está destinado a la medida de masas. En uno de los platillos se colocan los patrones que se comparan con la masa desconocida para realizar la medida. Es un caso ilustrativo del método de medida por comparación. En el segundo ejemplo, el galvanómetro, la medida se realiza por el método de deflexión donde se comprueba el efecto de la magnitud a medir, una corriente eléctrica, sobre un sistema calibrado. La medida no se realiza mediante la comparación directa con el patrón que sólo es necesario para la calibración del equipo.



Medida por comparación



Medida por deflexión

Figura 1.1. Ejemplos de equipos de medida.

1.2. Errores en el proceso de medida.

El error de medida es la diferencia entre el valor medido y el valor real de una determinada magnitud. El concepto de error es inherente al proceso de medida ya que no existe ningún sistema de medida perfecto. Estos errores surgen en cada paso del proceso de medida y, por tanto, es muy importante conocer las posibles fuentes de los errores:

Errores en los estándares. Los patrones pueden estar sujetos a cambios relacionados con las condiciones ambientales y con su tiempo de vida. Así por ejemplo, una barra de determinado material que se utilizase como patrón de longitud estaría influido por las variaciones de temperatura ambiente que provocarían contracciones o dilataciones. También es posible que con el paso del tiempo alguna de sus propiedades mecánicas como la dureza, flexibilidad, etc. cambiase provocando también variaciones de su longitud. Siempre será posible minimizar estos errores controlando las condiciones ambientales, compensando posibles cambios o eligiendo materiales adecuados.

Errores sistemáticos. Estos errores provienen de la imperfección de los equipos de medida. Cualquier sistema de medida es por naturaleza físicamente imperfecto. Por ejemplo, la ganancia de un amplificador puede tener en un momento un determinado valor que puede cambiar en el momento siguiente. La cota máxima de estos errores se ha de conocer y se puede compensar o minimizar mediante la calibración.

Errores de calibración. Surgen del propio proceso de calibración que se realiza para un conjunto limitado de puntos de calibración y que puede inducir a errores en los procesos de interpolación entre estos puntos. El impacto de este tipo de error se reduce aumentando al máximo el número de puntos de calibración.

Errores de deriva (Drift). Está ocasionado por el cambio de las características del equipo durante el tiempo o con las condiciones ambiente. Por ejemplo, un oscilador cristal está caracterizado por una determinada frecuencia que puede variar con la temperatura, el número de ciclos de trabajo o el tiempo total de funcionamiento. Este tipo de errores se minimiza con una calibración periódica o con sistemas de compensación.

Errores aleatorios. Algunos errores de equipos no son constantes y cambian aleatoriamente en cada medida a causa, por ejemplo, del ruido electromagnético ambiente, la resistencia de contacto de los conectores de las sondas, etc. Se minimizan haciendo medidas múltiples y un consiguiente tratamiento estadístico que nos permita promediar los valores obtenidos o, aún mejor, descartar las medidas erróneas. Algunos de los equipos digitales actuales ya contienen procedimientos de este tipo que actúan de modo automático y facilitan notablemente el proceso de medida.

Errores del operador. El equipo de medida actúa como interface entre la naturaleza y el operador que no está libre, por su condición humana, de cometer errores en la lectura de los resultados, los procesos de calibración, la selección de parámetros de medida, etc.. Un ejemplo clásico es el error de paralaje consecuencia de la dependencia de la lectura de un instrumento de aguja con el ángulo de observación.

1.3. Introducción a los equipos electrónicos.

Parece conveniente efectuar previamente un repaso a algunas definiciones:

Instrumentación: Ciencia que trata de los medios y métodos utilizados para obtener y procesar información acerca de diversas magnitudes.

Instrumentos electrónicos: Elementos captadores (sensores) basados en principios electrónicos que se utilizan en instrumentación.

Equipos electrónicos: Aparatos que incluyen instrumentos electrónicos utilizados en aplicaciones científicas o industriales.

Gracias a estas definiciones podemos distinguir fácilmente un instrumento de un equipo. Así por ejemplo, cuando se hable de un amplificador diferencial de instrumentación o

una sonda termopar de temperatura, nos estaremos refiriendo a instrumentos electrónicos. Sin embargo, cuando hablemos de un multímetro o un electrómetro (que incluye amplificadores diferenciales) o de un termómetro electrónico (que incluye sondas termopar) nos referiremos a equipos electrónicos. A continuación vamos a realizar una clasificación de los equipos electrónicos en función de diversos criterios.

1.4. Clasificación de los equipos electrónicos.

La primera clasificación se realiza teniendo en cuenta la función específica del equipo:

Equipos de medida. Estos son los destinados a medir magnitudes eléctricas (multímetros, osciloscopios, analizadores de espectros, etc.) o no eléctricas por medios electrónicos (termómetros, caudalímetros, básculas, medidores de concentración en soluciones, etc.)

Equipos de proceso. Son los utilizados para la conversión de la información obtenida.

Equipos auxiliares. Utilizados para la alimentación o pruebas de otros sistemas.

Equipos de presentación. Para la visualización de las medidas obtenidas.

Para ilustrar adecuadamente esta clasificación podemos dar el ejemplo de la figura 1.2 que describe una instalación de medida de la distribución de temperaturas de un fluido en el interior de un depósito que dispone de una resistencia de calefacción.

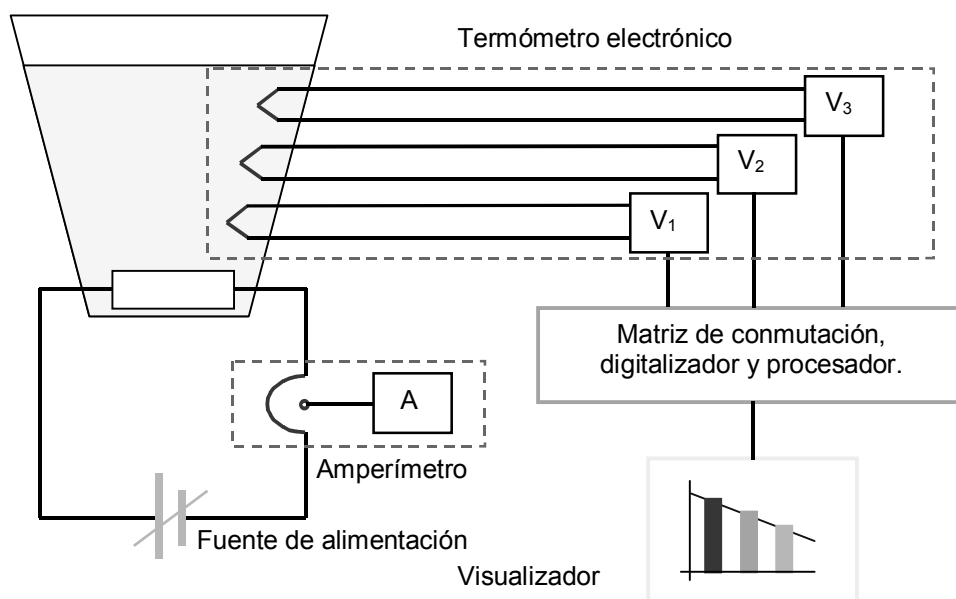


Figura 1.2. Ejemplo de instalación de medida con diversos equipos electrónicos.

Los objetos encuadrados en trazo discontinuo forman parte de dos equipos de medida. El primero de ellos, el termómetro digital, realiza medida de una magnitud no eléctrica y utiliza como instrumento de captación varios termopares. El segundo de ellos es un amperímetro que realiza la medición de la corriente por la resistencia de calefacción (magnitud eléctrica) utilizando como instrumento sensor un medidor de corriente de efecto Hall. Encuadrado en trazo continuo aparece un equipo de proceso cuya misión es recoger la medida analógica de cada uno de los termómetros, multiplexarlas, digitalizarlas y gestionar la comunicación y transferencia de información a un sistema de visualización donde se puede consultar los resultados de la medición. Por último, se utiliza una fuente de alimentación regulable como equipo auxiliar para la alimentación de la resistencia de calefacción.

Otra clasificación básica que afecta a la mayoría de los equipos actuales es la que diferencia a los equipos en función de la tecnología de sus componentes. De este modo podemos diferenciar entre equipos analógicos y digitales. En los equipos analógicos todos los sensados, cálculos, la parametrización y la visualización se realizan mediante circuitos analógicos. Mediante circuitos amplificadores, atenuadores, mezcladores, filtros, multiplicadores y otros circuitos analógicos se realizan todos los cálculos. La parametrización se efectúa mediante conmutadores y potenciómetros y la visualización mediante sistemas analógicos como pueden ser galvanómetros, tubo de rayos catódicos (TRC), etc. Este tipo de equipos no dispone de memorias ni sistemas estándar de comunicación.

En los equipos digitales los cálculos, la parametrización y la visualización se realizan mediante elementos gobernados por un sistema basado en microprocesador. Los instrumentos y sistemas de sensado siguen siendo, por lo general, analógicos y las señales obtenidas por ellos se digitalizan mediante convertidores analógico-digital (CAD). Estos equipos permiten una mayor capacidad de cálculo y de visualización, existiendo memorias de almacenamiento y un sistema de comunicaciones basado en protocolos estándares (RS232, IEEE 488, etc.).

1.5. Diagrama de bloques de un equipo electrónico.

En la figura 1.3 se puede ver el diagrama de bloques de un equipo electrónico genérico.

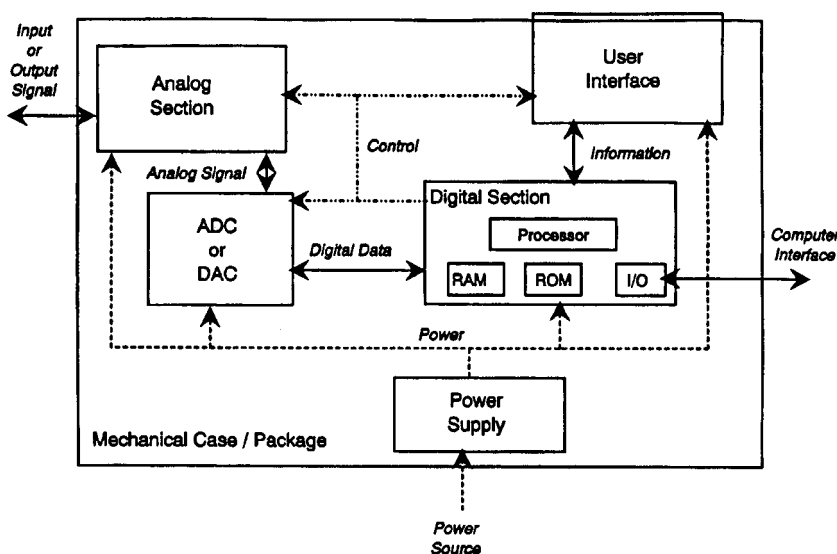


Figura 1.3. Diagrama de bloques de un equipo electrónico.

Las líneas que unen los diferentes bloques del equipo tienen una punta de flecha que indica el sentido del flujo de la señal.

1.6. Sistemas de medida.

La gran capacidad de comunicación de los actuales equipos permite la conexión de dos o más de ellos para componer un sistema de medida en los que al menos uno es un ordenador que se utiliza como gestor del sistema. Estos sistemas se utilizan normalmente para automatizar procesos que requieren la realización de una compleja o repetida secuencia de medidas de uno o varios equipos. Esta secuencia se programa en el ordenador central que se comunica con los equipos del sistema para parametrizarlos adecuadamente, enviar estímulos al dispositivo bajo ensayo DUT (acrónimo del inglés “device under test”) y recoger la

información adquirida. Podemos encontrar sistemas de medida en laboratorios científicos o de investigación y, sobretodo, en laboratorios de ensayo y control de calidad en la industria. En la figura 1.4 se puede ver una configuración simple de un sistema de medida.

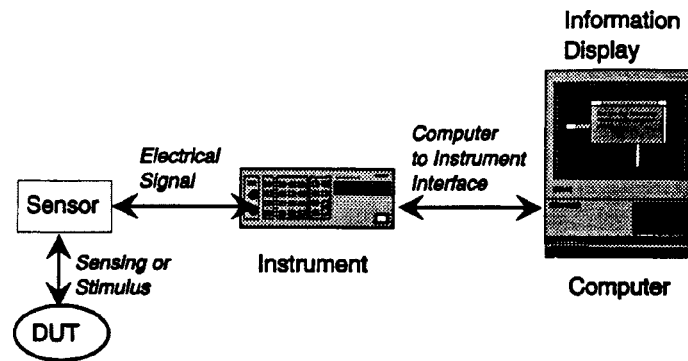


Figura 1.4. Configuración mínima de un sistema de medida.

En la figura 1.5 se puede observar el flujo de la información que recorre el sistema de medida básico de la figura anterior desde el dispositivo bajo ensayo hasta el operador.

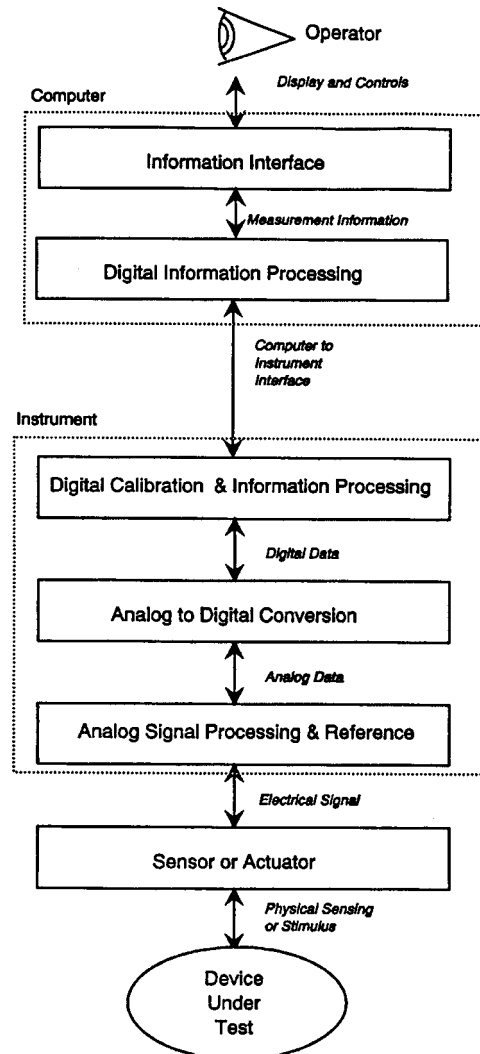


Figura 1.5. Flujo de la información en un sistema de medida básico.

Actualmente existen dos tipos de configuraciones típicas de sistemas de medida: el sistema de equipos distribuidos y el sistema “main frame”. En el primero de ellos, el sistema está formado por una red de diversos equipos convencionales, cada uno de ellos con su caja, fuente de alimentación y sistema de visualización y configuración, que tienen, como característica común, un bus digital y un protocolo de comunicaciones estándares. El más popular de estos estándares es el determinado por la norma IEEE 488 que define un protocolo y un bus denominado GPIB (General Purpose Interface Bus). La mayoría de los equipos modernos disponen de este bus y de los correspondientes protocolos y sus fabricantes proveen los drivers para su gestión. Existen varias aplicaciones informáticas y tarjetas específicas con las que es posible controlar mediante un simple ordenador personal un sistema de medida con este estándar. En la figura 1.6 se muestra un ejemplo de un sistema de estas características

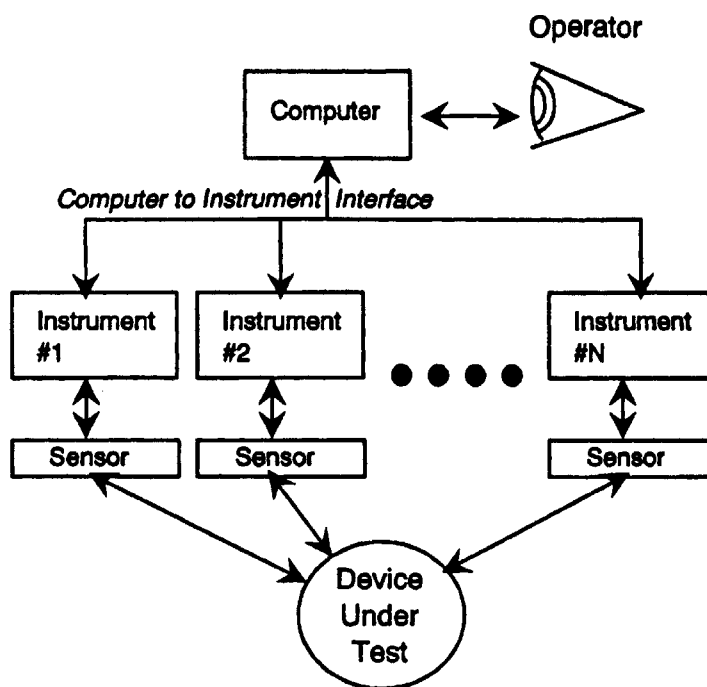


Figura 1.6. Sistema de medida con múltiples equipos.

El otro sistema de medida está basado en el estándar VXI (VMEbus eXtensions for Instrumentation) determinado por la norma IEEE-1155 en la que se define una caja de determinadas dimensiones (main frame) capaz de alojar a una serie de tarjetas enchufables. Esta caja dispone, además, de la fuente de alimentación y de la circuitería electrónica común necesaria para el funcionamiento del sistema. Algunas de estas tarjetas tienen misiones específicas (sincronización, gestor de comunicaciones, etc.) y el resto están diseñadas para realizar las funciones de un determinado equipo electrónico. La visualización y parametrización del sistema se realiza únicamente a través de un ordenador conectado al sistema. Por lo tanto, los equipos individuales de este sistema no disponen de elementos de visualización ni de configuración, y además, no tienen fuente de alimentación ni una caja de requerimientos específicos con lo que el peso y tamaño de estos sistemas se reduce considerablemente frente a los distribuidos. En la figura 1.7 se puede ver una configuración típica de este tipo de sistemas de medida.

La mayor ventaja del sistema VXI frente al GPIB reside en la velocidad y la seguridad de la comunicación ya que ésta se realiza a través de un bus específico implementado en el panel posterior del “main frame”. Sin embargo, hay que tener en cuenta que las “tarjeta equipo” que

forman el sistema no tienen utilidad fuera de él, al contrario que los equipos que forman parte de un sistema distribuido que tiene autonomía funcional propia fuera del sistema.

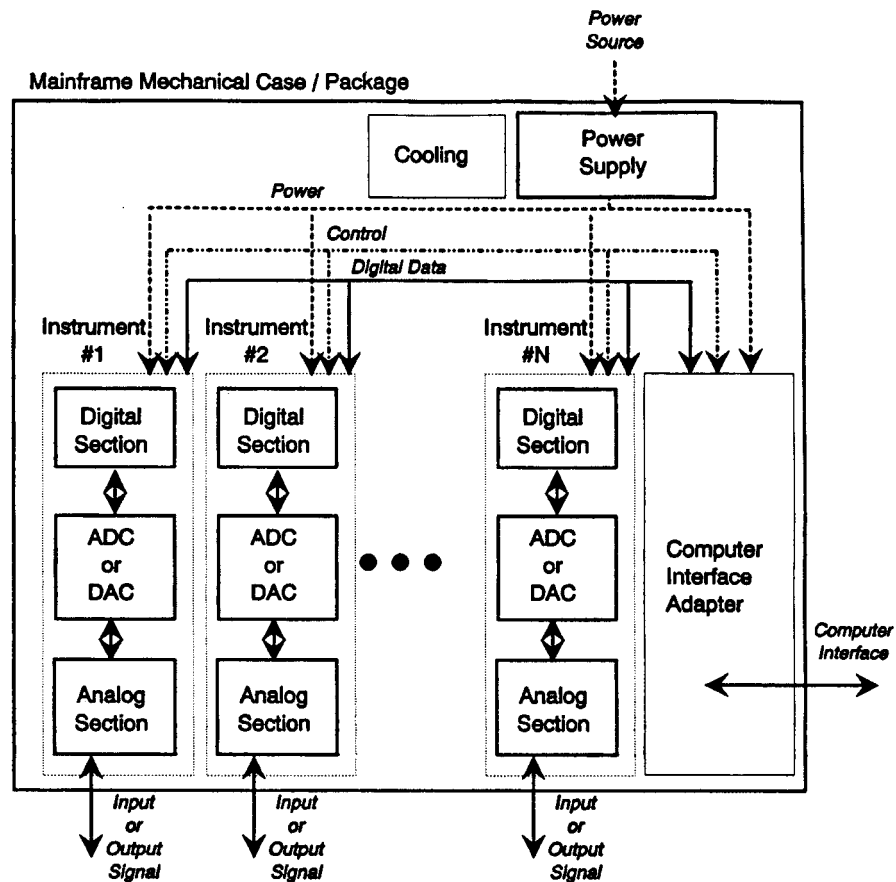


Figura 1.7. Diagrama de bloques de un sistema VXI.

1.7. Bibliografía.

- [1] "Electronic Instrumentation Handbook", Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).

2. METROLOGÍA Y CALIBRACIÓN. ESTÁNDARES BÁSICOS.

Esta lección trata de introducir los conceptos básicos referentes a la metrología, las técnicas de calibración y los parámetros elementales que describen la calidad de los equipos electrónicos. Finalmente se hará un breve repaso a las unidades y símbolos estándar utilizados en electrónica.

2.1. Metrología y calibración. Definiciones previas.

La metrología es la ciencia de la calibración. Determina las técnicas y métodos de apoyo en la medida y el conocimiento detallado de la metodología del sistema de medición, es decir, las especificaciones de la medida (control de la calidad, calibración, etc.), el proceso de test, el equipo de medida y el análisis de los resultados. Comenzaremos dando algunas definiciones de los conceptos básicos referentes a este apartado:

Calibración. Es la comparación entre las medidas con error desconocido de un determinado equipo de medida y las medidas con error conocido de otro equipo denominado patrón. El objetivo es asegurar que la medida se efectúa dentro de los límites de error especificado (por el fabricante del equipo, por el sistema de medición, etc.).

Equipo de medida. Es el equipo que utilizamos para realizar la medida objeto de análisis.

Equipo patrón. Es un determinado equipo utilizado como referencia para la calibración. La trazabilidad de sus medidas esta certificada.

Trazabilidad. Es la garantía para una correcta medida. Se consigue cuando se asegura y documenta la continua aceptación del equipo de medida mediante un proceso secuencial predefinido de calibraciones realizadas y certificadas por organismos cualificados.

Exactitud (Accuracy). Este parámetro se refiere a “cuanto” se parece la medida obtenida por nuestro equipo a la medida real exacta. La diferencia entre estos valores determina el error del equipo que normalmente se da en términos absolutos o con valores relativos a fondo de escala.

Sensibilidad (Sensitivity). Es el valor más pequeño de cambio de la magnitud de entrada de un determinado equipo capaz de provocar un cambio en el valor de la medida que este ofrece. No hay que confundir este parámetro con la resolución aunque en ocasiones coincidan.

Repetitividad (Repeatability). Viene determinado por error que se produce en la medida repetida a lo largo del tiempo de una magnitud constante.

Linealidad (Linearity). Se define mediante el error cometido por un equipo dentro de uno de sus rangos de medida (normalmente de 0 a fondo de escala).

2.2. Tipos de Calibración.

Existen dos tipos de calibración que vienen caracterizadas por los diferentes procesos a seguir durante el proceso de calibración:

Con informe de calibración. En este caso, el organismo encargado del proceso emite un informe resultado de realizar una serie de medidas para determinar el valor obtenido y su grado de incertidumbre. Este informe se efectúa por un laboratorio certificado y es válido para un determinado periodo de tiempo.

Calibración por tolerancia límite. El organismo que realiza la calibración etiqueta el equipo tras asegurarse que el equipo mide "dentro de tolerancias". Se requiere una calibración previa durante la cual se compara la medida del equipo con el patrón. Si existe una desviación mayor que la tolerada se realiza una reparación o ajuste del equipo y posteriormente se recalibra el sistema. Este proceso se repite tantas veces como sea necesario hasta conseguir poner la medida dentro de tolerancias. En este punto podemos encontrar la diferencia que existe entre dos términos, calibración y ajuste, que a menudo se confunden. La calibración es un simple proceso de comparación, sin embargo, el ajuste (o reajuste) implica actuar sobre algún parámetro o circuito del equipo.

2.3. Requerimientos de la calibración.

En este apartado vamos a hablar de cuando es necesaria y cuando es requerida la calibración de un equipo. Para ello deberíamos identificar los síntomas que demuestran que nuestro equipo necesita calibración pero esto no es nada sencillo. Normalmente cuando aparecen indicios de que algo no va bien, realmente nos damos cuenta sólo de que el equipo no funciona correctamente: falla algún indicador, no responde a los comandos de parametrización, etc., pero aún así tal vez no necesite calibración, o aún peor, ya necesitaba calibración desde mucho atrás. Por lo tanto, primero hay que diferenciar entre “funcionalidad” y “correcta calibración”. Durante el uso del equipo podemos darnos cuenta fácilmente de problemas funcionales pero es muy difícil que detectemos fallos de calibración.

En consecuencia es necesario establecer un calendario de calibración, es decir, un proceso de calibración periódico cuya duración depende del tipo de equipo y su aplicación, desde semanas hasta años. Normalmente el fabricante recomienda en sus instrucciones este proceso aunque también es normal que el propio usuario establezca un calendario propio de calibración acorde con el uso y características del equipo. Esta calibración la realiza el fabricante o un laboratorio certificado de calibración.

Sin embargo es recomendable realizar calibraciones extraordinarias fuera del calendario si se observa alguna de estas circunstancias:

- **Defecto mecánico.** El equipo ha sufrido un impacto, ha caído al suelo, hay muestras de corrosión, humedad, etc. Muestras todas de una condición no normal de uso que posiblemente sean consecuencia de fallos que exijan la recalibración del equipo.
- **Defecto eléctrico.** De un modo análogo hemos de calibrar los equipos que hayan sufrido algún daño eléctrico como por ejemplo, rotura de fusibles, averías de los sistemas de alimentación, etc.
- **Abuso de operación.** También se recomienda la calibración de aquellos equipos que han sufrido las posibles consecuencias de un abuso de operación como puede ser su funcionamiento en ambientes extremos, transporte indebido, sobrecarga de los circuitos de salida o saturación de los de entrada, etc.
- **Ajuste desautorizado.** Aquellos equipos en los que personal no autorizado ha realizado procesos de ajuste pueden quedar por negligencia o desconocimiento fuera de especificación y por lo tanto requieren calibrado.

2.4. Metodología de calibración.

Como ya hemos mencionado anteriormente, en la calibración se realiza una comparación del equipo a calibrar (EC) con equipo patrón (EP) conocido con trazabilidad asegurada. El procedimiento genérico puede ser de dos tipos:

2.4.1. Comparación directa.

En este método se realiza la conexión directa del equipo a calibrar con uno o varios equipos “opuestos” patrón. El significado de la palabra opuesto en este caso viene dado por las características básicas del equipo. Si clasificamos los equipos en tres grandes grupos, generadores, medidores y transductores, el opuesto al generador sería el medidor y viceversa.

En la siguiente figura se muestra el proceso de calibrado por comparación directa de generadores, medidores y transductores. Los equipos patrones tienen fondo blanco y los equipos a calibrar fondo oscuro. La dirección de la flecha muestra la dirección de la señal de calibración. Como se observa en la figura la calibración mediante el método de comparación directa se realiza siempre en un solo paso.

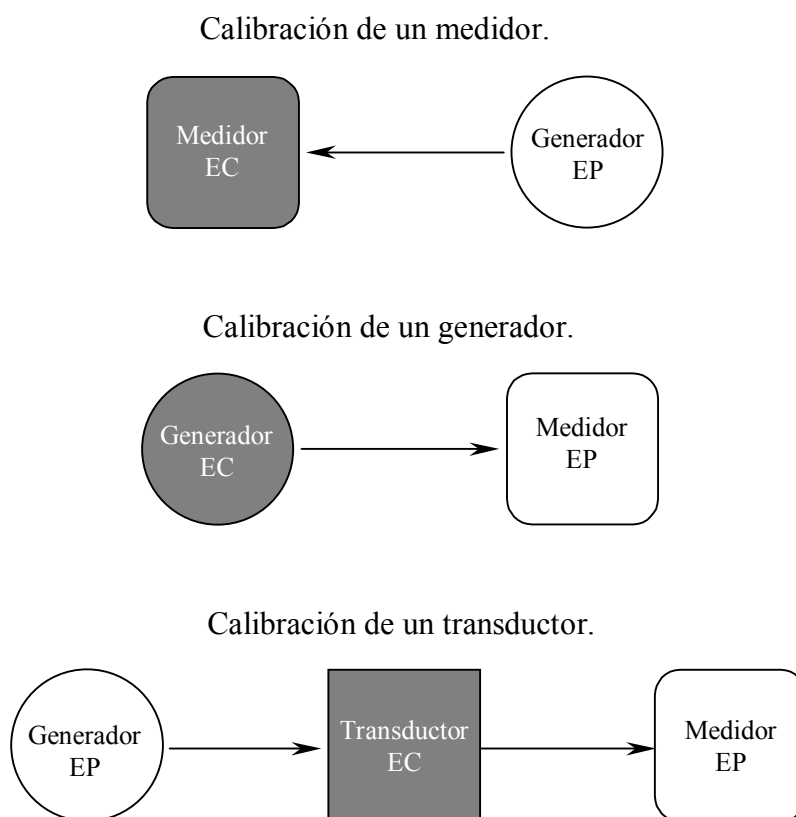


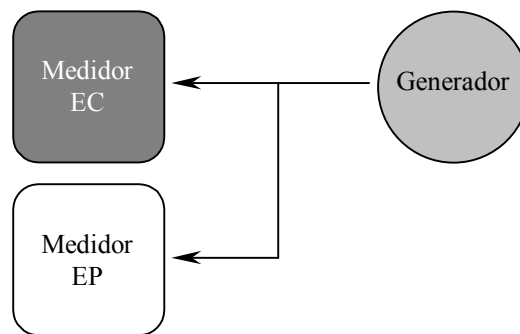
Figura 2.1. Calibración por comparación directa.

2.4.2. Comparación indirecta.

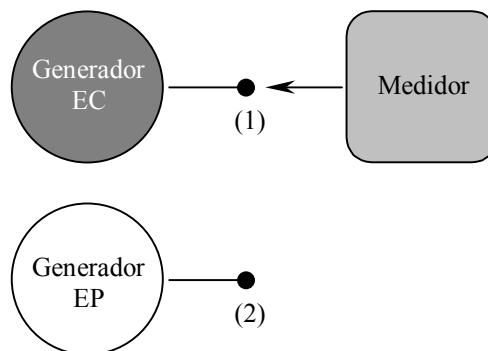
Conexión indirecta del equipo a calibrar con uno o varios equipos “semejantes” patrón. Se utiliza un equipo opuesto auxiliar (en fondo gris) sin prestaciones específicas. Este tipo de calibración se realiza, como puede verse en la figura 2.2, en uno o varios pasos. Así por ejemplo, en el caso de la calibración de un generador, se han de seguir dos pasos de modo

obligatorio ya que no es posible conectar en paralelo las salidas de los generadores. Lo mismo puede ocurrir durante la calibración del transductor asumiendo que estos equipos ofrecen una baja impedancia de salida (al igual que los generadores). En ambos casos hemos representado entre paréntesis el número correspondiente al orden de conexión durante la calibración.

Calibración de un medidor.



Calibración de un generador.



Calibración de un transductor.

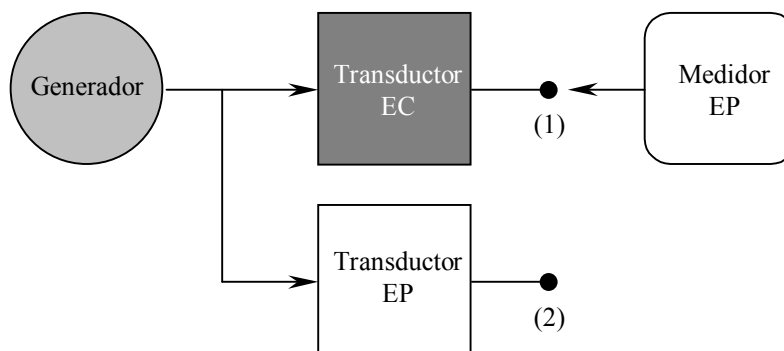


Figura 2.2. Calibración por comparación indirecta

2.5. Especificaciones y test de calibración de un equipo electrónico.

A la hora de realizar el procedimiento de calibración de un determinado equipo es necesario definir exactamente cuales son nuestros objetivos y herramientas y como debe de realizarse el proceso de calibración. Cuando se seleccionen los equipos patrón que deben de utilizarse se ha de tener en cuenta si sus especificaciones son suficientes para la calibración, esto es, sus rangos de medida, su exactitud, etc.

En la definición de las especificaciones de una calibración se pueden determinar diferentes categorías en función del grado de complejidad de esta:

- **Especificación académica.** Se refiere a aquellos parámetros del equipo que realmente no requieren un proceso real de calibración como pueden ser las dimensiones, color, peso, etc.
- **Especificación de evaluación.** Se verifican determinadas características una sola vez normalmente en el proceso de calibración realizado al final de la fabricación del equipo (rangos de tensión, de corriente y de frecuencia de alimentación, consumos y temperaturas de trabajo, etc.)
- **Especificación suave.** Son procesos de calibración no críticos que se realizan periódicamente como por ejemplo impedancias de entrada, tensiones o corrientes de offset, etc.
- **Especificación dura.** Calibraciones periódicas críticas de valores como la exactitud, sensibilidad, linealidad, etc.

En cualquier caso siempre es necesario acompañar al equipo a calibrar de su correspondiente documentación donde aparezcan los valores que definen la especificación.

Un procesos básico de calibración debe contener al menos las siguientes pruebas:

- **Ensayo de exactitud y sensibilidad.** Realizado a fondo de escala en cada rango de medida y a frecuencia de señal de entrada fija.
- **Ensayo de linealidad.** Realizando un barrido de medidas de 0 a fondo de escala y viceversa en cada rango de medida a frecuencia fija.
- **Ensayo de respuesta en frecuencia.** Efectuado en cada rango de medida manteniendo fija la amplitud y variando la frecuencia de la señal de entrada.

2.6. Requerimientos de un equipo patrón para calibración.

La selección del equipo patrón depende del tipo de calibración a efectuar. En el caso de la calibración por tolerancia límite hay que tener en cuenta que en el peor de los casos, el error que se obtiene en una determinada medida realizada es la suma de todos los errores (tolerancias) posibles, esto es:

$$E_T = \pm \sum_{n=1}^5 E_n \quad (2.1)$$

donde:

- | | |
|-------|--|
| E_T | error total. |
| E_1 | Tolerancia límite. |
| E_2 | Tolerancia a fondo de escala. |
| E_3 | Tolerancia del tiempo de establecimiento de la medida. |

- E₄ Tolerancia función de la temperatura. (depende de error añadido cuando la temperatura de operación difiere de la de calibración)
- E₅ Error del equipo de calibración.

En lo que se refiere a la elección del equipo patrón hemos de tener en cuenta la llamada relación de exactitud E_5/E_T y acotarla adecuadamente para asegurar que el error proveniente del equipo patrón es despreciable respecto del error permitido en el equipo de medida. En términos estadísticos es más usual utilizar la expresión del error total determinado por la raíz de la suma de los cuadrados de las tolerancias, es decir:

$$E_{RSS} = \pm \sqrt{\sum_{n=1}^5 E_n^2} \quad (2.2)$$

En este caso, una relación de exactitud de 1:4 (error de patrón 25% como máximo del total) asegura que el término $(E_5)^2$ sea totalmente despreciable. Este es el criterio inicial que permite elegir la exactitud mínima del equipo patrón en los procesos de calibración por tolerancia límite. Una vez realizado el proceso de calibración se requiere un análisis posterior de los resultados para conocer si la elección del patrón con el criterio anterior es suficiente o no. La metodología utilizada para ello es la siguiente:

1. Si el error observado en la medición es menor que $(E_1 - E_5)$ la elección es correcta.
2. Si el error observado en la medición es mayor que $(E_1 + E_5)$ la elección no es correcta.
3. Si el error observado en la medición es mayor que $(E_1 - E_5)$ pero menor que $(E_1 + E_5)$ se recomienda mejorar la exactitud del equipo patrón.

En cuanto a la calibración con informe de calibración, en general, se acepta la elección de un equipo patrón cuya relación de exactitud se igual o mejor que 1:10 (error del 10% del especificado para el equipo de medida a calibrar).

2.7. Trazabilidad y mantenimiento de los estándares.

Para garantizar la trazabilidad de los equipos patrones se ha de recurrir a su calibración utilizando como referencia patrones intrínsecos (fenómenos físicos invariables: Oscilador cristal, efecto Hall, etc.). De estos se extraen los patrones electrónicos básicos (tensión, resistencia y frecuencia) a partir de los cuales se pueden extraer todos los demás.

El mantenimiento de los patrones, que se realiza por comparación directa, se realiza por diferentes organismos oficiales como son el NIST (“National Institute of Standards and Technology”) en el entorno norteamericano, o la Oficina Internacional de Pesos y Medidas (“International Bureau of Weights and Measurements” o “Bureau International des Poids et Mesures” (BIPM)) a nivel internacional.

2.8. Sistema internacional de unidades.

El Sistema Internacional de Unidades (SI) creado en 1960 por el BIPM determina el conjunto de unidades, reglas de nomenclatura y prefijos, múltiplos y submúltiplos, internacionalmente adoptados para cualquier proceso de medición. Existen en el SI dos tipos de unidades: las unidades base, a partir de las cuales se puede expresar cualquier otra, y las derivadas con las que se establece un conjunto de unidades, junto con las base, suficiente en todo tipo de medición. A continuación se muestran 5 tablas en las que aparecen las unidades y prefijos aceptadas por el SI.

Table 1. SI base units

Base quantity	SI base unit	
	Name	Symbol
length	metre	m
mass	kilogram	kg
time	second	s
electric current	ampere	A
thermodynamic temperature	kelvin	K
amount of substance	mole	mol
luminous intensity	candela	cd

*Tabla 2.1. Unidades base del SI.***Table 2. Examples of SI derived units expressed in terms of base units**

Derived quantity	SI derived unit	
	Name	Symbol
area	square metre	m ²
volume	cubic metre	m ³
speed, velocity	metre per second	m/s
acceleration	metre per second squared	m/s ²
wavenumber	reciprocal metre	m ⁻¹
density, mass density	kilogram per cubic metre	kg/m ³
specific volume	cubic metre per kilogram	m ³ /kg
current density	ampere per square metre	A/m ²
magnetic field strength	ampere per metre	A/m
concentration (of amount of substance)	mole per cubic metre	mol/m ³
luminance	candela per square metre	cd/m ²
refractive index	(the number) one	1 ^(a)

(a) The symbol “1” is generally omitted in combination with a numerical value.

Tabla 2.2. Unidades derivadas del SI en función de unidades base.

Table 3. SI derived units with special names and symbols

Derived quantity	Name	Symbol	SI derived unit	
			Expressed in terms of other SI units	Expressed in terms of SI base units
plane angle	radian ^(a)	rad		$\text{m} \cdot \text{m}^{-1} = 1^{(b)}$
solid angle	steradian ^(a)	sr ^(c)		$\text{m}^2 \cdot \text{m}^{-2} = 1^{(b)}$
frequency	hertz	Hz		s^{-1}
force	newton	N		$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
pressure, stress	pascal	Pa	N/m^2	$\text{m}^{-1} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
energy, work, quantity of heat	joule	J	$\text{N} \cdot \text{m}$	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
power, radiant flux	watt	W	J/s	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$
electric charge, quantity of electricity	coulomb	C		$\text{s} \cdot \text{A}$
electric potential difference, electromotive force	volt	V	W/A	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{A}^{-1}$
capacitance	farad	F	C/V	$\text{m}^{-2} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{s}^4 \cdot \text{A}^2$
electric resistance	ohm	Ω	V/A	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{A}^{-2}$
electric conductance	siemens	S	A/V	$\text{m}^{-2} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{s}^3 \cdot \text{A}^2$
magnetic flux	weber	Wb	$\text{V} \cdot \text{s}$	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^{-1}$
magnetic flux density	tesla	T	Wb/m^2	$\text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^{-1}$
inductance	henry	H	Wb/A	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^{-2}$
Celsius temperature	degree Celsius ^(d)	$^{\circ}\text{C}$		K
luminous flux	lumen	lm	$\text{cd} \cdot \text{sr}^{(c)}$	$\text{m}^2 \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{cd} = \text{cd}$
illuminance	lux	lx	lm/m^2	$\text{m}^2 \cdot \text{m}^{-4} \cdot \text{cd} = \text{m}^{-2} \cdot \text{cd}$
activity (referred to a radionuclide)	becquerel	Bq		s^{-1}
absorbed dose, specific energy (imparted), kerma	gray	Gy	J/kg	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2}$
dose equivalent, ambient dose equivalent, directional dose equivalent, personal dose equivalent, organ equivalent dose	sievert	Sv	J/kg	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2}$

Tabla 2.3. Unidades derivadas del SI y sus nombres y símbolos propios.

Table 4. Examples of SI derived units whose names and symbols include SI derived units with special names and symbols

Derived quantity	Name	Symbol	SI derived unit
			Expressed in terms of SI base unit
dynamic viscosity	pascal second	Pa · s	$\text{m}^{-1} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$
moment of force	newton metre	N · m	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
surface tension	newton per metre	N/m	$\text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
angular velocity	radian per second	rad/s	$\text{m} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{s}^{-1} = \text{s}^{-1}$
angular acceleration	radian per second squared	rad/s ²	$\text{m} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{s}^{-2} = \text{s}^{-2}$
heat flux density, irradiance	watt per square metre	W/m ²	$\text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$
heat capacity, entropy	joule per kelvin	J/K	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$
specific heat capacity, specific entropy	joule per kilogram kelvin	J/(kg · K)	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$
specific energy	joule per kilogram	J/kg	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2}$
thermal conductivity	watt per metre kelvin	W/(m · K)	$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{K}^{-1}$
energy density	joule per cubic metre	J/m ³	$\text{m}^{-1} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
electric field strength	volt per metre	V/m	$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{A}^{-1}$
electric charge density	coulomb per cubic metre	C/m ³	$\text{m}^{-3} \cdot \text{s} \cdot \text{A}$
electric flux density	coulomb per square metre	C/m ²	$\text{m}^{-2} \cdot \text{s} \cdot \text{A}$
permittivity	farad per metre	F/m	$\text{m}^{-3} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{s}^4 \cdot \text{A}^2$
permeability	henry per metre	H/m	$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^{-2}$
molar energy	joule per mole	J/mol	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{mol}^{-1}$
molar entropy, molar heat capacity	joule per mole kelvin	J/(mol · K)	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{mol}^{-1}$
exposure (x and γ rays)	coulomb per kilogram	C/kg	$\text{kg}^{-1} \cdot \text{s} \cdot \text{A}$
absorbed dose rate	gray per second	Gy/s	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$
radiant intensity	watt per steradian	W/sr	$\text{m}^4 \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$ $= \text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$
radiance	watt per square metre steradian	W/(m ² · sr)	$\text{m}^2 \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$ $= \text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$

Tabla 2.4. Unidades derivadas del SI con nombres y símbolos derivados.

Table 5. SI prefixes

Factor	Name	Symbol	Factor	Name	Symbol
10^{24}	yotta	Y	10^{-1}	deci	d
10^{21}	zetta	Z	10^{-2}	centi	c
10^{18}	exa	E	10^{-3}	milli	m
10^{15}	peta	P	10^{-6}	micro	μ
10^{12}	tera	T	10^{-9}	nano	n
10^9	giga	G	10^{-12}	pico	p
10^6	mega	M	10^{-15}	femto	f
10^3	kilo	k	10^{-18}	atto	a
10^2	hecto	h	10^{-21}	zepto	z
10^1	deca	da	10^{-24}	yocto	y

Tabla 2.5. Prefijos del SI.

2.9. Simbología electrónica estándar básica.

Los símbolos gráficos que se debe utilizar en los diagramas electrónicos vienen determinados por la norma IEC 60617 dictada por el organismo IEC (International Electrotechnical Commission). Esta norma contiene una base de datos de cerca de 1400 símbolos gráficos. Cada uno de ellos está descrito por una ficha como la que se presenta en la figura 2.3.

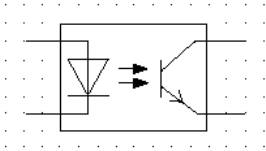
S00691	
	
Name:	Optocoupler; Photocoupler; Opto isolator
Status:	Released
Date of release:	2001-07-01
Publication ref:	IEC 60617-5 (ed.2.0) 05-06-08
Keywords:	coupling devices, isolators, photo-sensitive devices
Applying:	S00642, S00687
Shape class:	Arrows, Equilateral triangles, Lines , Rectangles
Function class:	T Converting but maintaining kind
Application class:	Circuit diagrams
Remarks:	The symbol is shown with light-emitting diode and photo-transistor.

Figura 2.3. Ejemplo de ficha de símbolo de la IEC 60617

Esta base de datos contiene diversos tipos de componentes como conductores, conectores, componentes pasivos, semiconductores y tubos electrónicos, elementos de generación y conversión de la energía eléctrica, interruptores, elementos de protección, instrumentos de medida, lámparas y señalizadores luminosos, elementos de transmisión, conmutación y periféricos en telecomunicaciones, diagramas topológicos y de arquitectura de sistemas, circuitos digitales y analógicos, etc., que se actualiza constantemente mediante peticiones y sugerencias enviadas por los miembros del IEC.

La norma está formada, en la actualidad, por 13 partes editadas por separado y cuya relación y títulos aparecen en la tabla 6.

IEC 60617-1 (1985)	Graphical symbols for diagrams - Part 1: General information, general index. Cross-reference tables
IEC 60617-2 (1996)	Graphical symbols for diagrams - Part 2: Symbol elements, qualifying symbols and other symbols having general application
IEC 60617-3 (1996)	Graphical symbols for diagrams - Part 3: Conductors and connecting devices
IEC 60617-4 (1996)	Graphical symbols for diagrams - Part 4: Passive components
IEC 60617-5 (1996)	Graphical symbols for diagrams - Part 5: Semiconductors and electron tubes
IEC 60617-6 (1996)	Graphical symbols for diagrams - Part 6: Production and conversion of electrical energy
IEC 60617-7 (1996)	Graphical symbols for diagrams -Part 7: Switchgear, controlgear and protective devices
IEC 60617-8 (1996)	Graphical symbols for diagrams - Part 8: Measuring instruments, lamps and signalling devices
IEC 60617-9 (1996)	Graphical symbols for diagrams - Part 9: Telecommunications: Switching and peripheral equipment
IEC 60617-10 (1996)	Graphical symbols for diagrams - Part 10: Telecommunications: Transmission
IEC 60617-11 (1996)	Graphical symbols for diagrams - Part11: Architectural and topographical installation plans and diagrams
IEC 60617-12 (1991)	Graphical symbols for diagrams - Part 12: Binary logic elements
IEC 60617-13 (1993)	Graphical symbols for diagrams - Part 13: Analogue elements (IEC 61734 (1997) Application of IEC60617-12 and IEC 60617-13 standards)

Tabla 2.6. Relación de partes de la norma IEC 60617.

En las figuras 2.4 y 2.5 se pueden ver los símbolos normalizados que corresponden a algunos de los componentes electrónicos de uso común.

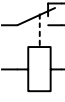
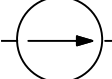
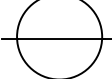
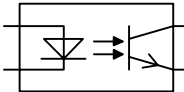
	CONDENSADOR NO POLARIZADO		TRANSISTOR PNP
	CONDENSADOR POLARIZADO		TRANSISTOR NPN
	CRISTAL		MOSFET P
	RESISTENCIA		MOSFET N
	RESISTENCIA VARIABLE		TIRISTOR
	RESISTENCIA NTC		TRIAC
	RESISTENCIA PTC		RELÉ
	POTENCIÓMETRO		CONMUTADOR
	FUSIBLE		PULSADOR
	INDUCTOR SIN NÚCLEO		LÁMPARA
	INDUCTOR CON NÚCLEO		TRANSFORMADOR
	BATERÍA		AMPERÍMETRO
	DIODO		VOLTÍMETRO
	DIODO SCHOTTKY		FUENTE DE CORRIENTE
	DIODO ZENER		FUENTE DE TENSIÓN
	DIODO LED		OPTOACOPLADOR

Figura 2.4. Símbolos de los componentes discretos electrónicos más comunes.

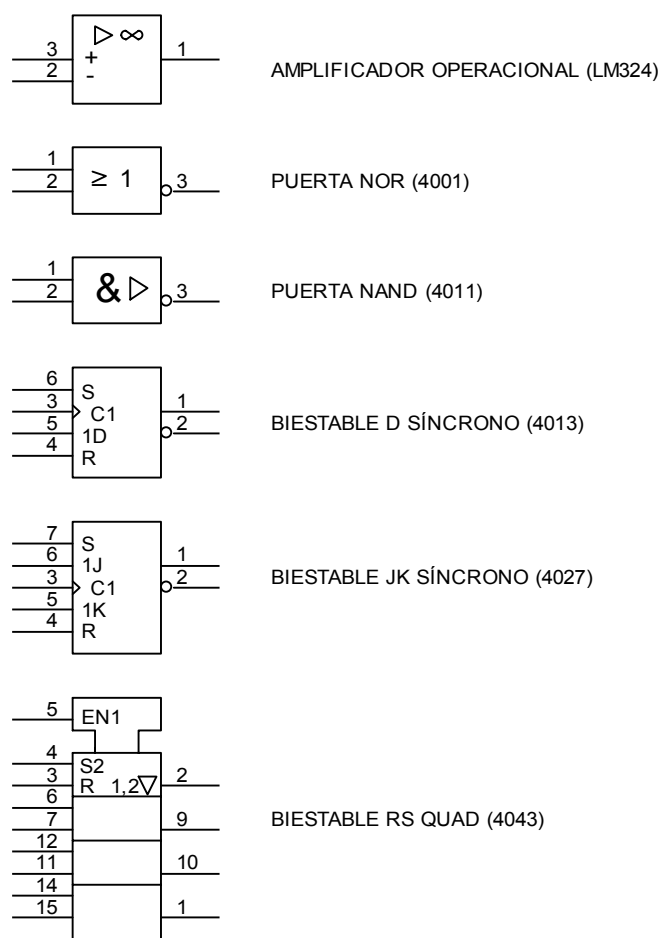


Figura 2.5. Símbolos de los circuitos integrados más comunes.

2.10. Bibliografía.

- [1] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).
- [2] “<http://www.iec.ch>”, página web del International Electrotechnical Commission (IEC).
- [3] “<http://www.bipm.fr>”, página web del Bureau International des Poids et Mesures (BIPM).
- [4] “The International System of Units (SI)”, Organisation Intergouvernementale de la Convention du Mètre. BIPM.
- [5] Librería IEC\Device.olb y otras de OrCAD Capture, OrCAD. Inc.

3. GENERADORES DE SEÑAL

3.1. Introducción.

El generador de señal es un equipo electrónico auxiliar utilizado para producir señales eléctricas que se usan como estímulo en las pruebas de un determinado equipo o subsistema bajo ensayo. Es una de las piezas clave de cualquier laboratorio de diseño o test de sistemas electrónicos del que sólo se puede prescindir cuando trabajemos con circuitos que trabajen únicamente en CC.

Podemos clasificar los generadores de señales en tres grandes grupos: generadores de función, sintetizadores de frecuencia y fuentes digitales de señal. El primero de ellos se utiliza cuando nos interesa generar señales de baja o media frecuencia con formas de onda casi ideales, pudiendo variar los parámetros básicos que caracterizan la señal. Usaremos los sintetizadores de frecuencia si nos interesara generar señales con frecuencias generalmente altas, muy estables y precisas. En el último de los grupos, las señales se obtienen mediante un proceso de muestreo digital. Cuando necesitemos señales de forma de onda compleja que se asemejen en lo posible a señales reales emplearemos los generadores arbitrarios. Si nuestro objetivo es generar como estímulos de ensayo datos binarios utilizaremos los llamados generadores de datos.

Por lo tanto, la forma de onda de salida y los rangos de frecuencia de los generadores de señal son variables dependiendo del tipo de generador y de la aplicación a la que vayan destinados. En cualquier caso se ha de exigir a los generadores de señal los siguientes requisitos básicos:

- La frecuencia de salida ajustable y estable.
- La amplitud de la salida variable.
- Impedancia de salida conocida.

Además se deben exigir otros requisitos opcionales que varían según el tipo de generador de señal y que enumeraremos en los apartados correspondientes.

3.2. Generadores de función.

Los generadores de función, también llamados sintetizadores de función o sintetizadores multifunción, tienen un rango de frecuencia que va desde CC hasta algunos megahertzios y deben de cumplir, además de los requisitos básicos anteriormente citados, la mayor cantidad posible de los siguientes requisitos opcionales:

- Forma de onda seleccionable (sinusoidal, triangular, rectangular).
- Control del ciclo de trabajo de la señal de salida.
- Control de nivel CC de offset en la salida.
- Control externo de la frecuencia de salida (modulación FM, barridos, etc.).
- Control externo de la amplitud de salida (modulación AM, ráfagas, etc.).
- Salida con impedancia de salida seleccionable (50Ω , alta impedancia, etc.).
- Salida auxiliar de nivel lógico (TTL, CMOS; etc.).

En la figura 3.1 se muestra el aspecto general del frontal de un generador de función avanzado.



Figura 3.1. Panel frontal de un generador de función.

3.2.1. Diagrama de bloques de un generador de función.

En la figura 3.2 se muestra el diagrama de bloques general de un generador de función en el que podemos distinguir como dos elementos básicos el oscilador controlado por tensión VCO (Voltage Controlled Oscillator) y los sintetizadores de forma de onda y, en especial, el de forma sinusoidal que pasaremos a describir de modo pormenorizado.

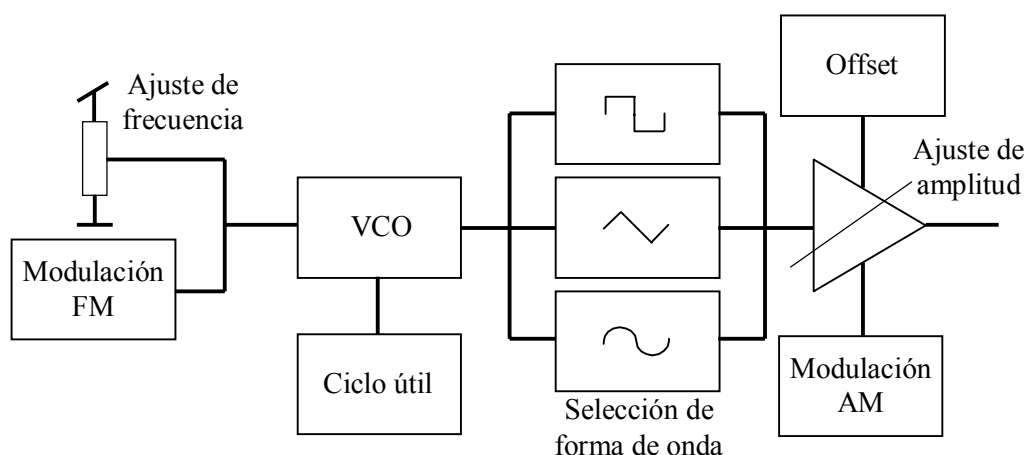


Figura 3.2. Diagrama de bloques de un generador de función.

3.2.2. Circuito oscilador VCO.

El circuito VCO comúnmente utilizado en generadores de función es el llamado “threshold-decision oscillator” cuyos elementos componentes básicos son:

- Fuente de corriente controlada por tensión VCCS (Voltage Controlled Current Source).
- Condensador con carga/descarga a corriente constante.
- Comparadores de umbral y circuito biestable RS.

En la figura 3.3 se muestra el esquema correspondiente a uno de estos circuitos donde las fuentes de corriente originan la carga o descarga del condensador C a través del conmutador SW en función del estado de salida del biestable RS, cuyas señales de set y reset están definidas por los comparadores. El comparador COM1 determina la carga de condensador hasta la tensión V1 mediante la fuente de corriente inferior (notar que el

amplificador operacional OAMP actúa como inversor) mientras que el comparador COMP2 determina la descarga hasta el valor V_2 mediante la fuente superior atendiendo al cronograma de la figura 3.4. Por lo tanto, se obtiene una señal triangular V_t cuya amplitud y nivel de tensión de offset se puede fijar mediante la programación de los valores V_1 y V_2 . Además, se obtiene una señal rectangular V_c en la salida del biestable. La frecuencia de las salidas viene determinada por la tensión de entrada V_f y el ciclo de trabajo por el ajuste de la entrada D (con valores de 0 a 1) que fija el valor de la tensión de control de cada VCCS.

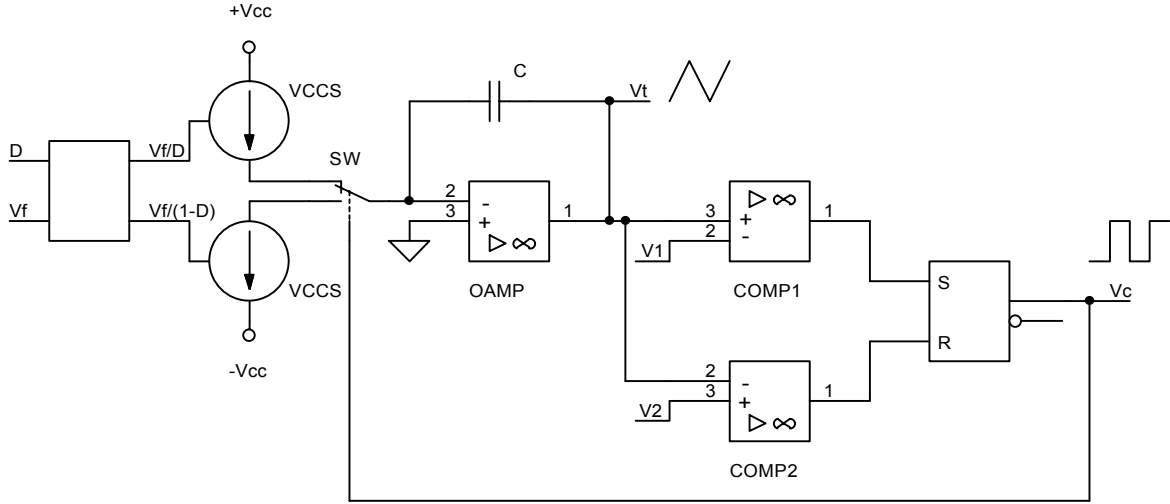


Figura 3.3. Circuito VCO con salida rectangular y triangular.

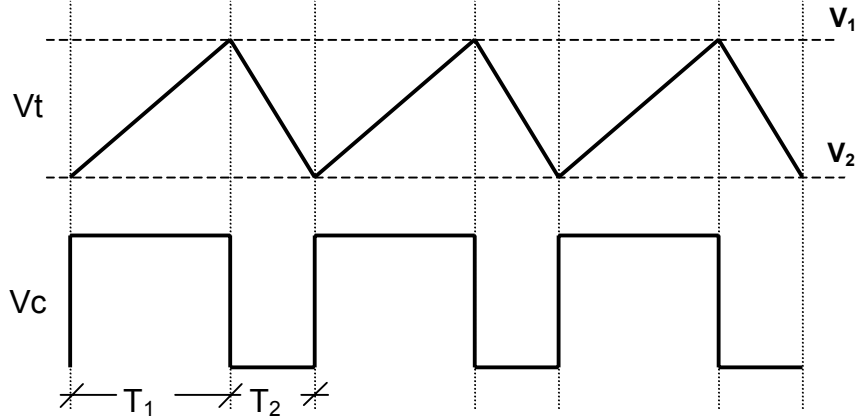


Figura 3.4. Cronograma del VCO con salida rectangular y triangular.

Asumiendo que la función de transferencia (relación entre su corriente de salida y su tensión de entrada) del VCCS es $i_{out} = k v_{in}$ se cumplirán las siguientes expresiones para los tiempos y la frecuencia de salida del VCO:

$$T_1 = \frac{C(V_1 - V_2)}{kV_f} (1 - D) \quad (3.1)$$

$$T_2 = \frac{C(V_1 - V_2)}{kV_f} D \quad (3.2)$$

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{kV_f}{C(V_1 - V_2)} \quad (3.3)$$

3.2.3. Sintetizador sinusoidal.

A partir de la señal triangular y mediante el circuito de la figura 3.5 se puede obtener la señal sinusoidal.

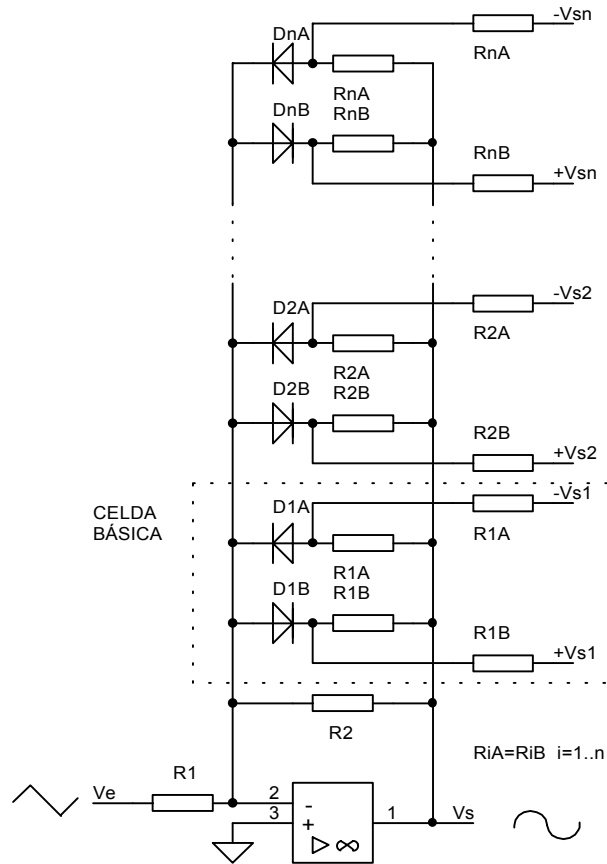


Figura 3.5. Sintetizador sinusoidal con amplificador operacional.

Este sintetizador se basa en la conexión de n celdas que atenúan de modo progresivo la señal de entrada. En la figura 3.6 se muestra la salida del circuito para el caso de una, dos y tres celdas respectivamente. Con la conexión de seis celdas, y una adecuada elección de los umbrales de conducción de los diodos y de las correspondientes atenuaciones, se puede obtener una salida sinusoidal con una distorsión armónica total en valor eficaz menor del 0.25%.

Una vez elegidos los umbrales de conmutación de cada celda, la correcta elección de las correspondientes atenuaciones se consigue aplicando la siguiente relación (demostración en anexo 1):

$$G(V_{Ok}) = -\frac{\pi}{\Delta V_i} \sqrt{A^2 - V_{Ok}^2} \quad (3.4)$$

donde V_{Ok} es la tensión de cada uno de los umbrales de conducción de los diodos a partir del cual cambia la ganancia G de circuito. A es la amplitud de la señal sinusoidal generada y V_i es la amplitud de la señal triangular de entrada. El signo negativo se justifica puesto que la configuración del circuito elegido es inversora.

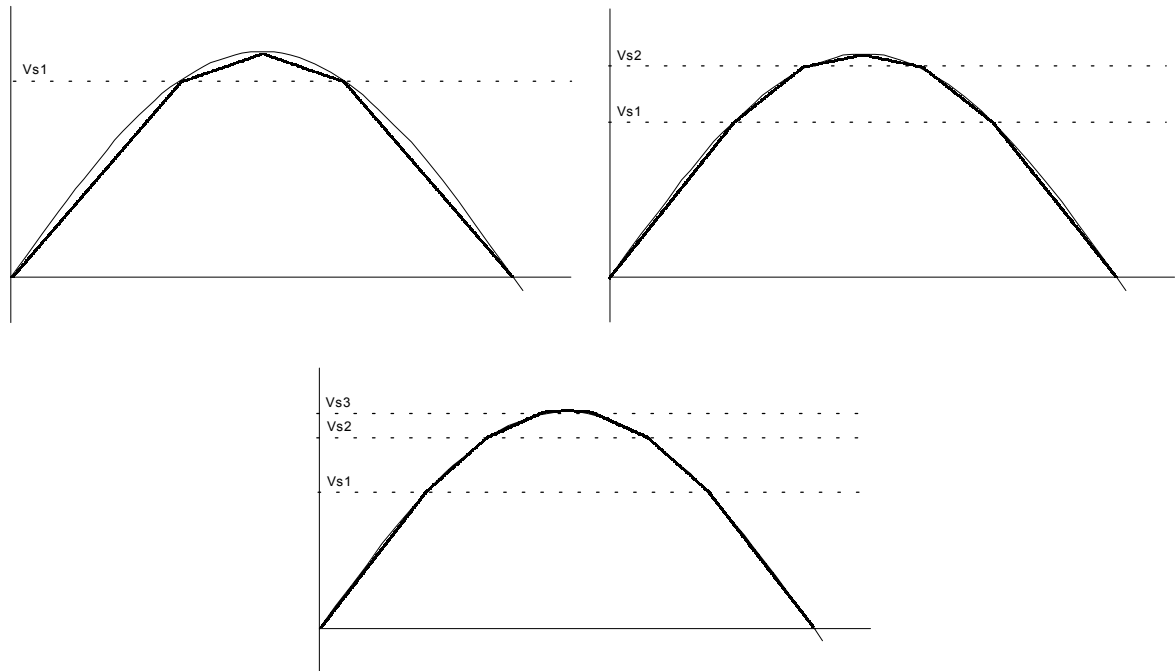


Figura 3.6. Resultado de la síntesis sinusoidal con 1, 2 y 3 tramos o celdas básicas comparando la salida real con la senoide ideal.

3.3. Sintetizador de frecuencia.

Este tipo de generadores, usados principalmente para alta frecuencia, utilizan un oscilador de referencia que se materializa usualmente como un oscilador cristal de precisión que infiere al circuito una gran estabilidad y precisión en frecuencia. Mediante varios circuitos de proceso de esta señal de referencia se consigue producir una frecuencia de salida que resulta ser un múltiplo entero o fraccionario de la frecuencia original. Por lo tanto, el conjunto de frecuencias de salida es discreto y su número, rango y resolución depende de la topología del sintetizador.

Existen básicamente dos tipos de sintetizadores de frecuencia que pasamos a describir a continuación.

3.3.1. Síntesis directa.

Este tipo de síntesis utiliza únicamente divisores y multiplicadores de frecuencia, mezcladores y filtros pasabanda. No existen circuitos que limiten la respuesta en frecuencia de estos sintetizadores y, por lo tanto, la mayor ventaja de este tipo de síntesis de frecuencias es la gran velocidad de cambio de la salida cuando se selecciona una nueva frecuencia. Por otro lado, la gran desventaja es su gran coste en circuitos cuando se exigen altas resoluciones en frecuencia. Además, ante cambios de frecuencia, existen problemas de discontinuidad de fase y la aparición de señales espúreas en la salida.

En la figura 3.7 se muestra un ejemplo de este tipo de generadores. La resolución y el rango de frecuencia está en función del número y tipo de circuitos que lo componen.

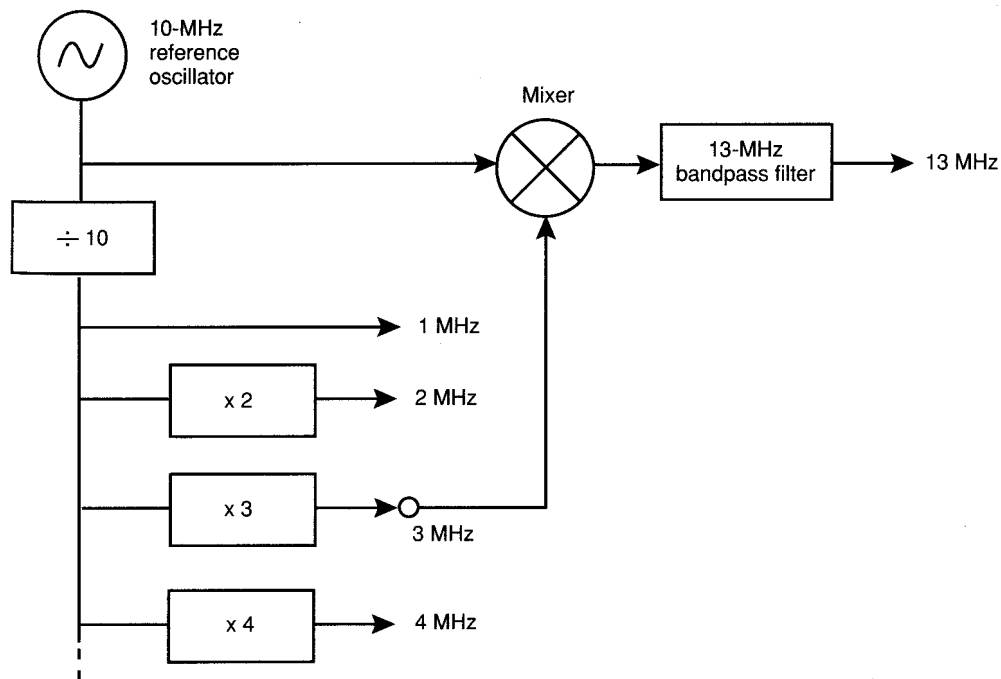


Figura 3.7. Sintetizador directo de frecuencia.

3.3.2. Síntesis indirecta.

En este tipo de sintetizadores se utilizan, básicamente, divisores de frecuencia y circuitos de enganche de fase PLL (phase locked loop). La frecuencia de salida resulta ser múltiplo fraccionario de la frecuencia del oscilador de referencia. En la figura 3.8 se muestra el circuito básico de un sintetizador indirecto de frecuencia.

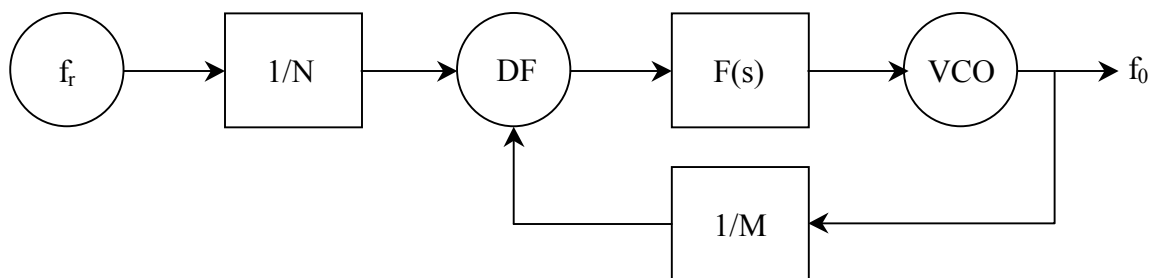


Figura 3.8. Sintetizador indirecto básico de frecuencia.

Para el circuito anterior la frecuencia de salida viene dada por: $f_0 = f_r \frac{M}{N}$ y por lo tanto, la resolución es: $\frac{f_r}{N}$

En la figura 3.9 se observa que la conexión de un divisor de frecuencias en la salida permite aumentar la resolución del sintetizador.

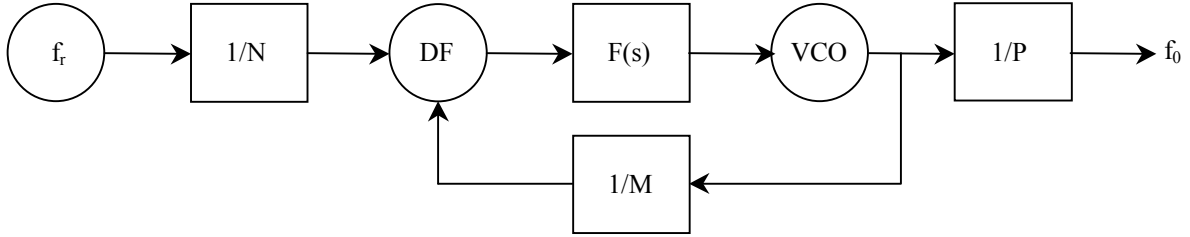


Figura 3.9. Sintetizador indirecto de frecuencia con resolución mejorada.

La nueva frecuencia de salida es ahora $f_0 = \frac{f_r}{N} \frac{M}{P}$ y la resolución $\frac{f_r}{NP}$.

La inclusión de mezcladores mejoran todavía más el rango y resolución de los sintetizadores permitiendo que la frecuencia de salida sea suma de múltiplos fraccionarios de la frecuencia de referencia, como se puede ver en el circuito de la figura 3.10.

Asumiendo que los mezcladores seleccionan la resta y que: $f_1 > \frac{f_2}{P_2}$, la frecuencia de salida viene dada por: $f_0 = \frac{f_r}{N} \left(\frac{M_1}{P_1} + \frac{M_2}{P_1 P_2} \right)$ y por lo tanto, la resolución es: $\frac{f_r}{N P_1 P_2}$.

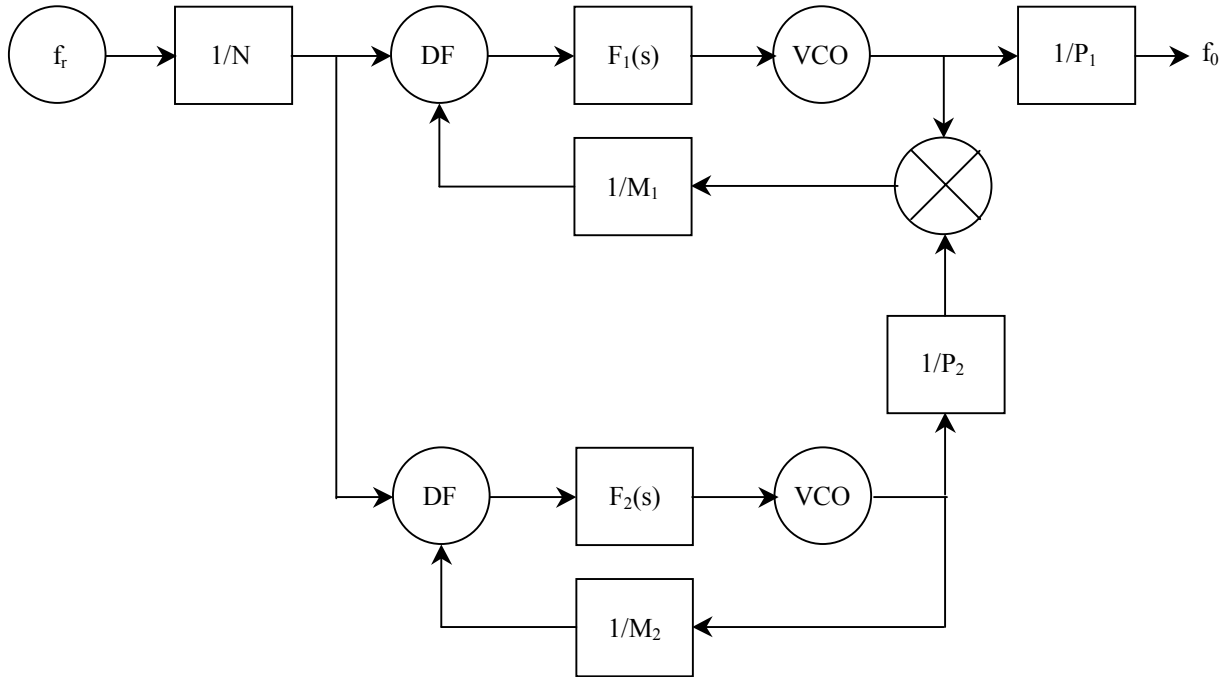


Figura 3.10. Sintetizador indirecto de frecuencia con mezclador.

Cuando se usa un número indeterminado de mezcladores, como en la figura 3.11, se puede generalizar del siguiente modo la ecuación correspondiente a la frecuencia de salida.

$$f_0 = \frac{f_r}{N} \sum_{i=1}^n \left(M_i \left(\prod_{j=1}^i P_j \right)^{-1} \right) \quad (3.5)$$

donde se asume que $f_{i-1} > \frac{f_i}{P_i}$. La resolución viene dada por: $\frac{f_r}{N} \left(\prod_{i=1}^n P_i \right)^{-1}$

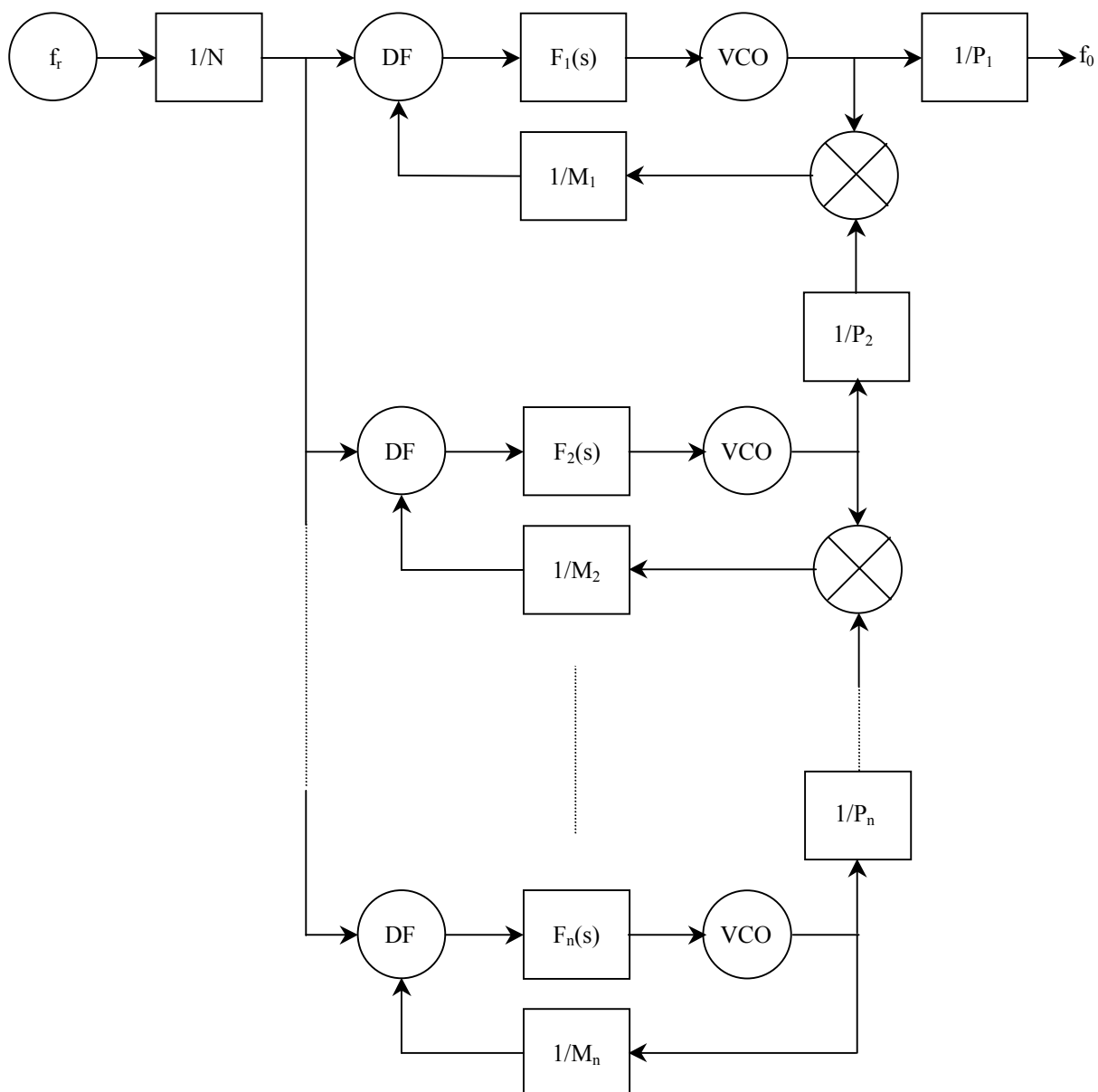


Figura 3.11. Sintetizador indirecto de frecuencia con n mezcladores.

La limitación de este tipo de sintetizadores proviene de la respuesta en frecuencia finita de los circuitos PLL. El bloque funcional $F(s)$ determina la estabilidad del circuito e infiere al sistema una determinada respuesta en frecuencia que limita su velocidad de respuesta. En la práctica se pueden conseguir tiempos de estabilización en la frecuencia de salida del orden de milisegundos. Esto no es un problema serio en la mayoría de las aplicaciones de un sintetizador pero sí en aquellas relacionadas con la modulación en frecuencia (FM, PM, etc.).

3.4. Síntesis muestreada.

La teoría del muestreo nos dice que es posible reconstruir una señal a partir de una secuencia uniformemente espaciada de datos almacenados en memoria y provenientes de una adquisición previa. El criterio de Nyquist limita teóricamente la frecuencia máxima de esta señal al menos a la mitad de la frecuencia de muestreo, aunque en la práctica se exige un sobremuestreo para mejorar la calidad de la señal. En el proceso de la síntesis muestreada,

también llamada síntesis digital directa (DDS), se utiliza una tabla de datos, correspondientes a una determinada forma de onda, cuya variable de entrada es la fase y cuya salida es la amplitud correspondiente que pasa a la salida a través de un convertidor digital analógico y un filtro paso bajo el cual realiza un proceso de interpolación analógica para eliminar los escalones de la forma de onda provenientes de la conversión.

En la siguiente figura podemos ver el diagrama de bloques de un generador por síntesis muestreada.

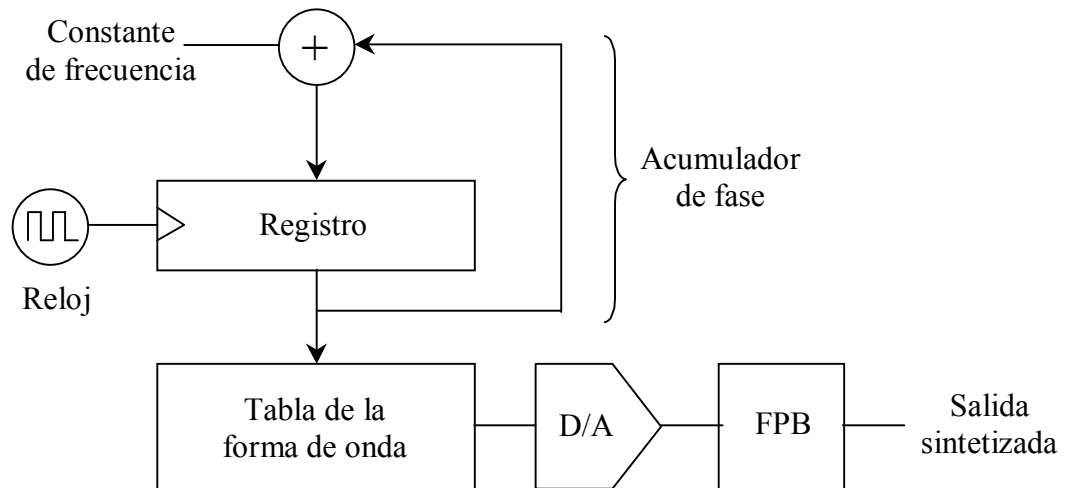


Figura 3.12. Diagrama de bloques de un generador de frecuencia por síntesis muestreada.

El acumulador de fase funciona de modo que se pueda configurar el valor incremento del dato de fase de entrada a la tabla. El valor “constante de frecuencia” determina el número de pasos de fase que hay entre una entrada a la tabla y la siguiente. Si tiene como valor 1 se recuperan todos los valores de la tabla. La resolución en fase es máxima y la frecuencia mínima (máximo número de puntos extraídos de la tabla a frecuencia reloj fija).

Si el valor de la constante de frecuencia es, por ejemplo, 4 se extrae de la tabla 1 de cada 4 valores. En este caso la resolución en fase baja a la cuarta parte mientras que la frecuencia se cuadruplica manteniéndose el número total de puntos como se muestra en la figura 3.13. El valor máximo de la constante de frecuencia vendrá dado, para una determinada configuración de acumulador de fase, por el criterio de Nyquist.

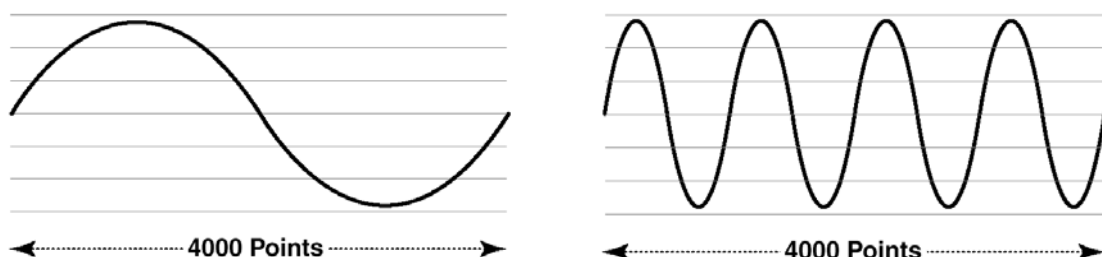


Figura 3.13. Cambio de la base de tiempos en un generador de síntesis muestreada.

En figura 3.14 se muestra el proceso de generación de una señal sinusoidal tras la conversión digital/analógica y el posterior filtrado.

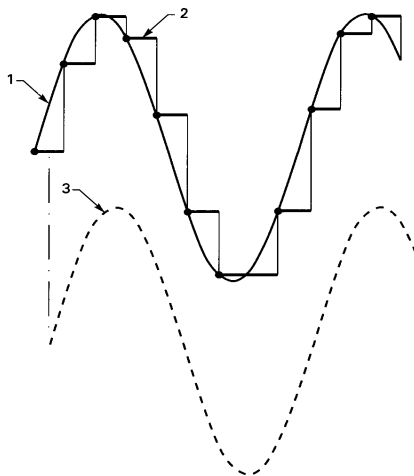


Figura 3.14. Proceso de síntesis de una señal sinusoidal. (1) Señal ideal. (2) Salida del D/A. (3) Salida filtrada.

A continuación vamos a enumerar las ventajas de la síntesis muestreada:

- Gran velocidad de cambio de frecuencia ya que el tamaño del paso de fase puede cambiar de uno al siguiente y, por lo tanto, la frecuencia de la señal de salida.
- Mediante un circuito lógico añadido podemos comenzar elegir cualquier punto de la tabla como elemento inicial, lo cual nos permite tomar de modo arbitrario la fase origen de la forma de onda.
- La inclusión de más tablas de forma de onda también nos permite convertir fácilmente este sintetizador en un generador de funciones.
- Gran exactitud en frecuencia puesto que es posible elegir un acumulador de fase de gran resolución si se dispone de un registro de gran número de bits.

La gran desventaja de este sintetizador es un limitado rango de frecuencias que para tecnologías convencionales es del orden de 10 MHz. Para esas grandes frecuencias el número de puntos por ciclo evidentemente se reduce acercándose al límite establecido por el criterio de Nyquist con lo que la calidad de la forma de onda se degrada. Además, existen algunas otras desventajas propias del uso de sistemas de muestreo y convertidores digital analógico como son el ruido de cuantización, el aliasing y la posible aparición de componentes espúreas en la salida. Estos dos últimos problemas pueden resolverse adecuando el diseño del filtro paso bajo de salida.

3.4.1. Especificaciones de un sintetizador de muestreo.

A continuación vamos a describir los parámetros fundamentales que describen el proceso de muestreo y conversión analógica en los generadores de síntesis muestreada.

- **Velocidad de muestreo.** Para generadores de síntesis muestreada este parámetro define la máxima velocidad de extracción y conversión de los datos de la memoria. Para tecnologías convencionales es del orden de 100 MS/s llegando a alcanzar con tecnologías avanzadas (AsGa) los 2.6 GS/s.

- **Resolución vertical** (en amplitud). Este parámetro viene determinado directamente por el número de bit del convertidor digital/analógico. Para generadores de alta frecuencia se utilizan convertidores de 8 o 10 bits, mientras que en generadores de propósito general a frecuencias más reducidas se pueden encontrar convertidores de 12 o 14 bits. Por ejemplo, si la salida de un generador con un convertidor de 10 bits (1024 niveles) es de $1 V_{p-p}$, se puede tener una resolución (menor incremento posible en la salida) de aproximadamente 1 mV si no hay alguna otra restricción en la arquitectura de sistema.
- **Profundidad de la memoria**. El aumento del tamaño de la memoria del generador implica algunas mejoras en su funcionamiento. Por un lado se puede incluir más de un ciclo de la señal lo cual reduce la distorsión que puede aparecer en la salida debido a la “vuelta atrás” desde la posición final de forma de onda hasta la posición inicial. Por otro lado, sobre todo para señales de alta frecuencia, señales con flancos de gran pendiente o formas de onda complejas, se puede aumentar el número de puntos y, por lo tanto, la calidad de la señal de salida. Hoy en día se pueden encontrar generadores con memoria de hasta 8 MS.
- **Resolución horizontal**. La resolución depende del número de bits del acumulador de fase. Una especificación usual en este tipo de equipo es una resolución de 0.1 Hz aunque es posible encontrar equipos especializados con resolución de hasta 1 μ Hz.
- **Rango de frecuencia**. Normalmente no hay límite inferior en el rango de frecuencia mientras que el límite superior depende de la velocidad de muestreo y de la profundidad de memoria. La frecuencia máxima que se puede obtener sin pérdida de información se puede calcular como $f_{max} = (\text{velocidad de muestreo} / \text{profundidad de memoria}) \times (\text{número de ciclos en memoria})$. Para valores superiores de frecuencia de salida se han de “saltar” puntos degradándose la calidad de señal y manteniéndose la resolución horizontal constante a su valor máximo. Para valores inferiores se ha de bajar adecuadamente la frecuencia del reloj del acumulador de fase (velocidad de muestreo efectiva) de modo que se vuelque a la salida toda la información de la memoria en el tiempo especificado (número de ciclos en memoria / f_{salida}). En este caso la calidad de la señal se mantiene mientras que la resolución horizontal se degrada.
- **Velocidad de cambio de frecuencia** (frequency switching speed). Como ya hemos dicho, este parámetro depende del tiempo de estabilización del circuito ante un cambio de la frecuencia. Afecta fundamentalmente a los sistemas de síntesis indirecta donde aparecen circuitos PLL. Esta velocidad de respuesta depende de la frecuencia final de salida del sintetizador de modo que el tiempo aumenta cuando disminuye la frecuencia. Se suele especificar el tiempo de cambio hasta una frecuencia de 100 Hz y suele ser desde decenas de milisegundos en equipos básicos, hasta centenares de microsegundos en los equipos más especializados. En los generadores con síntesis muestreada este tiempo es tan sólo el de algunos ciclos de reloj.
- **Calidad de señal** (signal purity). Esta especificación afecta a todos los sistemas que, como estos, trabajan en el dominio de la frecuencia y determina la degradación del espectro de la señal de salida respecto del espectro ideal. Se suelen dar los siguientes parámetros:
 - Ruido de fase. Determina la modulación de fase de la señal y se suele dar en magnitud logarítmica dB por Hz.

- Señales espúreas. Son señales no armónicas que aparecen en la salida que suelen provenir del defecto de filtrado de los escalones entre los diferentes niveles de salida del convertidor digital analógico. También aparecen cuando se selecciona un cambio de frecuencia de salida. Se suele especificar también en magnitud logarítmica.

3.5. Generadores de función arbitraria.

Este tipo de generadores (en inglés AFG arbitrary function generator o AWG arbitrary waveform generator) basados en el funcionamiento de los generadores de síntesis muestreada, permite generar señales con formas de onda diversas almacenadas en memoria o con otras de generación manual (configuradas desde panel frontal o teclado) o adquiridas mediante diversas herramientas (sistemas de cálculo matemático, simulación, CAD, etc.) o equipos electrónicos (osciloscopios digitales, analizadores lógicos, etc.).

La diferencia básica entre AFG y AWG estriba únicamente en la potencia de almacenamiento, adquisición y edición del generador. En un AFG se dispone de una librería básica de formas de onda y los procesos de adquisición y edición de nuevas formas de onda esta limitado. Para un AWG todas estas características están notablemente mejoradas. Todas las características y especificaciones introducidas para los sintetizadores de muestreo son válidas para describir a los generadores de función arbitraria. En la figura 3.15 se muestra el frontal de uno de estos equipos.

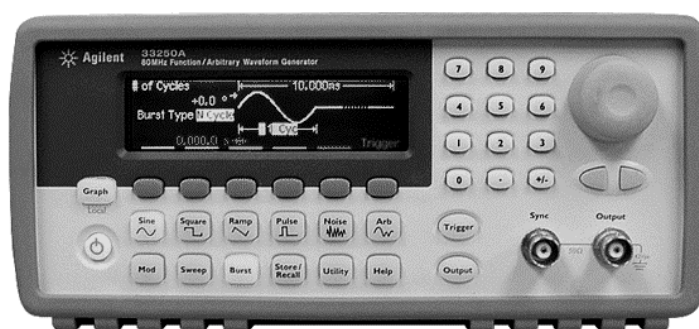


Figura 3.15. Frontal de un generador de funciones arbitrarias.

3.5.1. Principio de operación.

Partiendo del diagrama de bloques del circuito de síntesis muestreada y añadiendo una entrada de carga al bloque que contiene la tabla de la forma de onda se obtiene el diagrama del generador de función arbitraria (figura 3.16).

La diferencia fundamental aparece en el bloque de carga y lectura de la tabla de la forma de onda. Esta tabla se implementa en una memoria de acceso aleatorio RAM lo cual nos permite diversidad de funciones de edición y acceso.

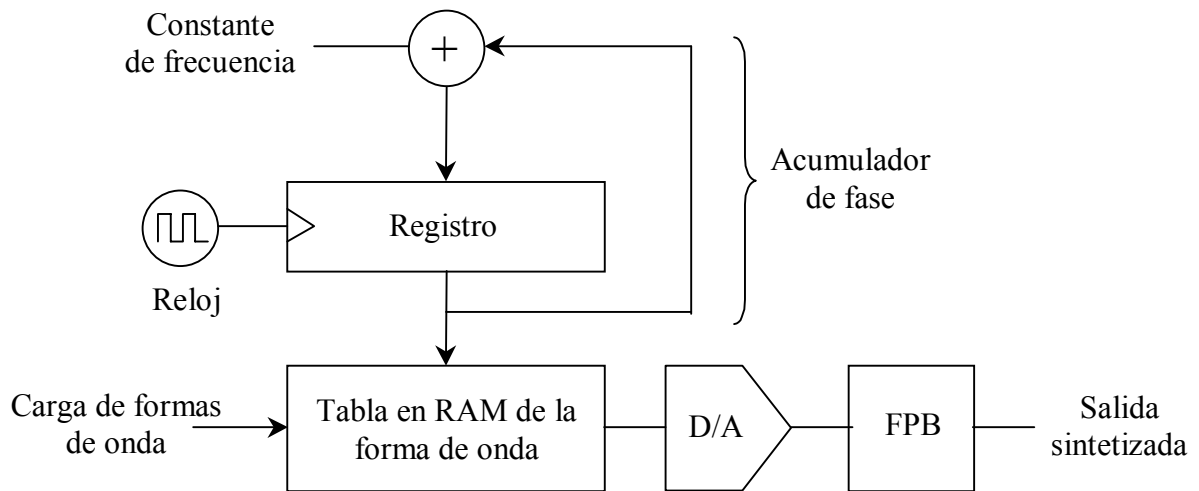


Figura 3.16. Diagrama básico de un generador de funciones arbitrarias.

En la figura 3.17 se muestra un diagrama de bloques de una configuración de la arquitectura de un AFG en la que se incluye el sistema basado en microprocesador que permite la configuración local y remota del equipo y la transferencia de datos a través de un bus estándar de comunicaciones. A continuación se van a describir los modos de funcionamiento, configuración de un AFG y los procesos de edición de formas de onda que permite este sistema.

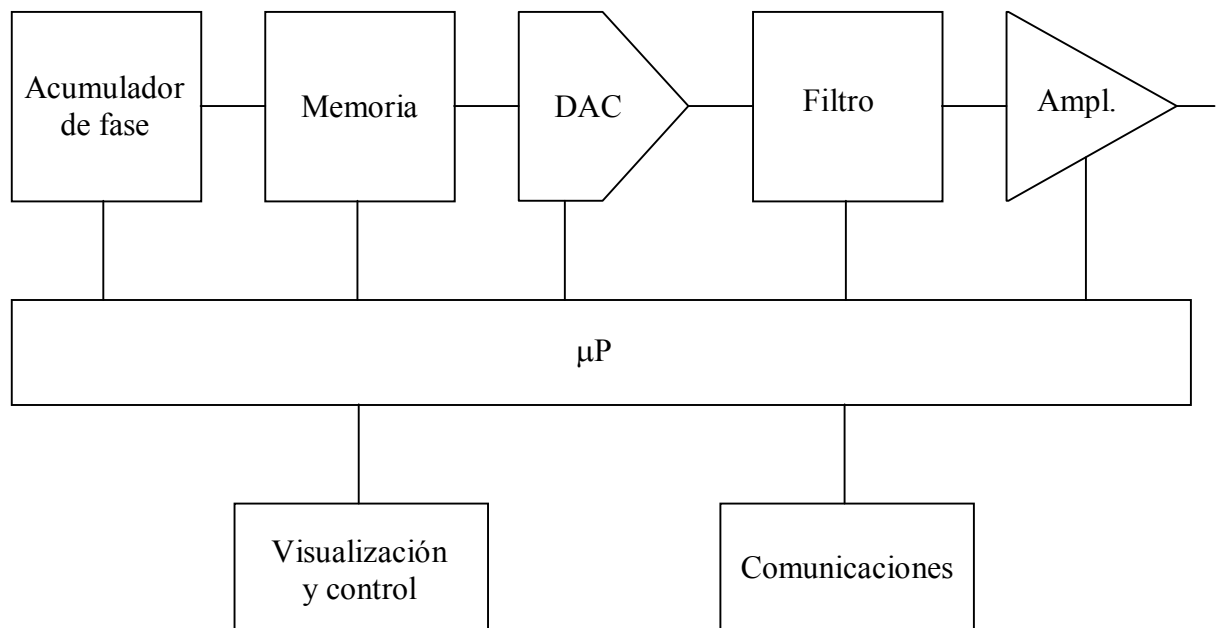


Figura 3.17. Arquitectura un generador de funciones arbitrarias.

3.5.2. Modos de funcionamiento.

En este apartado se van a dar los diferentes procesos para generar la formas de onda que se obtendrán en la salida. En el primero de ellos es posible obtener diferentes formas combinando adecuadamente los datos de la memoria antes de la conversión, mientras que en el segundo se altera de un modo controlado la forma mediante su filtrado paramétrico después de la conversión.

Secuenciación de formas de onda.

- Modo normal. Se recorre la memoria de modo secuencial
- Looping y jumping. Se enlazan diferentes segmentos de una misma forma de onda de la memoria.
- Linking. Se enlazan segmentos o formas de onda distintas grabadas en la memoria.
- Looping, jumping y linking. Combinación de las técnicas anteriores.

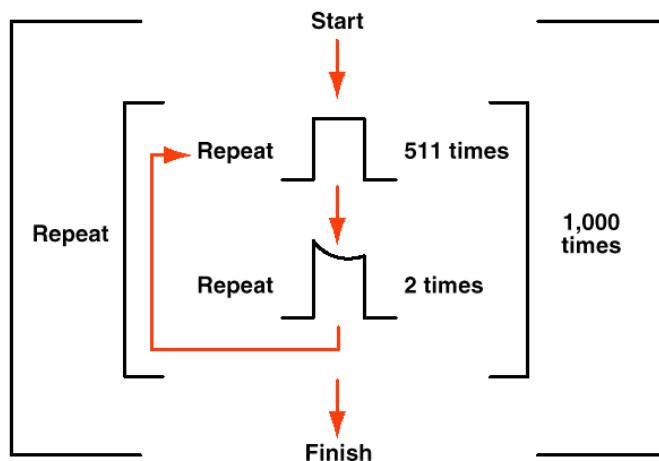


Figura 3.18. Un ejemplo de la secuenciación de formas de onda.

Filtrado selectivo. Mediante la utilización de filtros de diferentes características (basa banda, elimina banda, etc.) es posible modificar convenientemente una forma de onda original simple eliminando o atenuando determinadas componentes armónicas para convertirla en otra distinta de mayor complejidad.

3.5.3. Modos de adquisición.

Aquí se enumeran algunos de los posibles métodos de adquisición de los datos que pasan a la memoria para su posterior conversión:

- Formas de onda de librería.
- Array digital.
- Ecuación.
- Adquisición de ondas reales desde osciloscopio.
- Generación con herramientas gráficas.
- Adquisición desde digitalizador o scanner.

3.5.4. Edición de formas de onda.

Ahora se citan los posibles medios que permiten la edición de las formas de onda.

- Edición gráfica.
- Escalado.
- Operadores algebraicos.

3.6. Generadores de datos.

Este último tipo de fuente de señal, los generadores de datos DG (data generator), es una herramienta especializada para los ensayos de equipos digitales donde los generadores

descritos anteriormente no tienen capacidad suficiente. Los generadores de datos obtienen cadenas de señales binarias (unos o ceros) con determinadas características analógicas y, sobre todo digitales parametrizables.

Los generadores de datos se caracterizan fundamentalmente por las siguientes cualidades:

Secuenciamiento. En ensayos digitales normalmente se requiere generar cadenas de datos complejas de gran contenido. Para evitar la necesidad de incorporar al equipo grandes memorias donde almacenar una determinada secuencia, los DG disponen de un potente sistema secuenciador capaz de generar este tipo de señales con un uso óptimo de memoria.

Salida múltiple. Los sistemas digitales bajo ensayo disponen usualmente de un gran número de señales de entrada (buses) lo cual implica que los DG dispongan también de un conjunto suficiente de salidas.

Compatibilidad con otros sistemas digitales de ensayo. Los modernos DG aceptan datos provenientes de analizadores lógicos, osciloscopios digitales, simuladores, emuladores, etc., con el objeto de optimizar la tarea de especificación de la secuencia de datos a generar.

Visualización compleja. La gran complejidad y volumen de la información generada requiere una potente visualización donde se detalle simultáneamente los cronogramas de las señales generadas en cada canal del DG. Esta visualización debe de permitir, además, el uso de cursores, marcadores y otras herramientas de medición automática. Un ejemplo del visualizador de un DG se puede ver en la figura 3.19.

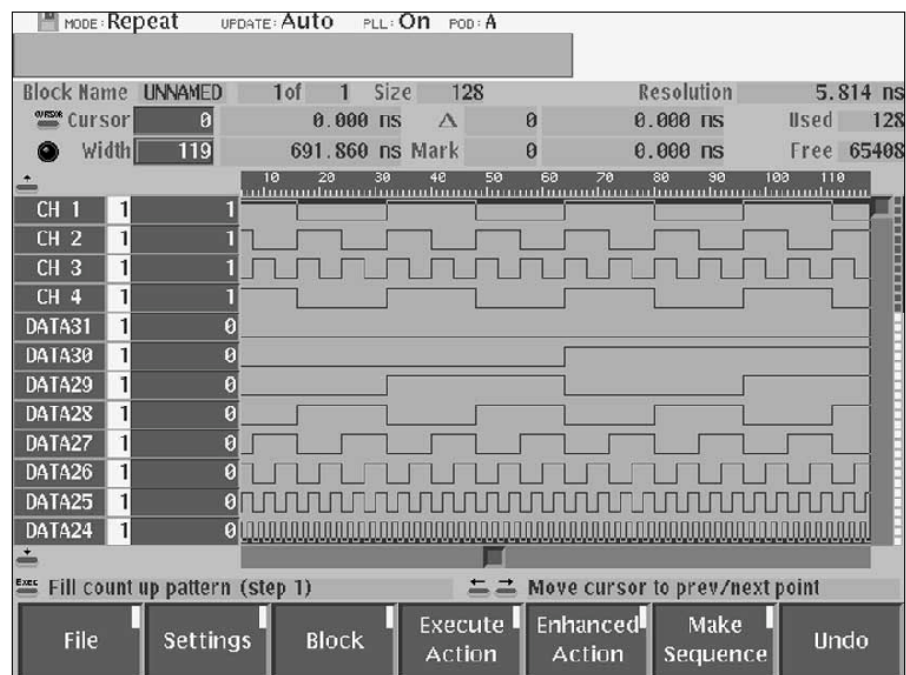


Figura 3.19. Visualizador de un generador de datos multicanal.

En la figura 3.20 se muestra el diagrama de bloques que describe la arquitectura de un generador de datos básico. En este diagrama aparece un generador de direcciones, una memoria de formas de onda, un registro de desplazamiento, etc., pero no existe como en los

AFG o AWG ningún convertidor digital/analógico puesto que no son necesarios ya que la salida de un DG es digital.

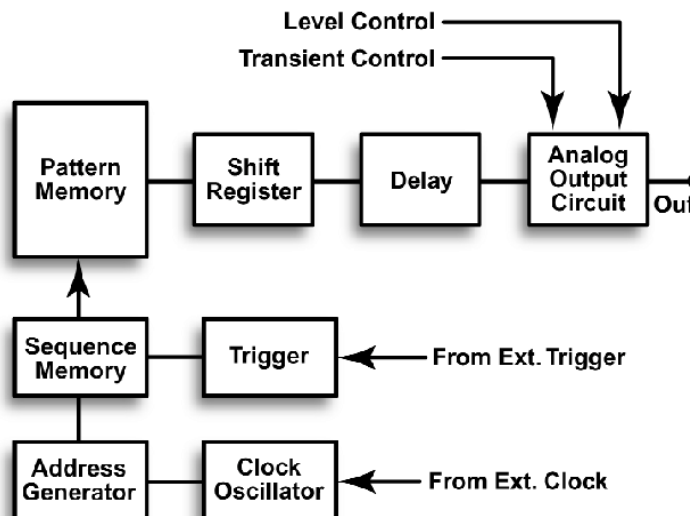


Figura 3.20. Diagrama de bloques de un generador de datos.

Sin embargo, sí existe un bloque analógico de salida que es el responsable de fijar o perturbar la amplitud de la tensión de salida (figura 3.21a) y las pendientes de los flancos de la señal (figura 3.21b). El bloque “Delay” permite, mediante su correcta parametrización, programar los retrasos de la señal en la salida e incluso generar cambios periódicos de la posición de los flancos (jitter) de la señal (incluso con saltos del orden de los pS), como se puede observar en la figura 3.21c.

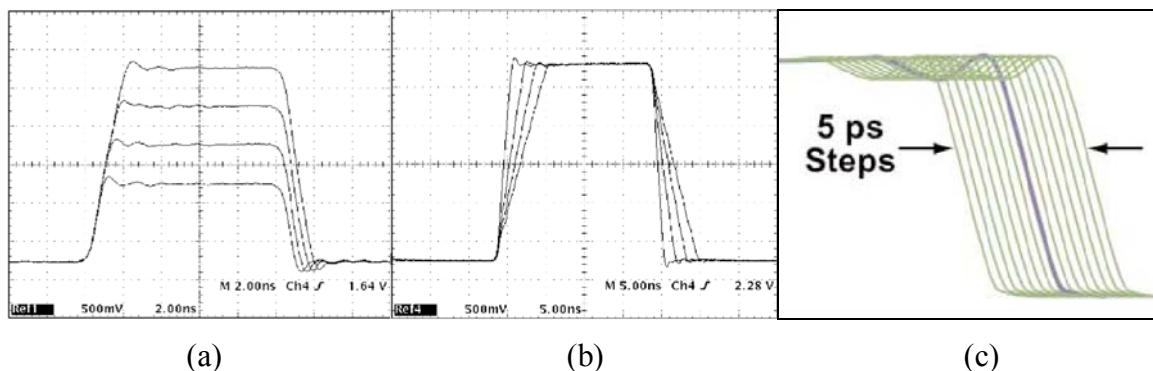


Figura 3.21. Perturbaciones de la amplitud (a), de la pendiente de los flancos (b) y de posición (jitter) (c) en señales de un generador de datos.

3.7. Bibliografía.

- [1] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).
- [2] “An Overview of Signal Source Technology and Applications”, Tektronix (nota de aplicación).

Anexo 1

A. Determinación de la ganancia de las celdas de un sintetizador sinusoidal.

Inicialmente simbolizamos el circuito sintetizador de onda sinusoidal como el de la figura 3.22, un amplificador de ganancia G cuya entrada es la señal triangular V_i y su salida la señal V_o .

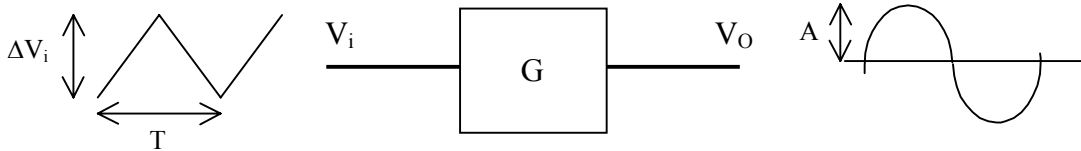


Figura 3.22. Primera aproximación al circuito sintetizador sinusoidal.

Deseamos que la salida se parezca lo más posible a una senoide, es decir, nuestro objetivo sería:

$$V_o(t) \approx A \sin(\omega t) \quad \text{con} \quad \omega = \frac{2\pi}{T} \quad (3.6)$$

Así se debe de cumplir:

$$V_o' = \left(\frac{dV_o}{dt} \right) = A\omega \cos(\omega t) \quad (3.7)$$

Combinando adecuadamente las anteriores expresiones y utilizando una relación trigonométrica se obtiene:

$$\left(\frac{V_o}{A} \right)^2 + \left(\frac{V_o'}{A\omega} \right)^2 = 1 \quad (3.8)$$

Además, a partir de la figura 3.22 es fácil deducir:

$$V_o = GV_i ; \quad V_o' = \pm GV_i' = \pm G \frac{2\Delta V_i}{T} = 2G\Delta V_i f = \frac{\omega G\Delta V_i}{\pi} \quad (3.9)$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 3.8, resulta:

$$V_o^2 + \left(\frac{G\Delta V_i}{\pi} \right)^2 = A^2 \quad (3.10)$$

Despejando el valor de G , tomando valores (tantos como celdas básicas contenga el circuito) y teniendo en cuenta el signo menos correspondiente a la característica negativa de la ganancia del circuito de la figura 3.5 se obtiene la expresión final de la ecuación 3.4.

$$G(V_{Ok}) = -\frac{\pi}{\Delta V_i} \sqrt{A^2 - V_{Ok}^2} \quad (3.11)$$

donde k es el índice correspondiente a cada una de las n celdas y, por lo tanto, $k = 1 \dots n$.

4. MEDIDA DE TIEMPO Y FRECUENCIA

4.1. Introducción.

Esta lección trata del análisis de los equipos que se encargan de medir tiempo y frecuencia. Realizaremos un estudio de la configuración básica de estos equipos, el contador convencional, de los tipos de medida que con él se pueden realizar, de los circuitos auxiliares y de acondicionamiento de la señal necesarios y de las fuentes de error, de la exactitud de las medidas y demás especificaciones abordando, además, el estudio de modernas técnicas de medida que minimicen los errores (contadores recíprocos). También se introducirán los equipos para la medición de frecuencias en el espectro de las microondas.

4.2. Contadores convencionales.

4.2.1. Conceptos básicos.

El contador convencional es un dispositivo electrónico digital capaz de medir la repetición de eventos de una señal de entrada. Con un diseño adecuado y una correcta elección de la base de tiempos del sistema se puede realizar la medición de frecuencia o periodo de una señal, la relación de frecuencias de dos señales, el intervalo de tiempo entre dos eventos o la medida total de tiempo de duración (totalización) de un grupo específico de eventos.

Básicamente un contador convencional está constituido por los siguientes circuitos:

- Circuito de acondicionamiento de la señal de entrada.
- Base de tiempos.
- Puerta principal.
- Biestables de disparo y divisores de frecuencia.
- Registro de cuenta.
- Dispositivo de visualización (display).

La configuración y conexión de estos elementos da lugar a los diversos modos de funcionamiento del contador convencional que se estudian a continuación.

4.2.2. Medida de frecuencia.

La frecuencia, f , de una señal repetitiva (periódica) se puede definir como el número de ciclos de la señal por unidad de tiempo. Esto se puede representar por la siguiente ecuación:

$$f = \frac{n}{t} \quad (4.1)$$

donde n es el número de ciclos de la señal que ocurren durante el intervalo de tiempo t . Si $t = 1\text{ s}$ entonces n es la frecuencia medida directamente en Hz. Por lo tanto, para medir frecuencia simplemente debemos contar ciclos en una unidad calibrada de tiempo (base de tiempos). El diagrama de bloques de la figura 4.1 muestra la conexión de un contador en modo de medida de frecuencia.

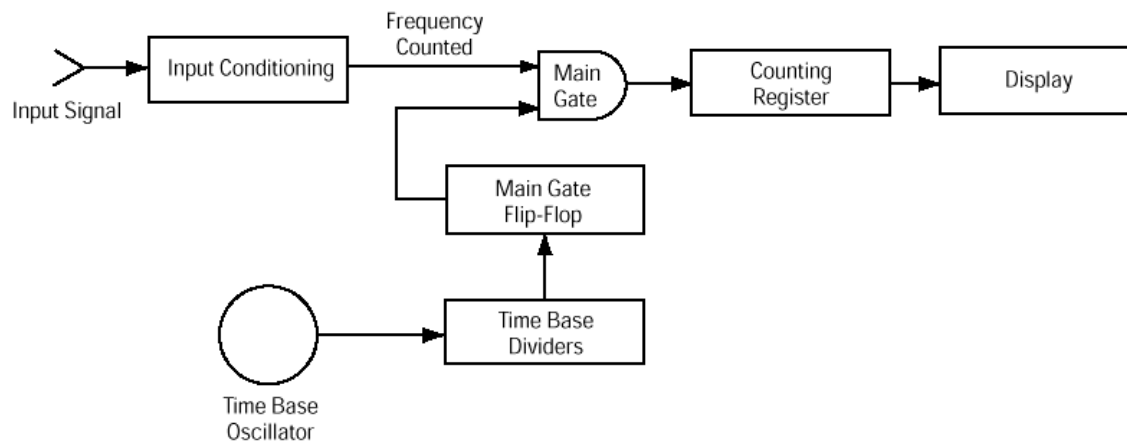


Figura 4.1. Diagrama de bloques de un contador convencional en modo frecuencímetro.

La señal de entrada se acondiciona (input conditioning) para conseguir una forma de onda compatible con los circuitos internos del contador. La señal ya acondicionada aparece en una de las entradas de la puerta principal (main gate) y pasa al registro de cuenta (counting register) donde se acumula el número de estados activos, n en la ecuación 4.1, que componen la señal durante el tiempo calibrado en que la otra entrada de la puerta está en estado activo. La exactitud de la medida de frecuencia depende de la exactitud de la base de tiempos (time base oscillator) que se consigue, en la mayoría de los casos a partir de un oscilador cristal.

El divisor de la base de tiempos (time base divider) transforma la señal de salida de la base de tiempo en una señal compatible cuya frecuencia es variable en pasos seleccionables de décadas. El tiempo del estado activo de esta señal, t en la ecuación 4.1, corresponde al periodo de la señal de salida del divisor ya que se intercala antes de la entrada de la puerta un biestable (main gate flip-flop) tipo T (divisor por dos de la frecuencia de entrada con salida de ciclo de trabajo 0,5).

Finalmente la frecuencia, f en la ecuación 4.1, se muestra en el visualizador (display) que normalmente es numérico (o alfanumérico para mostrar también las unidades de medida) de 4½, 5 o más dígitos. En un principio, el número de dígitos debe ser suficiente para poder visualizar el número máximo de cuentas posible almacenado en el registro. Si la realización práctica de este registro se hace a partir de contadores BCD, el número de dígitos del visualizador debe coincidir con el número de contadores utilizados.

Los indicadores de múltiplo o submúltiplo de la unidad de medida y la posición del punto decimal depende directamente del paso de década de división seleccionado en la base de tiempos. Por ejemplo, si el número total de pulsos almacenados en el registro es de 50.000 y la base de tiempos seleccionada es 1 segundo, la frecuencia que debe mostrarse en un visualizador de 5 dígitos es de 50.000 Hz (o 50,000 kHz). Para mejorar la resolución de la medida es conveniente aumentar en lo posible el número de décadas de división de la base de tiempos.

4.2.3. Medida de periodo.

El periodo T de una señal es la inversa de su frecuencia $T=1/f$ aunque también es posible definirlo como:

$$\therefore T = \frac{t}{n} \quad (4.2)$$

donde t es el tiempo transcurrido durante un número n de ciclos de la señal. Este es el también llamado periodo promediado que coincide exactamente con T si la frecuencia de la señal permanece constante durante el tiempo de medida.

En la figura 4.2 se muestra el diagrama de bloques que corresponde a un contador convencional en modo de medida de periodos (periodómetro).

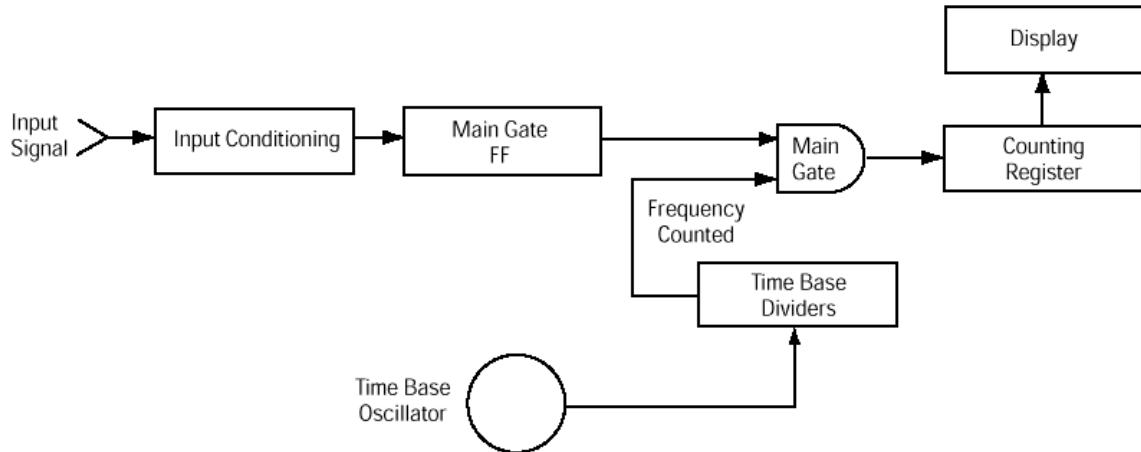


Figura 4.2. Diagrama de bloques de un contador convencional en modo periodómetro.

En este caso el registro de cuenta almacena el número de ciclos de la base de tiempos durante el periodo t de la señal de entrada. Obsérvese que la duración del estado activo en la entrada superior de la puerta coincide con el periodo de la señal de entrada gracias a la función del biestable T . La cuenta acumulada coincide con la medición del periodo sin promedio con las unidades correspondiente a la división de la base de tiempos seleccionada.

Para mejorar la resolución de la medida es conveniente reducir en lo posible el número de décadas de división de la base de tiempos. Si se requiere mejorar esta resolución o si el periodo de la señal de entrada es comparable a la duración mínima del estado activo de la base de tiempos, es necesario conectar un nuevo conjunto de divisores de décadas de frecuencia a la salida del acondicionador de la señal de entrada, con el objeto de aumentar el tiempo en el que la puerta principal esté activa. Ésta es la base de la técnica de medida promediada de periodos descrita por la ecuación 4.2.

4.2.4. Medida de relación de frecuencias.

En la figura 4.3 se muestra el diagrama de bloque de un medidor de relación de frecuencias. Esta relación se determina usando la señal con menor frecuencia como señal de control de la puerta (en el lugar de la base de tiempos). Durante un periodo de esta señal se pasa al registro la cuenta de pulsos de la señal de mayor frecuencia.

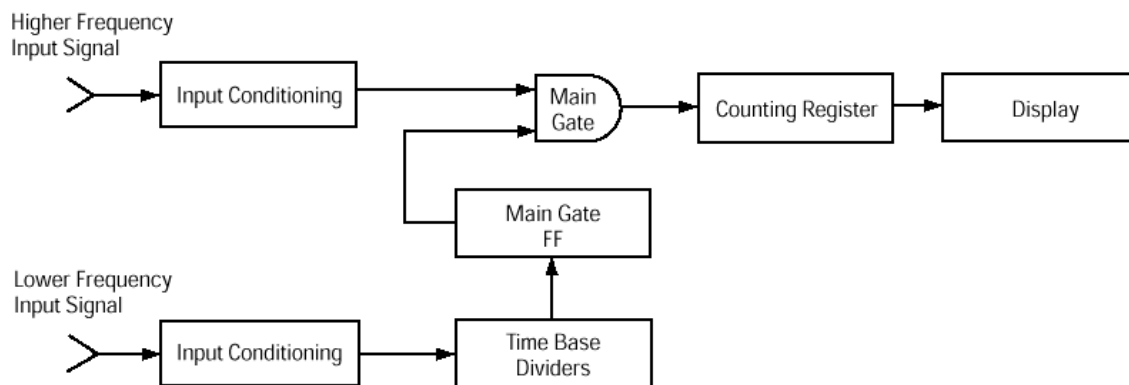


Figura 4.3. Diagrama de bloques de un contador convencional en modo de medida de relación de frecuencias.

La cuenta acumulada en el registro informa de cuantas veces es mayor una frecuencia respecto la otra. Para aumentar la resolución y exactitud de esta medida es frecuente el uso de la técnica de promediado intercalando divisores de frecuencia en la entrada de la puerta correspondiente a la señal de mayor frecuencia.

4.2.5. Medida de intervalos de tiempo.

En la figura 4.4 se muestra el diagrama de bloques correspondiente a este tipo de equipos en los que la puerta principal está controlada por un flip flop (tipo RS, por ejemplo) con dos entradas independientes, la señal Start la cual permite que la salida de la base de tiempos pase al registro, y la señal Stop que bloquea nuevamente la puerta. Durante este intervalo se acumula en el registro la cuenta correspondiente a la medida de este espacio de tiempo. En el apartado 4.6 se discutirán técnicas que logran mejorar la exactitud y resolución de esta medida de tiempo.

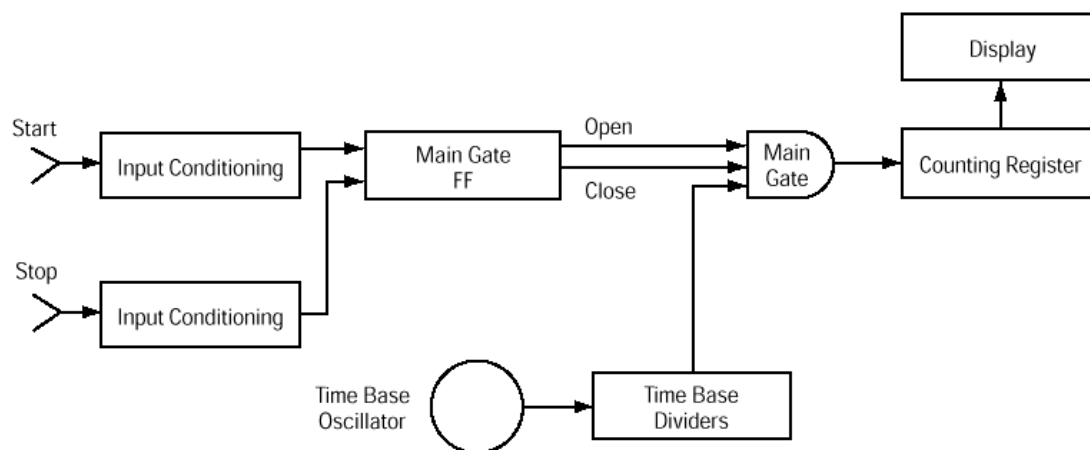


Figura 4.4. Diagrama de bloques de un contador convencional en modo de medida de intervalo de tiempos.

En ocasiones es necesario medir intervalos de tiempo entre diferentes eventos de una misma señal como ocurre en el ejemplo de la figura 4.5. En este caso la generación de las señales de control de la puerta se puede realizar conectando esta única señal a circuitos de acondicionamiento con niveles de disparo convenientemente ajustados. Para nuestro ejemplo, el canal de entrada correspondiente a la señal Start podría ajustarse con un nivel de disparo de 0,5V y el de la señal Stop con 1,5V.

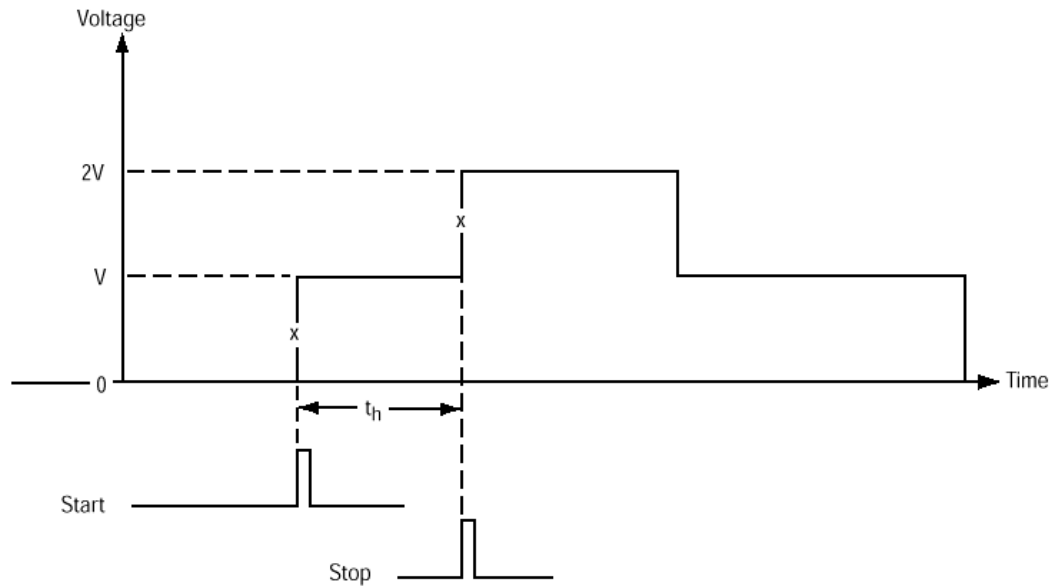


Figura 4.5. Medida del intervalo de tiempo t_h mediante el ajuste del nivel de disparo.

En la figura 4.6 se muestra como ejemplo otros usos de medidores de intervalo de tiempo para la medición de desfases o retrasos entre señales (a) y de tiempos de subida (o bajada) de los flancos de una señal (b).

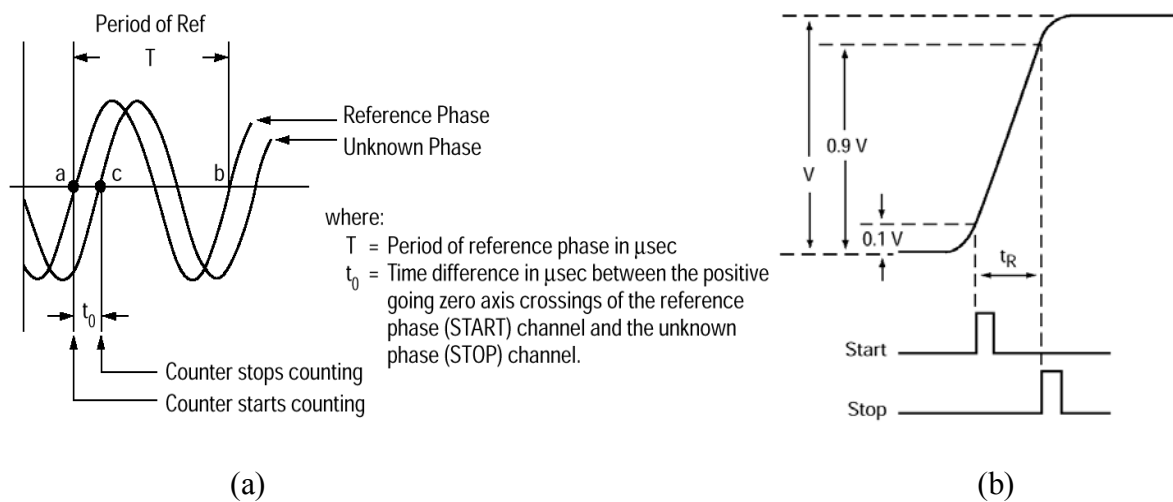


Figura 4.6. Medida de la fase entre señales (a) y del tiempo de subida (b).

4.2.6. Otras funciones del contador convencional.

Contador en modo totalizador. En este caso la puerta principal está controlada por una señal Start/Stop proveniente del panel frontal de control del contador o de una entrada auxiliar. Durante el estado activo de esta señal la entrada pasa al registro que acumula la cuenta de la totalidad de los eventos de la señal de entrada durante este tiempo. Nótese que en este tipo de contadores no se utiliza la base de tiempos.

Contadores normalizadores. Están configurados como frecuencímetros y visualizan un valor que corresponde a la medida de la frecuencia multiplicada por una constante previamente especificada. Se utilizan para calibrar una medida física que se obtiene mediante

un determinado sensor con salida en frecuencia. Como ejemplo se pueden citar los medidores RPM (revoluciones por minuto) o los caudalímetros rotativos.

Contadores presestados. Son aquellos a los que se les ha añadido un circuito auxiliar cuya salida informa si la cuenta acumulada en el registro excede un valor previamente determinado (preset). Un ejemplo sería el del medidor RPM de un automóvil capaz de cortar la inyección de combustible al sobrepasar un determinado valor de revoluciones del motor.

Contadores preescalados. En un contador convencional configurado como frecuencímetro existen varios circuitos que limitan la máxima frecuencia que es posible medir. Si nos olvidamos momentáneamente de las limitaciones que provienen del circuito de acondicionamiento de entrada, los límites vienen dados principalmente por la velocidad de la puerta principal y del registro de almacenamiento. Una posible solución para aumentar el límite superior del rango de frecuencias se plantea en la figura 4.7 en la que se ha intercalado un divisor por N (preescalado) de la señal de entrada justo antes de la puerta. Una correcta configuración de la indicación en el visualizador (multiplicada por N) permite mostrar la frecuencia real.

En este caso se realiza una medida de frecuencia promedio que permite aumentar el rango de frecuencias (multiplicada por N) sin tener que mejorar las prestaciones de la circuitería digital del contador y, por lo tanto, su coste. Como contrapartida, se pierde resolución y velocidad de medida (ambas divididas por N). En este tipo de contadores no será posible realizar cuentas totalizadas en el extremo superior del rango de frecuencias ampliado.

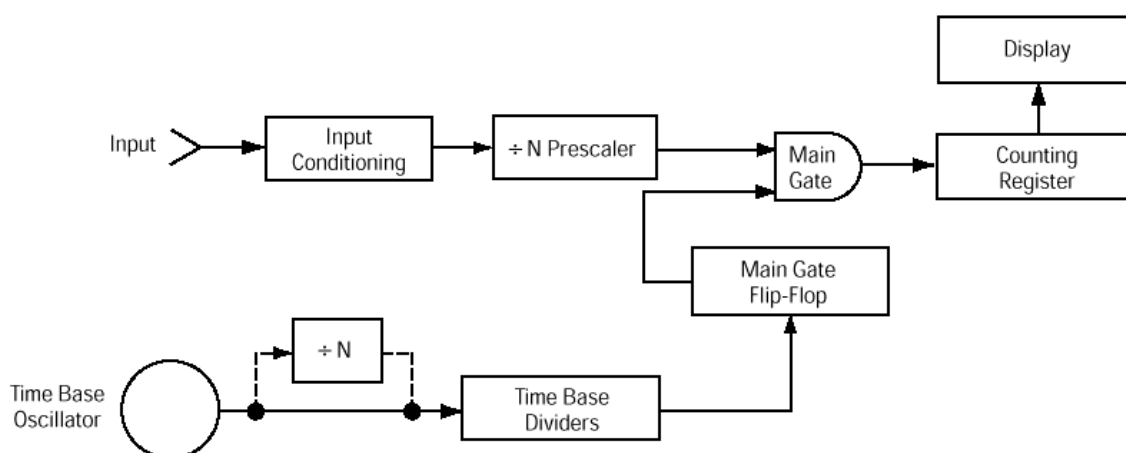


Figura 4.7. Diagrama de bloques de un contador preescalado.

4.3. Elementos y especificaciones (prestaciones) de un contador convencional.

4.3.1. Sección de entrada.

El diagrama simplificado de la sección de entrada de un contador convencional se muestra en la figura 4.8.

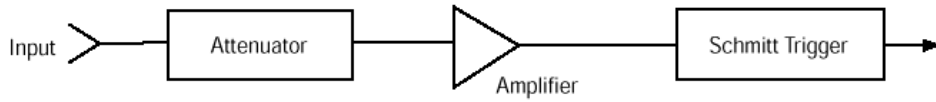


Figura 4.8. Diagrama de bloques simplificado de la sección de entrada de un contador convencional.

Este circuito consta de un atenuador/amplificador que adapta los niveles de la señal analógica de entrada y de un circuito trigger Schmitt que la convierte en señal digital compatible con la puerta principal y el resto de la circuitería digital. Del análisis de esta sección se pueden determinar las siguientes especificaciones.

- A. Sensibilidad.** Para un contador convencional la sensibilidad se define como la amplitud mínima de una señal de entrada específica que puede ser contada. Si consideramos en la sección de entrada únicamente el circuito Schmitt, la sensibilidad pico a pico queda definida, como se muestra en la figura 4.9, por la anchura de la histéresis $E_{ON}-E_{OFF}$. Normalmente la sensibilidad se mide en términos RMS para una señal de entrada sinusoidal como:

$$\text{Sensibilidad RMS} = \frac{E_{ON} - E_{OFF}}{2\sqrt{2}} \quad (4.3)$$

Por lo tanto, para señales de entrada tipo pulso la sensibilidad es $2\sqrt{2}$ de la especificada para entrada sinusoidal.

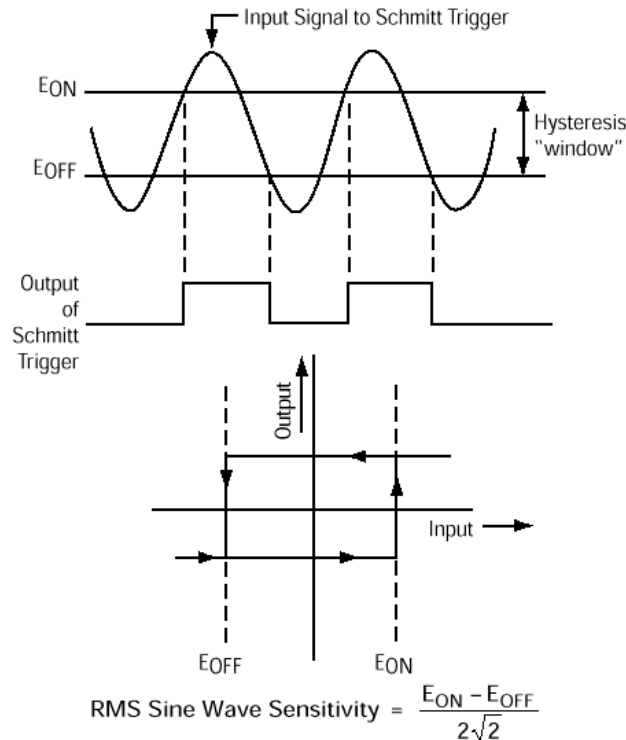


Figura 4.9. Sensibilidad e histéresis de un contador.

En resumen, se realizará una cuenta siempre que la señal supere los dos umbrales (el superior y el inferior) del circuito trigger Schmitt como se muestra en la figura 4.10

en la que se muestra (b) la importancia que tiene el uso de histéresis al efecto de aumentar la inmunidad al ruido del contador.

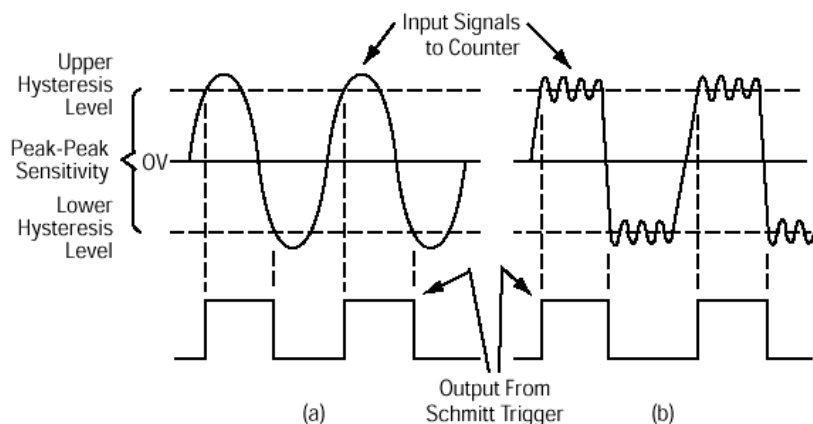


Figura 4.10. Efecto de la histéresis frente al ruido de la señal de entrada.

En cualquier caso, para la correcta especificación de la sensibilidad, hay que tener en cuenta la ganancia del atenuador/amplificador previo al circuito trigger. En un principio parece evidente que cuanto más alta sea la ganancia se conseguirá mayor sensibilidad pero no hay que olvidar que al aumentar dicha ganancia no sólo se amplifica la señal sino también el ruido que puede provocar falso conteo. La sensibilidad óptima se consigue tras lograr un compromiso adecuado en la elección de la ganancia total de los circuitos previos al Schmitt.

- B. Acoplamiento ac y dc.** La figura 4.11 muestra como el acoplamiento ac de la entrada permite el conteo de señales con contenido dc. Este acoplamiento ac se consigue conectando a la entrada un condensador de paso (en serie) de gran valor.

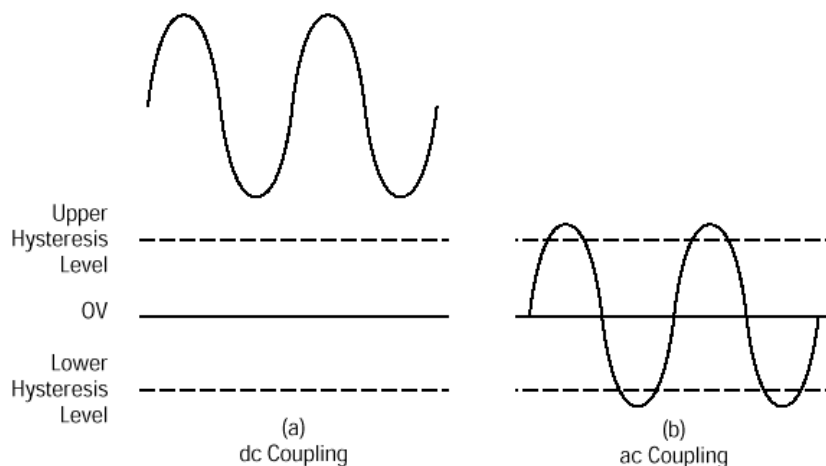


Figura 4.11. Acoplamiento dc y ac de la señal de entrada.

- C. Nivel de disparo.** En el caso de señales de entrada con ciclos de trabajo distintos de 50%, el uso del acoplamiento ac no es útil para garantizar que la señal quede dentro de la ventana de histéresis. En este caso es necesario modificar el valor de la tensión del centro de la histéresis (nivel de disparo) y adaptarlo convenientemente en función de la componente dc de la señal como se muestra en la figura 4.12. En el caso (a) con una histéresis centrada en 0 (nivel de referencia) no hay conteo, mientras que en el caso (b)

y (c) sí, ya que se han tomado valores adecuados del nivel de disparo V_C respecto del nivel de referencia.

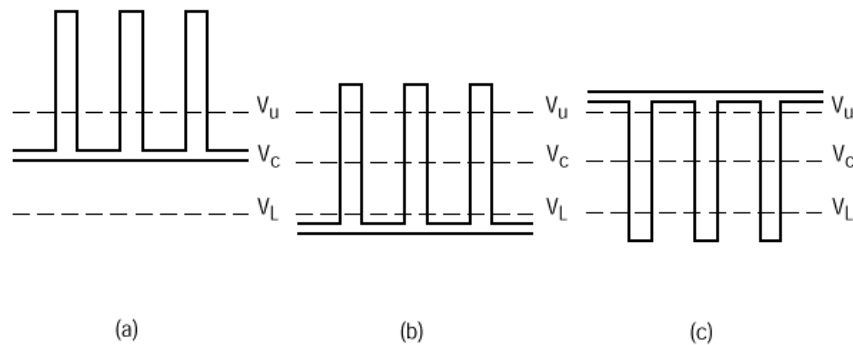


Figura 4.12. Efecto de la elección del nivel de disparo.

- D. Control de pendiente de disparo.** Determina si el Schmitt se dispara con una señal con pendiente positiva o negativa para generar a la salida un estado alto. El cambio en la selección de la pendiente de control se materializa añadiendo a continuación del Schmitt una etapa inversora o no inversora.
- E. Rango dinámico.** Se define como la mayor amplitud que es posible poner a la entrada del atenuador/amplificador de entrada manteniendo su linealidad. En realidad el mantenimiento de esta linealidad no es importante en contadores mientras que no se realicen conteos erróneos, sin embargo, cuando se aumentan en exceso los niveles a la entrada se producen efectos de saturación que afectan normalmente a la velocidad de respuesta de los amplificadores que se hacen más lentos. Además, en estas condiciones la impedancia de entrada baja sustancialmente aumentando el efecto de carga sobre la señal de entrada. En ciertas condiciones el exceso de señal produce daños irreversibles en la entrada que hay que evitar mediante circuitos de protección (limitadores y fusibles) capaces de responder incluso ante transitorios rápidos.
- F. Atenuadores.** Una manera de aumentar el rango dinámico consiste en la inclusión de atenuadores que reducen la señal de entrada hasta valores seguros. Se suelen instalar atenuadores calibrados en décadas ($\times 10$, $\times 100$, etc.).
- G. Impedancia de entrada.** Los contadores de propósito general con frecuencias de entrada de hasta 10MHz disponen de entradas de alta impedancia normalizadas de $1M\Omega$ y 35 pF. Al aumentar más la frecuencia esta capacidad hace que la impedancia baje rápidamente lo que supone un aumento importante del efecto de carga. En contadores de frecuencias de entrada por encima de 10MHz se suelen encontrar secciones de entrada con impedancia de 50Ω con capacidad de entrada mucho menor.
- H. Control automático de ganancia.** Estos circuitos AGC (Automatic Gain Control) permiten un ajuste de la sensibilidad controlando automáticamente la ganancia del atenuador/amplificador manteniendo así la amplitud de la señal a la entrada del Schmitt en niveles óptimos con independencia de la amplitud en la entrada del contador. El uso de los AGC es muy recomendable en la medida de frecuencia o periodo de señales que varían de amplitud característica durante la medición.

En la figura 4.13 se muestra un diagrama de bloques de la sección de entrada de un contador convencional donde se pueden encontrar todos los circuitos anteriormente descritos.

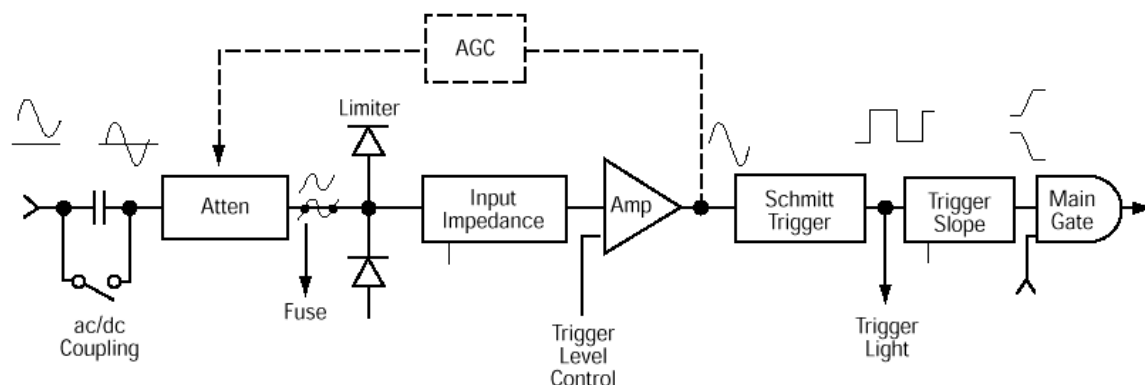


Figura 4.13. Diagrama de bloques del circuito de acondicionamiento de entrada.

4.3.2. Base de tiempos.

Como ya hemos mencionado anteriormente, la exactitud de un contador convencional depende de la calidad de la base de tiempo seleccionada. Existen diversos tipos de osciladores de precisión pero en la mayoría de estos contadores se utilizan osciladores de cristal de cuarzo.

A. Tipos de base de tiempos. Básicamente existen tres tipos de osciladores cristal.

- Osciladores cristal sin compensación de temperatura RTXO (room temperature crystal oscillators).
- Osciladores cristal con compensación de temperatura TCXO (temperature compensated crystal oscillators).
- Osciladores cristal a temperatura controlada OCXO (oven controlled crystal oscillators).

Los osciladores RTXO son aquellos que han sido fabricados para tener un cambio mínimo de su frecuencia de resonancia en un determinado rango de temperatura de operación normal (típico entre 0°C y 50°C). Con una buena selección y tallado de los cristales se pueden conseguir osciladores RTXO de calidad con variaciones de frecuencia de $2,5 \cdot 10^{-6}$ (2,5 ppm o 2,5 partes por millón) sobre un rango de 0°C y 50°C.

La figura 4.14 muestra el circuito equivalente de un cristal de cuarzo. Todos los componentes están determinados por las propiedades físicas del cristal y dependen, entre otros factores, principalmente de la temperatura.

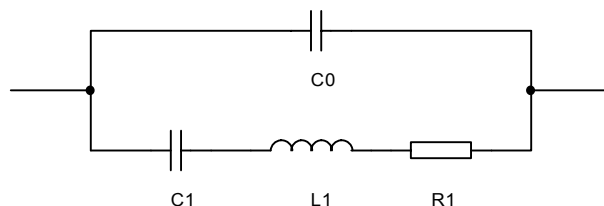


Figura 4.14. Circuito equivalente de un cristal.

Un método de minimizar esta dependencia consiste en incorporar al circuito algún condensador u otro componente externo con un coeficiente de temperatura opuesto al del cristal. De este modo se obtienen los cristales TCXO donde las variaciones de frecuencia son del orden de $5 \cdot 10^{-7}$ en el rango típico de temperaturas, es decir 5 veces menos que con los RTXO.

El tercer tipo de osciladores cristal utilizado en contadores es el OCXO donde el cristal está montado sobre un dispositivo que mantiene la temperatura constante por encima de la máxima temperatura ambiente permitida. Normalmente este dispositivo es un “horno” resistivo cuya disipación de potencia está controlada con sistema de regulación que mantiene su temperatura constante. Este sistema puede ser el de la conexión o desconexión controlada de la resistencia del horno (simple switching oven oscillator) o el de un sistema realimentado más preciso (proportional oven oscillator). Esto se consigue tras un tiempo de precalentamiento (warm-up) que puede durar algunos minutos. Así se pueden conseguir variaciones de frecuencia menores de $1 \cdot 10^{-7}$ con controles simples o menores de $7 \cdot 10^{-9}$ con controles proporcionales en un rango de 0°C y 50°C .

B. Factores que afectan a la exactitud de un oscilador cristal.

Además de los efectos de la temperatura, existen otros factores que afectan a la exactitud en frecuencia de un oscilador cristal como son la variaciones de la línea de alimentación, el envejecimiento del cristal también llamado estabilidad a largo plazo, la estabilidad a corto plazo y los factores de entorno como son la vibración, los campos electromagnéticos, la humedad y los impactos. Todos ellos tienen que ver con la exactitud aunque los más importantes desde el punto de vista cuantitativo son los tres primeros que pasamos a discutir a continuación.

1. **Efecto de la tensión de alimentación.** Los cambios en la alimentación del circuito oscilador o del control de temperatura del sistema de calentamiento del cristal producen variaciones apreciables en la frecuencia. Así para el caso de un cristal tipo OCXO se pueden observar variaciones de frecuencia del orden de $1 \cdot 10^{-10}$ para un cambio del 10% en la alimentación del horno de calefacción. Para un cristal tipo RTXO se pueden medir cambios del orden de $1 \cdot 10^{-7}$ para un cambio del 10% de la alimentación del circuito. Para minimizar la importancia de estos cambios se ha de mejorar en lo posible la regulación de tensión de alimentación.
2. **Envejecimiento o estabilidad a largo plazo.** Las propiedades físicas del cristal se modifican su tiempo de vida. Este envejecimiento depende de la calidad del cristal. En la figura 4.15 se muestra la curva de cambio de la frecuencia en función del tiempo de vida del cristal observándose en el detalle que este cambio puede enmascarar otros cambios que se producen en plazos de tiempo más cortos. Para un cristal de alta calidad tipo RTXO el error por envejecimiento supone un cambio del orden de $3 \cdot 10^{-7}$ por mes mientras que para un buen cristal tipo OCXO el cambio típico es de $1,5 \cdot 10^{-8}$ por mes.
3. **Estabilidad a corto plazo.** Se produce como consecuencia del ruido aleatorio propio del circuito oscilador (cambios aleatorios de la frecuencia y fluctuaciones de fase). Este tipo de ruido se cuantifica de modo estadístico y, por lo tanto, se suele expresar en términos RMS. Normalmente ésta es la fuente de error, de la frecuencia de la base de tiempos de un contador convencional, menos importante de todas las descritas.

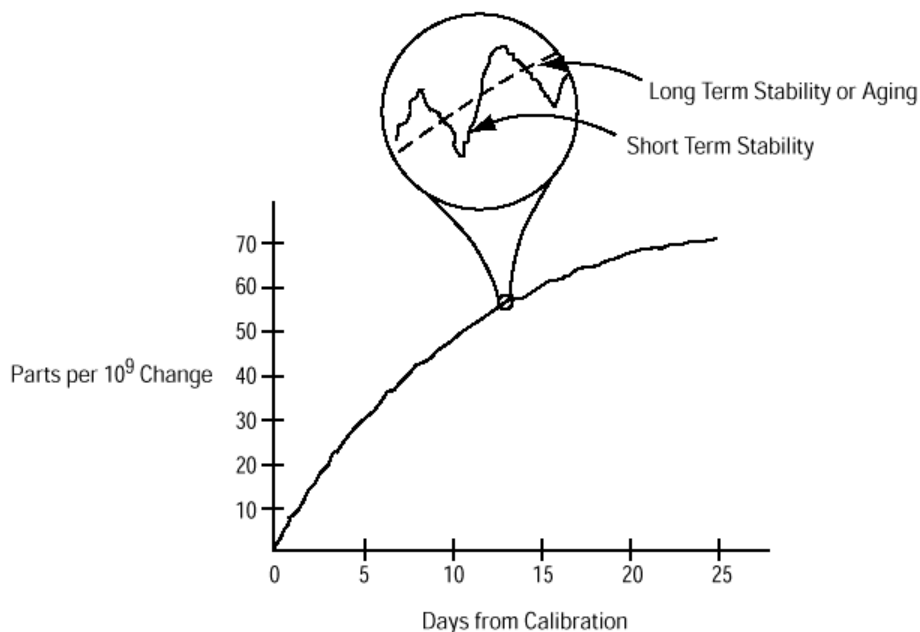


Figura 4.15. Efecto del envejecimiento del cristal sobre su frecuencia de oscilación.

En la figura 4.16 se resume en una tabla los efectos de los factores anteriormente descritos sobre la exactitud de la frecuencia de oscilación para cuatro tipos distintos de cristal.

	Room Temperature Crystal Oscillators	Temperature Compensated Crystal Oscillators	Simple Switching Oven Oscillators	Proportional Oven Oscillators
Temperature (0°C - 50°C)	$<2.5 \times 10^{-6}$	$<5 \times 10^{-7}$	$<1 \times 10^{-7}$	$<7 \times 10^{-9}$
Line Voltage (10% change)	$<1 \times 10^{-7}$	$<5 \times 10^{-8}$	$<1 \times 10^{-9}$	$<1 \times 10^{-10}$
Aging	$<3 \times 10^{-7}$ /mo	$<1 \times 10^{-7}$ /mo	$<1 \times 10^{-7}$ /mo	$<1.5 \times 10^{-8}$ /mo or $<5 \times 10^{-10}$ /day
Short Term (1 sec avg.)	$<2 \times 10^{-9}$ rms	$<1 \times 10^{-9}$ rms	$<5 \times 10^{-10}$ rms	$<1 \times 10^{-11}$ rms

Figura 4.16. Especificaciones típicas de diferentes tipos de cristal.

4.3.3. Puerta principal.

Como cualquier circuito lógico real, la puerta principal presenta tiempos de propagación y tiempos de transición a estado bajo o alto distintos de cero. Si estos tiempos son comparables al periodo mínimo del reloj pueden ocurrir errores de conteo. Sin embargo, si los tiempos de conmutación y propagación son suficientemente pequeños no se apreciarán errores. Esto sólo es posible si se utilizan circuitos de tecnologías suficientemente rápidas como la ECL (emitter-emitter coupled logic) con tiempos del orden de 1 ns lo cual permitiría utilizar un reloj de hasta 500 MHz sin error.

4.4. Fuentes de error de medida.

A continuación se van a mostrar las diversas fuentes y tipos de error presentes en contadores convencionales y su influencia sobre las mediciones de frecuencia y tiempo.

4.4.1. Tipos de error de medida

A. Error de cuantización.

Es un error propio de sistemas digitales de conteo para los cuales aparece una incertidumbre de ± 1 cuenta del bit menos significativo debido a la no coherencia de fase que puede existir entre el reloj interno y la señal de entrada. En la figura 4.17 se muestra un ejemplo que ilustra esta circunstancia. El conteo del número de pulsos de la señal de reloj da para el primer caso un resultado de 1 mientras que para el segundo caso el conteo es 2 aun cuando el tiempo de apertura de la puerta es siempre el mismo.

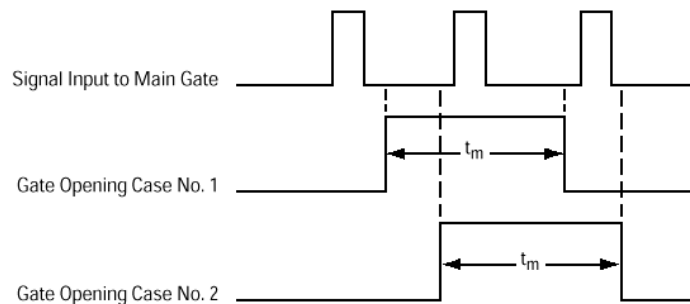


Figura 4.17. Error de cuantización.

B. Error de la base de tiempos.

La posible diferencia existente entre el valor de la frecuencia actual de la base de tiempo y su valor nominal se transforma directamente en un error de medida del contador convencional. El origen y cuantificación de estos errores ya han sido estudiados en el apartado 4.3.2 y su incidencia en las medidas de frecuencia y tiempo se verán seguidamente.

C. Error de trigger.

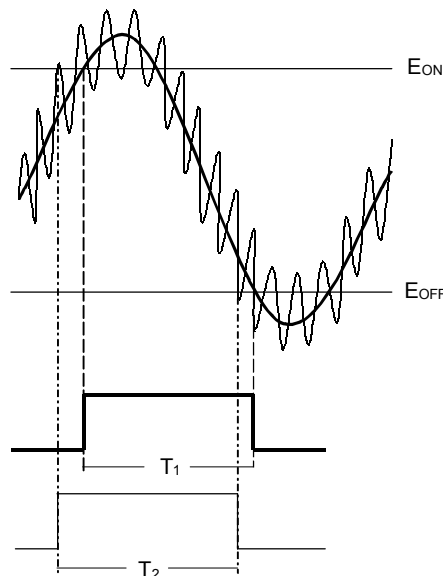


Figura 4.18. Error de trigger.

Se trata de un error aleatorio debido al ruido presente en la señal de entrada del contador convencional. Este ruido produce conmutaciones del comparador con histéresis anteriores o posteriores a las esperadas para la señal de entrada sin ruido. En la figura 4.18 se muestra una señal de entrada con y sin ruido. Las señales de trazo grueso y fino muestran respectivamente las respuesta del comparador ante la señal de entrada sin y con ruido apreciándose el error ($T_1 \neq T_2$).

D. Errores sistemáticos.

1. **Retraso diferencial entre canales.** Se produce cuando existe una desadaptación entre tiempos de subida o retrasos de propagación entre los canales *start* y *stop*. Este error puede ser debido también a la diferente respuesta de los cables y puntas de prueba utilizados.
2. **Error de retraso por nivel de trigger.** Para medidas de tiempo aparece este error que es consecuencia de la incertidumbre sobre el nivel real de la señal de entrada donde se produce la transición a la salida del Schmitt. Este error no está producido por ruido sino por offset o derivas del nivel de disparo o por el insuficiente conocimiento del actual valor de la histéresis del comparador que queda definido al configurar la sensibilidad del contador. En la figura 4.19 se ofrece un ejemplo para el cual el error de retraso por nivel de trigger TLTE queda definido por el cociente entre la incertidumbre de nivel de disparo y la pendiente de tránsito (slew rate) de la señal de entrada en las proximidades del nivel de trigger seleccionado. En la mayoría de los casos no es posible medir el valor del nivel real de disparo (actual trigger point) con lo que se puede aproximar el error de nivel de trigger (trigger level error) como la mitad de la amplitud de la histéresis definida en el comparador Schmitt.

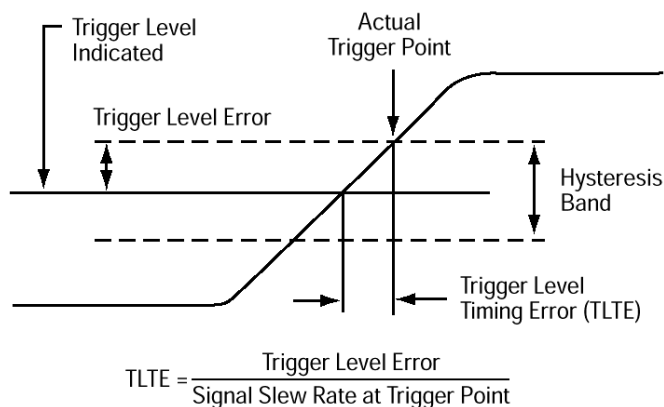


Figura 4.19. Error de retraso producido por el nivel real de trigger.

Como se ha podido ver hasta ahora, la exactitud de un contador convencional depende de su modo de operación. En la figura 4.20 se muestra como resumen una tabla con los errores significativos que deben considerarse en función del modo de operación.

Source of Errors	Frequency Measurement	Period Measurement	Time Interval Measurement	Remarks
±1 Count	Yes	Yes	Yes	A Random error
± Time Base	Yes	Yes	Yes	
± Trigger		Yes	Yes	
± Systematic			Yes	

Figura 4.20. Resumen de los errores de medida en contadores convencionales.

4.4.2. Errores en la medida de frecuencia

Para contadores en modo frecuencímetro el error de medida total es la suma del error de cuantización y el de la base de tiempos. El primero de ellos viene definido por:

$$\frac{\Delta f}{f} = \pm \frac{1}{f_{in}} \quad (4.4)$$

donde f_{in} es la frecuencia de la señal de entrada. El error de cuantización, que se da de forma adimensional (usualmente en ppm) es, por tanto, menor cuanto mayor sea la frecuencia a medir para un tiempo dado de activación de la puerta principal. Como ejemplo, si el error total de la base de tiempos es de $1 \cdot 10^{-6}$, para una señal de entrada de 10MHz y un segundo de activación de puerta se tiene que el error total Δf es $\pm(1 \cdot 10^{-7} \pm 1 \cdot 10^{-6}) \cdot 10^7 \leq \pm 11\text{Hz}$.

Para este particular ejemplo el error de cuantización se hace dominante para frecuencias de entrada inferiores a 1MHz mientras que se puede despreciar para frecuencias mayores.

4.4.3. Errores en la medida de periodo

En un contador configurado para medidas de periodo el error total es la suma del error de cuantización, el error de la base de tiempos y el error de trigger. El de cuantización para una medida sin promediado se define por la ecuación 4.5

$$\frac{\Delta T}{T} = \pm \frac{t_c}{T_{in}} \quad (4.5)$$

donde T_{in} es el periodo de la señal de entrada y t_c el periodo de la base de tiempos (después de los divisores de décadas seleccionados).

El error de trigger para medidas de periodo también se da en forma adimensional en ppm y se puede calcular dividiendo el resultado obtenido con la expresión 4.6 (error de trigger en segundos rms) por el periodo de la señal de entrada.

$$error\ de\ trigger\ rms = \frac{1,4 \sqrt{x^2 + e_n^2}}{\Delta V / \Delta T} \quad (4.6)$$

donde:
 x = contribución al ruido de los canales de entrada del contador.
 e_n = ruido rms de la señal de entrada dentro del ancho de banda del contador.
 $\Delta V / \Delta T$ = pendiente de la señal de entrada en las proximidades del nivel de trigger.

Este error se puede minimizar reduciendo el ruido o haciendo más rápidas las pendientes de la señal de entrada.

El error de cuantización y de trigger (pero no el de la base de tiempos) se puede reducir si se utiliza la técnica de promediado. En este caso el error total en términos absolutos se puede calcular con la ecuación 4.7.

$$\pm \frac{1\ periodo\ de\ cuenta}{n} \pm \frac{error\ de\ trigger}{n} \pm error\ base\ de\ tiempos \quad (4.7)$$

donde n es el número de ciclos de promediado.

Es importante resaltar que el error de cuantización en medida de periodos se refiere a la frecuencia de la base de tiempos mientras que para medidas de frecuencia depende de la señal de entrada.

4.4.4. Errores en la medida de intervalo de tiempo

En este tipo de medidas hay que considerar, además, el error sistemático. El error de cuantización se define como en el caso de medida de periodos, mientras que el error de trigger se puede calcular a partir de 4.8

$$error\ de\ trigger\ rms = \sqrt{\frac{(x^2 + e_{nA}^2)}{(\Delta V/\Delta T)_A^2} + \frac{(x^2 + e_{nB}^2)}{(\Delta V/\Delta T)_B^2}} \quad (4.8)$$

donde: x = contribución al ruido de los canales de entrada del contador.
 $e_{nA/B}$ = ruido rms de las señales de entrada start (A) y stop (B).
 $(\Delta V/\Delta T)_{A/B}$ = pendiente de las señales de entrada en las proximidades del nivel de trigger.

Al igual que en los periodímetros, el error de cuantización y el de trigger se puede reducir mediante la técnica del promediado pero en este caso se debe dividir por $\sqrt{n}$ siendo n el número de ciclos de promediado. La aparición de la raíz cuadrada se justifica debido a que el error aleatorio de ruido puede ocurrir en las dos operaciones start/stop requeridas para cada una de las mediciones promediadas. Hemos de recordar que los errores de la base de tiempos y errores sistemáticos no se pueden reducir mediante el promediado.

4.5. Contadores recíprocos

Los contadores recíprocos son una nueva clase de circuitos que mejoran la exactitud en la medida de frecuencias que se realiza de modo indirecto (inversa aritmética) a través de la medición del periodo de la señal de entrada. Este método aporta dos ventajas fundamentales:

- Al tratarse realmente de una medida de periodo el error de cuantización es independiente de la frecuencia de la señal de entrada
- Se puede realizar una medida de frecuencia en tiempo real ya que ésta se obtiene mediante la contabilización de la duración de cada uno de los periodos de la señal de entrada.

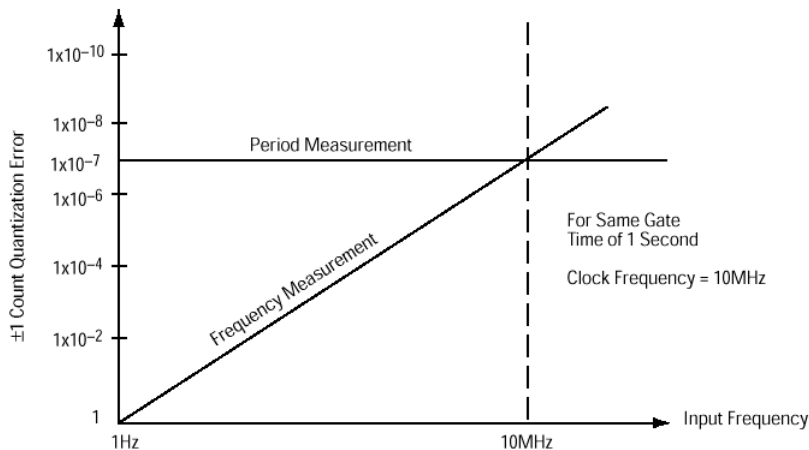


Figura 4.21. Error de cuantización en contadores recíprocos.

Recordando las expresiones de los errores de cuantización en contadores convencionales para la frecuencia (ecuación 4.4) y el periodo (ecuación 4.5) podemos realizar

la representación gráfica del error de cuantización de la figura 4.21 en función de la frecuencia de la señal de entrada para un mismo tiempo de apertura de la puerta principal (por ejemplo de 1 s). El error de la medida del periodo es inferior al de la medida de frecuencia para cualquier frecuencia menor que la de la base de tiempos. Por lo tanto, la medida de frecuencia mediante contadores recíprocos mejora su resolución frente a la realizada con contadores convencionales.

Esto es cierto siempre que la frecuencia de entrada sea menor que la frecuencia de la base de tiempos. En caso contrario no se pueden utilizar los contadores recíprocos para medidas de frecuencia. Por ello, los modernos frecuencímetros son capaces de conmutar automáticamente su modo de funcionamiento (recíproco/convencional) en función de la relación existente entre la frecuencia de la señal de entrada y de la base de tiempos.

Otra ventaja adicional de los contadores recíprocos viene dada por su capacidad de realizar medidas de periodo promediado (con un tiempo prolongado de apertura de la puerta principal). De este modo es posible realizar mediciones del valor promediado de la frecuencia de la señal de entrada.

En la figura 4.22 se muestra el diagrama de bloques típico de un contador recíproco. El circuito aritmético es el que permite, entre otras, realizar la función inversa para el cálculo de la frecuencia. La existencia de dos canales de entrada proporciona la posibilidad de realizar también medidas de frecuencias relativas, fase relativa e intervalos de tiempo.

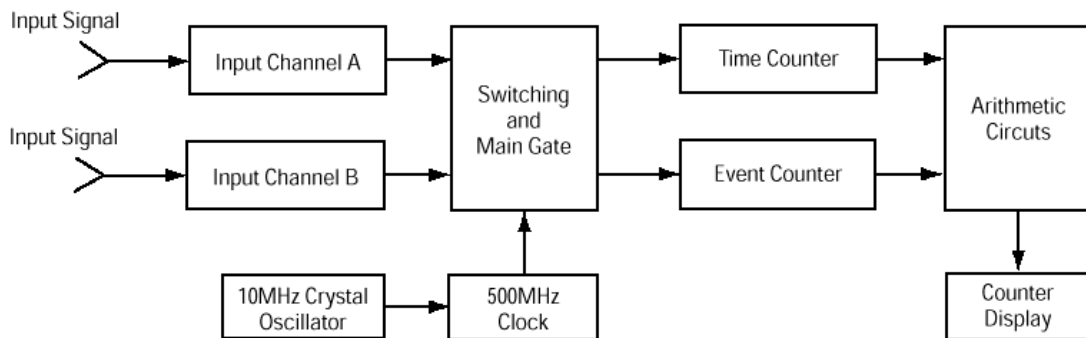


Figura 4.22. Diagrama de bloques de un contador recíproco.

4.6. Contadores con interpolación.

Para mejorar la exactitud de las medidas de intervalos de tiempo se utilizan los denominados contadores con interpolación. Previamente a su estudio se deben hacer algunas consideraciones sobre la elección del método de disparo o activación de la puerta del contador.

4.6.1. Disparo directo y síncrono

El método estudiado hasta ahora para activar de modo directo la puerta de un contador convencional es el representado por la figura 4.23. En este ejemplo el resultado del conteo es 3 pero podría haber sido 2 en otras circunstancias (error de cuantización). Para evitar esta variabilidad (que no el error de la medición) se presentan en la figura 4.24 los contadores de activación síncrona de puerta.

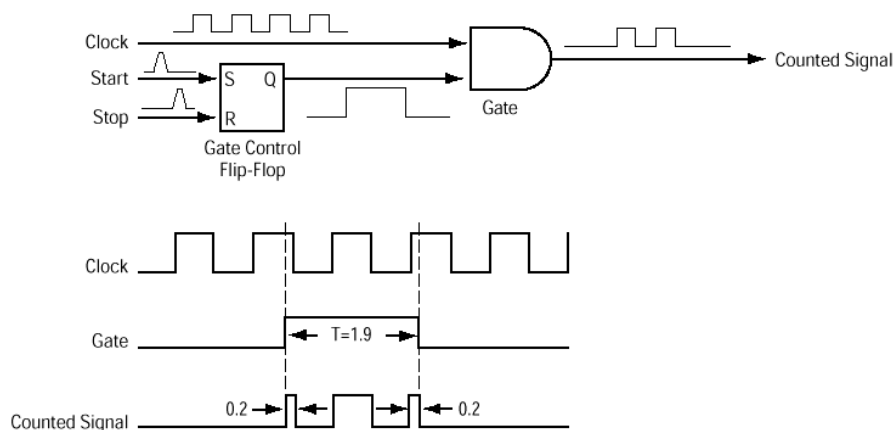


Figura 4.23. Control directo de la puerta principal.

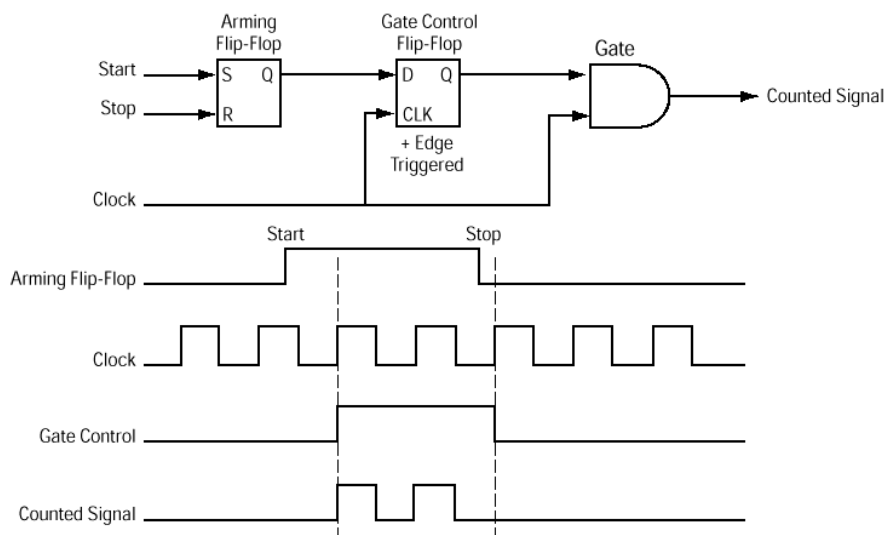


Figura 4.24. Control síncrono de la puerta principal.

Esto se consigue introduciendo un nuevo biestable tipo D que sincroniza la activación de la puerta con los flancos de la señal de reloj. Este método de disparo de la puerta nos permitirá tener un mayor control sobre el conteo necesario para el correcto funcionamiento de los circuitos de interpolación que se describen a continuación.

4.6.2. Interpolación analógica.

El contador con interpolador analógico es un circuito mixto (digital/analógico) capaz de mejorar la resolución de la medida de tiempos. Cuando el flanco de la señal *start* dispara el interpolador, una fuente de corriente constante I_c carga un condensador hasta que llegue el flanco del siguiente pulso de reloj. Entonces el condensador se descarga mediante otra fuente de, por ejemplo, $I_d = I_c/1000$, y el tiempo de descarga T_1' se mide mediante el conteo de pulso de reloj. Este conteo N_1 representa una medida del tiempo T_1 con una resolución mejorada en un factor 1000. Del mismo modo se obtiene una cuenta N_2 que sirve para medir el tiempo T_2 desde la señal *stop* hasta el siguiente flanco ascendente del reloj. Suponiendo una frecuencia de reloj de 100 MHz, se demuestra que la medición del periodo T viene dado por la siguiente expresión:

$$T = \left(N_0 + \frac{N_1}{1000} - \frac{N_2}{1000} \right) \times 100 \text{ ns} \quad (4.9)$$

donde N_0 es la cuenta resultante de la medición convencional del intervalo de tiempo con control síncrono de puerta.

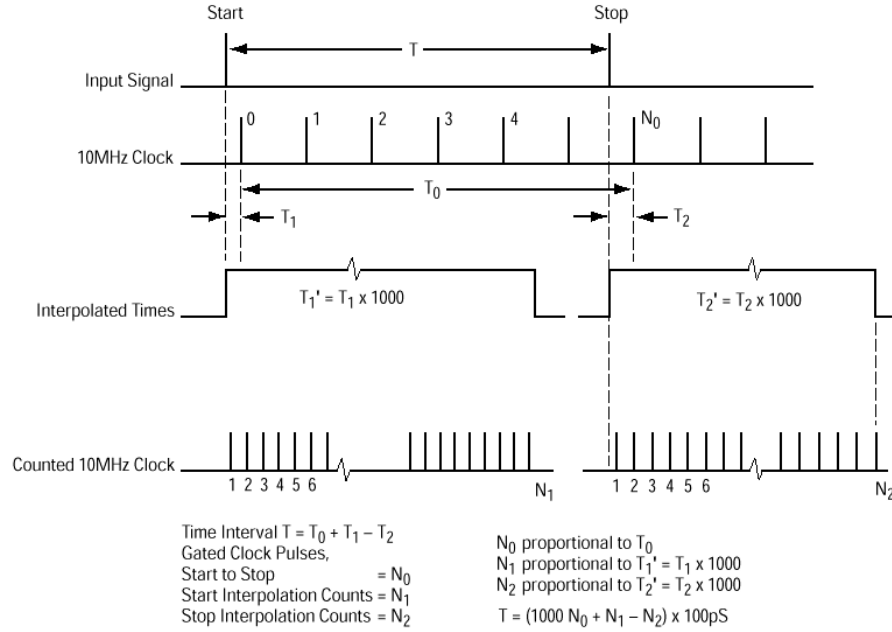


Figura 4.25. Medición de intervalos de tiempo con interpoladores analógicos.

4.6.3. Interpolación con el método del doble nonio (Dual Vernier)

Al igual que los contadores con interpolación analógica, los contadores con doble nonio (Dual Vernier Method of Interpolation) son circuitos mixtos capaces de mejorar la resolución de la medida de intervalos de tiempo. Las transiciones *start* y *stop* activan el funcionamiento de dos generadores de frecuencia de síntesis indirecta TPO (Triggered Phase-locked Oscillator) de la misma frecuencia obtenida a partir de la frecuencia del reloj de referencia de periodo T_0 . Recordando la expresión de la frecuencia de salida de un generador de frecuencia por síntesis indirecta y teniendo en cuenta que $M = N + 1$ se determina el periodo T_{TPO} correspondiente a los osciladores TPO (apartado 3.3.2 de la lección 3)

$$f_{TPO} = f_0 \frac{N}{M} \quad \text{con } N \in \mathbb{Z} \text{ y } M = N + 1 \Rightarrow T_{TPO} = T_0 \left(1 + \frac{1}{N} \right) \quad (4.10)$$

Los osciladores TPO permanecen activados hasta la coincidencia de flancos ascendentes de cada uno de ellos con el reloj principal (referencia) con conteos N_1 y N_2 . Observando la figura 4.26 se puede demostrar la siguiente expresión para la medida del intervalo de tiempo T :

$$T = T_0 \left[N_0 + \frac{N+1}{N} (N_1 - N_2) \right] \quad (4.11)$$

donde N_0 es la cuenta resultante de la medición convencional del intervalo de tiempo con control síncrono de puerta.

Si N , denominado factor de interpolación, es suficientemente grande (256 en un caso típico) y f_0 es de, por ejemplo, 200 MHz se puede realizar la medida de intervalo de tiempo con una resolución inferior a 20 ps.

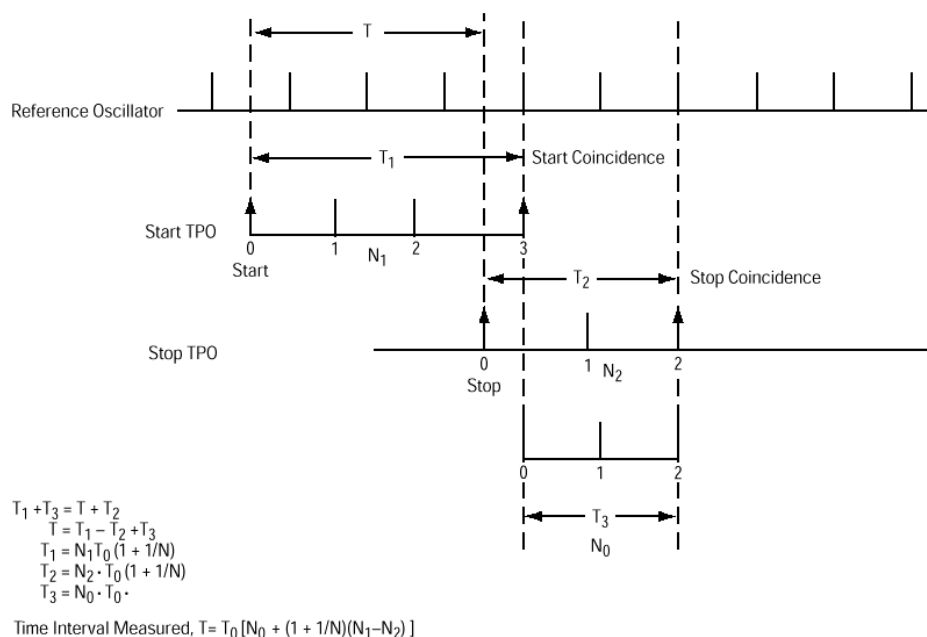


Figura 4.26. Medición de intervalos de tiempo con interpoladores doble nonio.

4.7. Medida de frecuencias de microondas.

Los contadores convencionales o recíprocos con tecnologías rápidas pueden realizar medidas de hasta 500 MHz. En el espectro de la radio frecuencia y microondas se utilizan técnicas, denominadas “Down-Conversion Techniques”, que permitan trasladar dichas frecuencias a otras inferiores dentro del rango de funcionamiento de los frecuencímetros convencionales. Vamos a estudiar dos de estas estrategias:

Preescalado. En el apartado 4.2.6 ya estudiamos el funcionamiento de esta técnica que permite realizar medidas de hasta 1,5 GHz.

Conversión heterodina. Se basa en el uso de circuitos mezcladores que consiguen trasladar la frecuencia de entrada de hasta 20 GHz a otras del orden de 100 a 500 MHz. En la figura 4.27 se muestra el diagrama de bloques que este tipo de frecuencímetros. La etapa de conversión es la encerrada por la línea punteada. Fuera de ésta se muestra el diagrama de bloques de un contador convencional al cual se ha añadido un nuevo elemento denominado “processor” capaz de controlar el proceso de conversión.

El principio de funcionamiento del circuito de conversión es similar al de los circuitos superheterodinos. A partir de la frecuencia Kf_{in} de un oscilador local y mediante un mezclador cuya otra entrada es la señal de microondas cuya frecuencia f_x se pretende medir, se obtiene una señal $f_x - Kf_{in}$, que es la entrada al contador convencional. El microprocesador se encarga de recalcular aritméticamente el valor de f_x . Nótese que para valores típicos de f_{in} entre 100 y 500 MHz y de K entre 1 y 40 es posible trasladar frecuencias de hasta 20GHz dentro del rango típico de frecuencias de un frecuencímetro convencional.

La señal del oscilador local (Kf_{in}) se obtiene a partir de la señal del oscilador de la base de tiempos del contador convencional mediante un multiplicador (f_{in}), un generador de

armónicos (K valor entero) y un filtro pasa banda conmutable (YIG/PIN). El microprocesador se encarga, además, de realizar el control de dicho filtro eligiendo el valor de K más adecuado. El circuito “Video Amp” selecciona el término resta del mezclado de frecuencias para conseguir así la denominada “down conversion”. Un circuito basado en un ACG (Automatic Gain Control) comanda el amplificador y el filtro para obtener suficiente amplitud en la entrada al contador convencional.

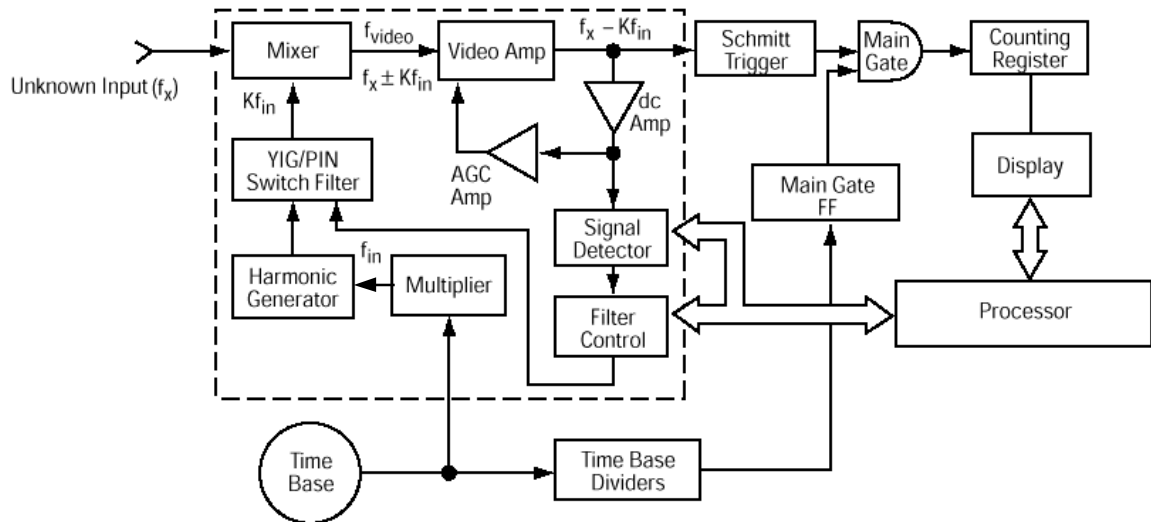


Figura 4.27. Diagrama de bloques de un frecuencímetro superheterodino de microondas.

4.8. Bibliografía.

- [1] “Fundamentals of the Electronic Counters”. AN 200. Hewlett-Packard Company. 1997.
- [2] “Fundamentals of Quartz Oscillators”. AN 200-2. Hewlett-Packard Company. 1997.
- [3] “Fundamentals of Time Interval Measurements”. AN 200-3. Hewlett-Packard Company. 1997

5. ANALIZADORES DE ESPECTRO

5.1. Introducción.

En esta lección vamos a abordar el estudio de los equipos que analizan la señal en el dominio de la frecuencia, en concreto de los analizadores de espectro. Todas las señales eléctricas pueden describirse en el dominio del tiempo o de la frecuencia. La función del analizador de espectros es mostrar las características frecuenciales de las señales de entrada mediante cálculos u otras operaciones.

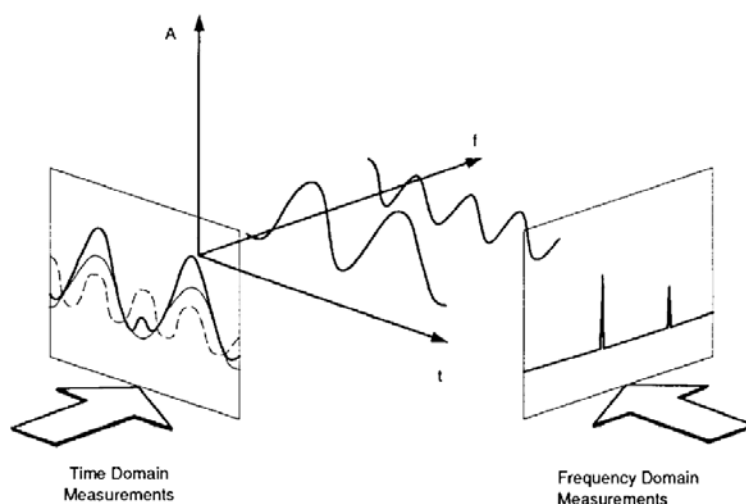


Figura 5.1. Transformación de una señal en el dominio del tiempo en su equivalente en el dominio frecuencial.

Por ello, sus principales aplicaciones son, entre otras, la determinación del contenido de armónicos de una señal, de la ocupación espectral, de la interferencia electromagnética (EMC) y de la respuesta en frecuencia de circuitos si se dispone de un generador de tracking auxiliar.

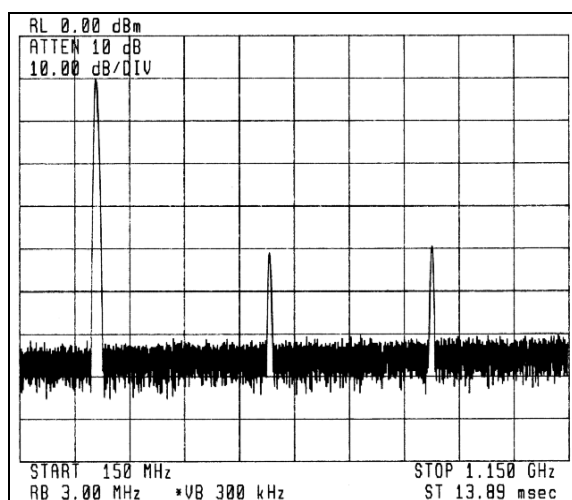


Figura 5.2. Ensayo de distorsión armónica.

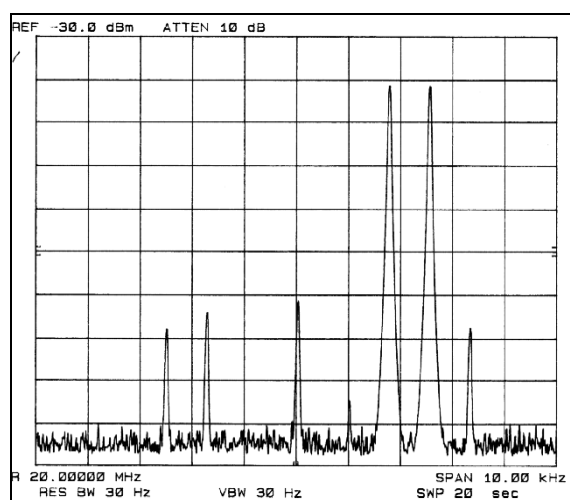


Figura 5.3. Intermodulación de tercer orden.

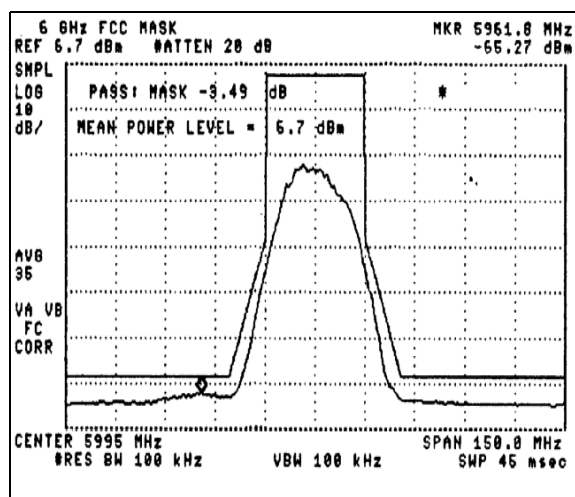


Figura 5.4. Ensayo de ocupación espectral.

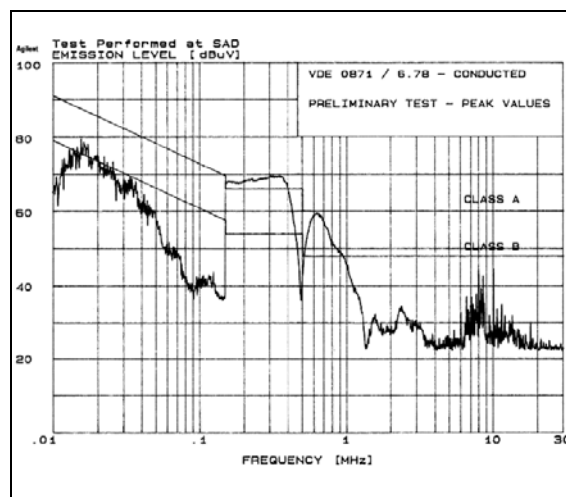


Figura 5.5. Ensayo de compatibilidad electromagnética.

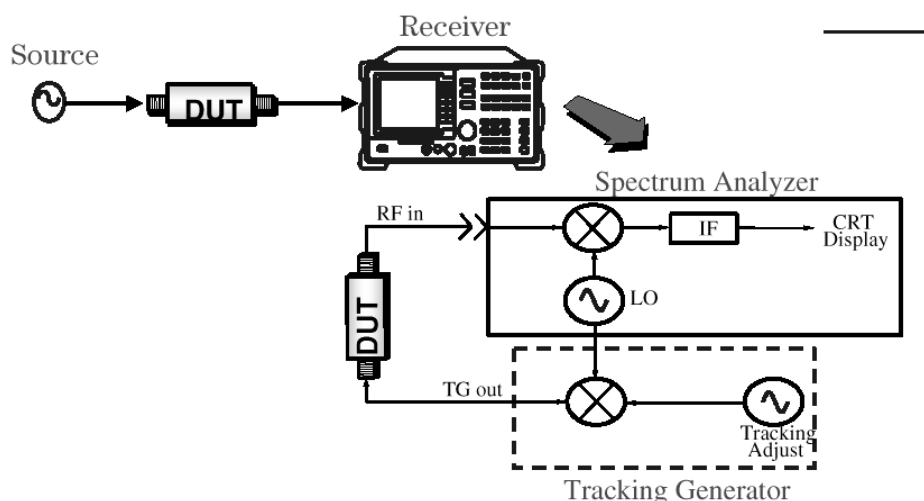


Figura 5.6. Medida de la respuesta frecuencias de circuitos mediante generador de tracking auxiliar.

5.2. Analizadores de Fourier.

Los analizadores de Fourier determinan matemáticamente el espectro de la señal. Pueden ser simples ordenadores personales que incorporen una tarjeta de adquisición de datos: una vez la señal analógica de entrada se ha digitalizado, un algoritmo matemático implementado en el ordenador determina el espectro de la señal. De este modo, el diagrama de bloques de uno de estos analizadores está compuesto por un filtro pasabajos, un atenuador, un ADC y finalmente el ordenador.

Una de las ventajas de este tipo de analizador es que puede ser una herramienta muy potente sin ser excesivamente cara, puesto que su potencia proviene de los algoritmos del ordenador, que pueden ser mejorados sin añadir excesivo hardware. Otra ventaja es el hecho de que la señal de entrada se captura y se congela en el tiempo, por lo que pueden efectuarse operaciones complejas sobre la señal y, además, permite determinar la magnitud y la fase del espectro.

Sin embargo, hay algunas limitaciones inherentes a la técnica. Puesto que el ordenador requiere un cierto tiempo para obtener el espectro, su presentación se produce un tiempo

después de que la forma de onda de entrada estuviese presente. Por otra parte, se considera que la señal es periódica, con lo que se obtiene un espectro de líneas. Finalmente, el rango de frecuencias de entrada debe restringirse a no más de la mitad de la frecuencia de muestreo para evitar el 'aliasing'. Por ello, y dadas las limitaciones de velocidad de los ADC, estos analizadores están restringidos a bajas frecuencias ($< 200\text{kHz}$).

5.3. Analizador con banco de filtros

Dejando aparte la determinación matemática del espectro de una señal, la composición en frecuencia puede obtenerse separando las diferentes componentes en un banco de filtros. La señal se distribuye por igual entre los distintos filtros y mediante la observación de sus salidas en cada uno de los indicadores o registros a ellos asociados, puede determinarse la frecuencia y amplitud de las componentes que forman parte de la señal. La resolución (discriminación en frecuencia) del analizador será mejor cuanto menor sea el ancho de banda de los filtros. El rango de frecuencias que se puede analizar (el span del analizador) es la banda total cubierta por el conjunto de filtros contiguos. Si no se desea que el span disminuya y se reduce el ancho de banda de los filtros para aumentar la resolución, es necesario aumentar el número de filtros, resultando un sistema excesivamente complejo. De este modo, este tipo de analizador está restringido a frecuencias menores de 100kHz , aunque obtienen una resolución mayor que cualquier otro.

Una posible manera de reducir la complejidad y el coste del sistema es utilizar un único indicador o registro que se conmuta entre los distintos filtros. Aquí, en lugar de determinar la frecuencia mirando qué indicador muestra una salida, se determina correlacionando el tiempo en que se da la salida con la secuencia del conmutador.

Sin embargo, en este tipo de sistema pueden perderse señales durante la conmutación. Además puede ser todavía complejo por el número de filtros que puede llegar a necesitarse. Para simplificarlo puede utilizarse un filtro cuya frecuencia central se conmute o sintonice. Durante el barrido de la frecuencia central del filtro, únicamente se obtendrá señal a la salida cuando las componentes frecuenciales de la señal de entrada estén dentro del ancho de banda del filtro.

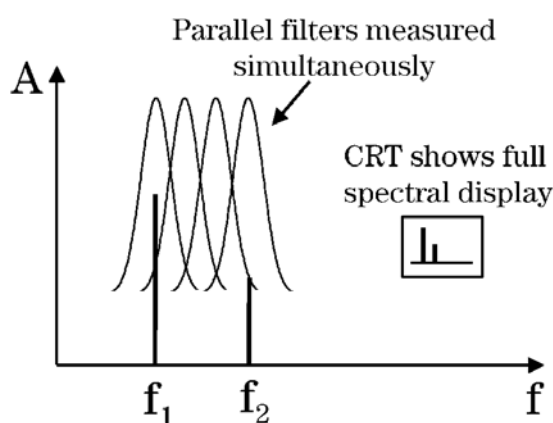


Figura 5.7. Análisis espectral mediante banco de filtros.

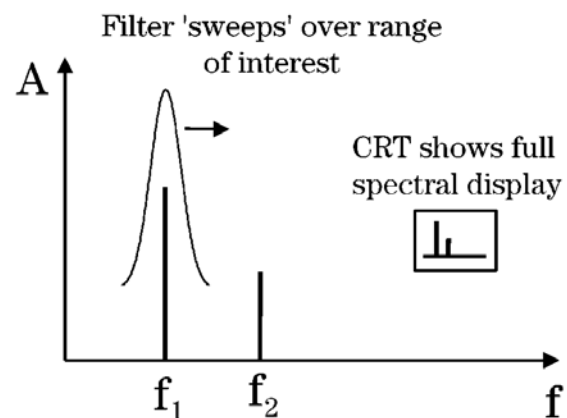


Figura 5.8. Análisis espectral mediante filtro sintonizable.

El sistema es simple y compacto pero hay dificultades prácticas en la realización de los filtros sintonizables, que tienen anchos de banda mayores que los deseados para la mayoría de aplicaciones. Debe remarcarse que la transformación del dominio del tiempo al

dominio de la frecuencia se cumple mediante la traslación relativa de la frecuencia central del filtro y la de la señal. No importa si es el filtro o la frecuencia de la señal la que cambia o se traslada. Por tanto, el mismo resultado final se obtendría utilizando un filtro estacionario y una señal que se traslada. Este sistema se conoce con el nombre de analizador superheterodino.

5.4. Analizador superheterodino.

5.4.1. Principio de funcionamiento.

El analizador superheterodino no examina todo el ancho de banda de entrada simultáneamente, sino que barre la señal de entrada a través de un filtro de banda estrecha, por lo que es más lento que el analizador con banco de filtros. Tras pasar por una etapa de atenuación, la señal de entrada pasa por un filtro pasabajos. El barrido se produce al aumentar la frecuencia de un oscilador local controlado por tensión, mezclándola con la señal de entrada. El mezclador que realiza esta última función es un dispositivo no lineal, cuya salida incluye una combinación lineal de las frecuencias de la señal y del oscilador local.

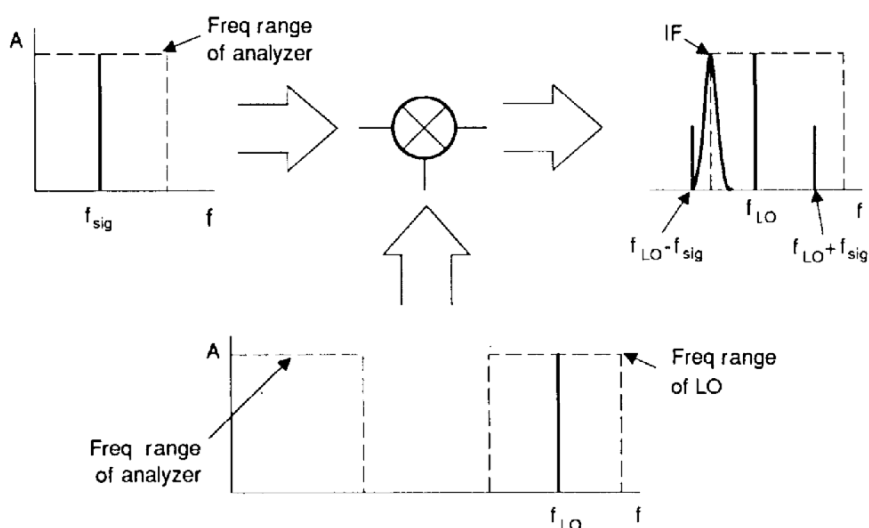


Figura 5.9. Principio de funcionamiento del analizador superheterodino.

La señal a la frecuencia diferencia entre la del oscilador local y la señal de entrada, denominada señal IF, se amplifica como sea necesario y después se hace pasar por un filtro de frecuencia central fija (el filtro de frecuencia intermedia o IF). Obviamente, únicamente se obtendrá salida en el filtro de IF cuando la señal IF esté dentro de su banda pasante. A continuación la señal se detecta, usualmente mediante un detector de picos. Puede aplicarse un filtrado pasabajo, llamado filtrado de vídeo, para limitar el ruido.

Finalmente, si la visualización es digital, la señal se muestrea, digitaliza y almacena. El eje horizontal está calibrado en frecuencia. La frecuencia de la línea central de la retícula se ajusta con el control *Centre frequency* y el rango de frecuencias en la pantalla con el control *Frequency span*. El eje vertical está calibrado en amplitud. Casi todos los analizadores ofrecen una escala lineal calibrada en V rms y una logarítmica calibrada en dB. A la línea superior de la retícula se le asigna un nivel de referencia (con el control *Reference*

filtro más estrecho de la cadena se le denomina filtro de resolución y se caracteriza por su ancho de banda denominado RBW (resolution band width).

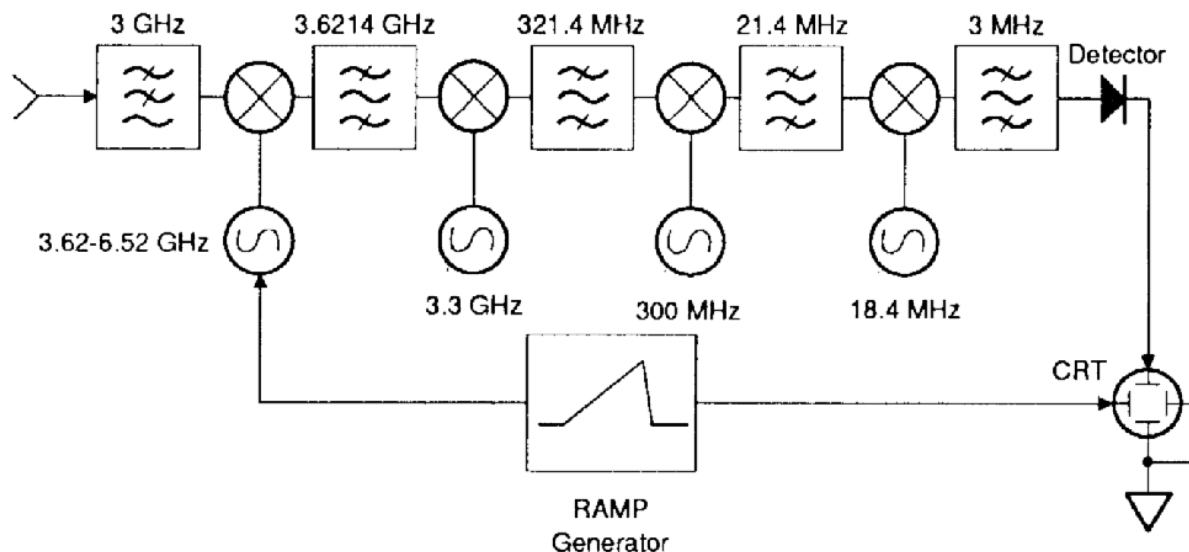


Figura 5.12. Conexión en cascada de mezcladores en analizadores de espectro.

5.4.2. Resolución en frecuencia y tiempo de barrido

A continuación se analiza el banco de filtros de resolución y el oscilador local para determinar distintas especificaciones del analizador. La resolución en frecuencia es la habilidad del analizador de discernir dos sinusoides de entrada en dos respuestas separadas. El problema de la resolución viene dado por el hecho de que las respuestas a las señales tienen una determinada anchura en la pantalla. Afortunadamente, los analizadores tienen filtros de resolución seleccionables de manera que, generalmente, es posible seleccionar uno suficientemente estrecho para resolver señales muy juntas. La regla de los 3dB (de Hewlett-Packard) o de los 6dB (de Tektronix) es un buen criterio para la resolución de señales de igual amplitud. Para especificar la resolución de sinusoides de distinta amplitud se proporciona el factor de forma del filtro: el cociente entre el ancho de banda de 60dB y el de 3dB (o el de 6dB, dependiendo del fabricante).

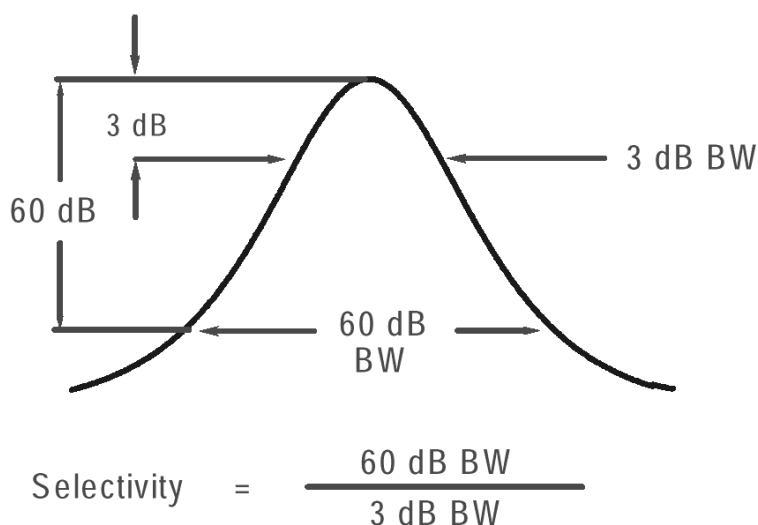


Figura 5.13. Selectividad de un filtro de frecuencia intermedia.

Cuanto menor sea este cociente más selectivo es el filtro y, por tanto, podrá resolver señales de distinta amplitud más fácilmente. Con filtros analógicos se puede conseguir una selectividad que varía desde 25:1 en filtros estándar hasta 11:1 en los filtros de perfil más estrecho.

Para determinar la capacidad de un filtro para resolver señales próximas en frecuencia se puede utilizar la expresión 5.1 que proporciona la diferencia de amplitud mínima que deben de tener las señales para que puedan ser observadas en función de la separación de sus frecuencias y de las características del filtro.

$$-3dB - \frac{\text{Offset} - \frac{BW_{3dB}}{2}}{\frac{BW_{60dB}}{2} - \frac{BW_{3dB}}{2}} \text{Dif}_{60,3dB} \quad (5.1)$$

donde: Offset = Frecuencia de separación de las dos señales
 BW_{3dB} = Ancho de banda a 3dB
 BW_{60dB} = Ancho de banda a 60dB
 $\text{Dif}_{60,3dB}$ = Diferencia entre 60 y 3dB (57dB)

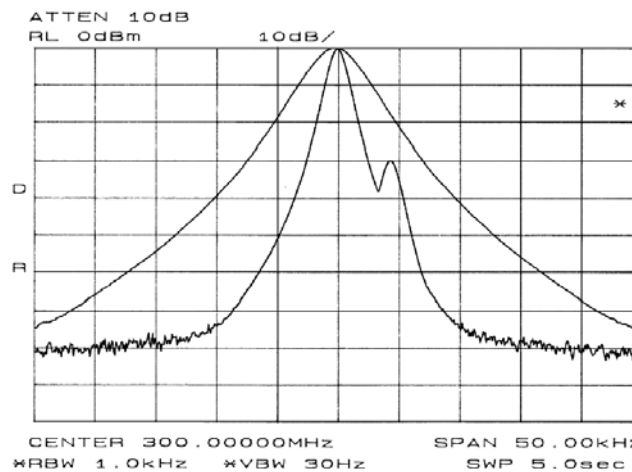


Figura 5.14. Medida de dos frecuencias cercanas (4 kHz) mediante filtros de distinto ancho de banda (3 kHz y 1 kHz).

Mediante este tipo de filtros analógicos se pueden conseguir anchos de banda que no suelen ser menores que algunos centenares de Hertzios. Para conseguir mejores resoluciones se debe recurrir a filtros digitales colocados tras el filtro analógico de mejor resolución. Una vez digitalizada la señal se procesa mediante un sistema con microprocesador que analiza la señal con un algoritmo FFT.

Con estos filtros se pueden obtener anchos de banda de hasta 10Hz. Otro importante beneficio obtenido con el uso de estos filtros digitales es la mejora de la selectividad que puede alcanzar valores de 5:1.

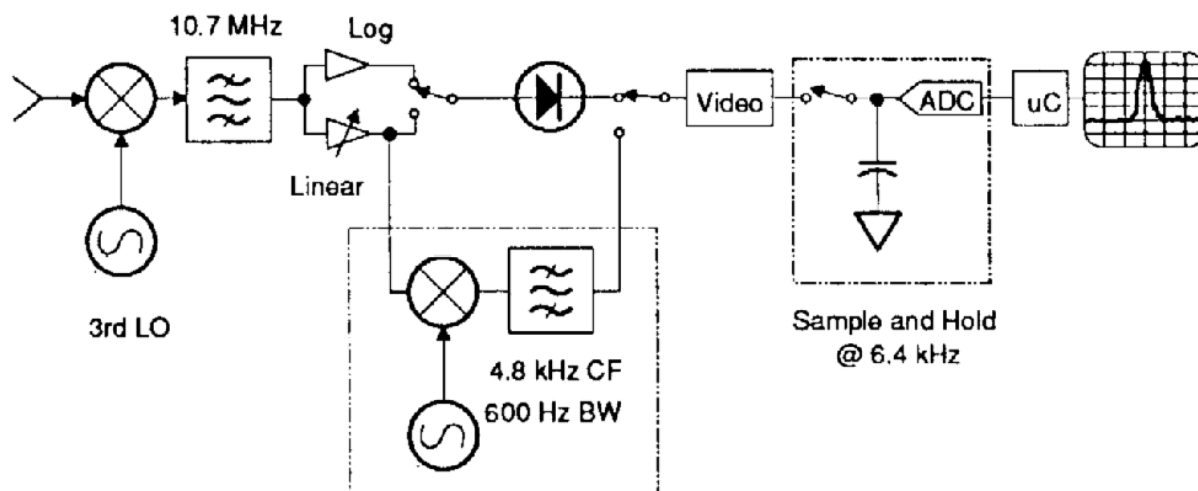


Figura 5.15. Implementación de un filtro digital.

Como perjuicio más importante, el hecho de utilizar filtros digitales, que se implementan mediante un algoritmo sobre microprocesador, es el gran tiempo de cálculo, evaluado en términos relativos, necesario para completar el barrido. En cualquier caso, incluso con el uso de filtros analógicos, hay que tener siempre en cuenta que el barrido debe realizarse de modo que los circuitos reactivos que componen el filtro se “cargen y descargen” completamente. De otro modo pueden ocurrir casos como los mostrados en la figura 5.16 en la que barridos excesivamente rápidos ocasionan importantes errores.

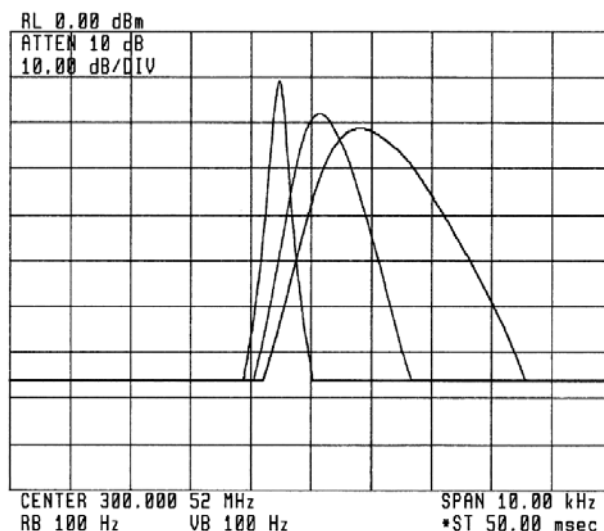


Figura 5.16. Resultado de realizar medidas de la misma señal con diferentes velocidades de barrido.

Como regla práctica se puede utilizar la siguiente ecuación para calcular el tiempo de barrido necesario para no cometer errores.

$$ST = k \frac{SPAN}{RBW^2} \quad (5.2)$$

donde ST es el tiempo necesario para barrer las 10 divisiones horizontales de la pantalla definidas por el SPAN para un filtro de RBW determinado. La constante k depende del perfil y tecnología del filtro y tiene valores comprendidos entre 2 y 3 para filtros analógicos y entre 10 y 15 para digitales.

Como se puede apreciar el tiempo de barrido ST es directamente proporcional al SPAN o rango de frecuencias del barrido e inversamente proporcional al cuadrado del RBW, o dicho de otro modo, directamente proporcional al factor de calidad del filtro y, por lo tanto, a su capacidad de almacenamiento de energía que obliga a utilizar más tiempo para energizar los componentes del filtro. La mayoría de los analizadores de espectros actuales disponen de un algoritmo que ejecuta la anterior ecuación para configurar de modo automático la velocidad de barrido.

Por otro lado, la estabilidad de los osciladores locales del analizador, especialmente del primero, también afecta a la resolución del analizador, puesto que tiene una FM residual de 1 kHz o más, que se transfiere a la señal IF. Los efectos de la FM residual del oscilador local no son visibles en los anchos de banda de resolución grandes, sólo cuando el ancho de banda se aproxima a las excursiones pico a pico de la FM puede detectarse. Por tanto, el ancho de banda de resolución mínimo que puede hallarse en un analizador está determinado, al menos en parte, por la estabilidad del oscilador local.

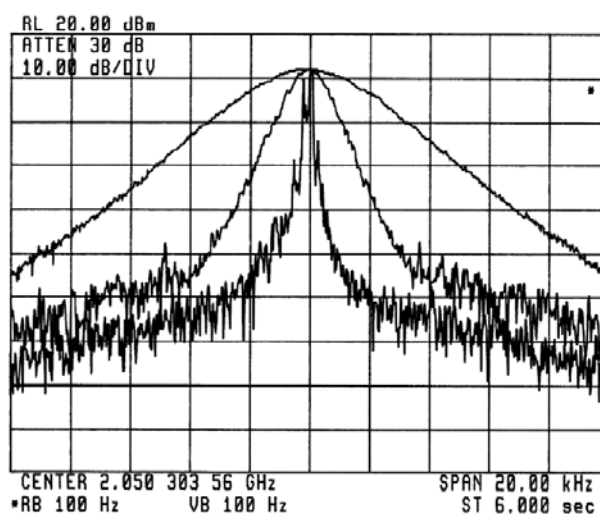


Figura 5.17. Resultado de realizar medidas de la FM residual con filtros de diferente RBW.

Además, el oscilador local está modulado en fase o en frecuencia por el ruido aleatorio. Por tanto, las bandas laterales moduladas en fase por el ruido aparecerán a la salida alrededor de cualquier componente de frecuencia. El ruido de fase es la limitación última de la capacidad del analizador de resolver señales de distinta amplitud.

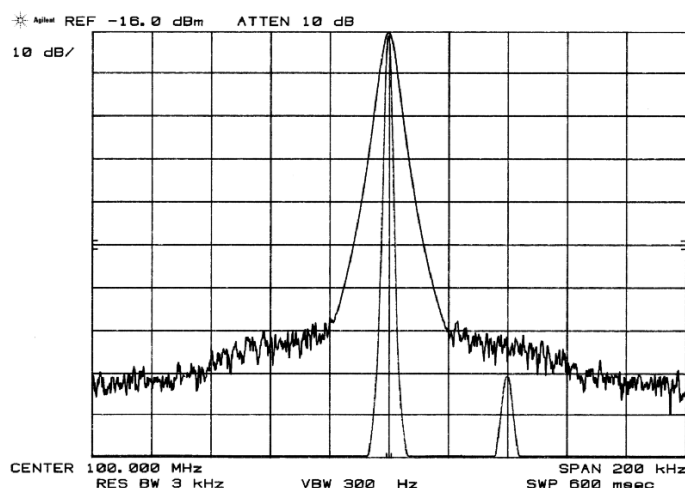


Figura 5.18. El ruido de fase puede enmascarar señales de bajo nivel.

Si la resolución fuese el único criterio para juzgar un analizador, se diseñaría con el filtro de resolución más estrecho posible y se utilizaría siempre. Sin embargo, la resolución afecta al tiempo de barrido y, por tanto, al tiempo en que se completa una medida. Un cambio en la resolución tiene un efecto dramático en el tiempo de barrido. La mayoría de los analizadores controlan automáticamente el tiempo de barrido en función del span y el ancho de banda de resolución seleccionado.

5.4.3. Detectores y filtro de vídeo.

Típicamente, los analizadores convierten la señal IF en una de vídeo mediante un detector de envolvente. Las constantes de tiempo del detector son tales que la tensión a través de la capacidad iguala el valor de pico de la señal IF en todos los tiempos. La figura 5.19 muestra que si la salida del filtro de resolución es justamente una componente en frecuencia de la señal de entrada, será una senoide y la salida del detector una tensión continua de valor igual a la magnitud de la componente en frecuencia que se analiza. Para proporcionar el valor rms de la señal, el analizador multiplica el valor de pico obtenido por 0.707.

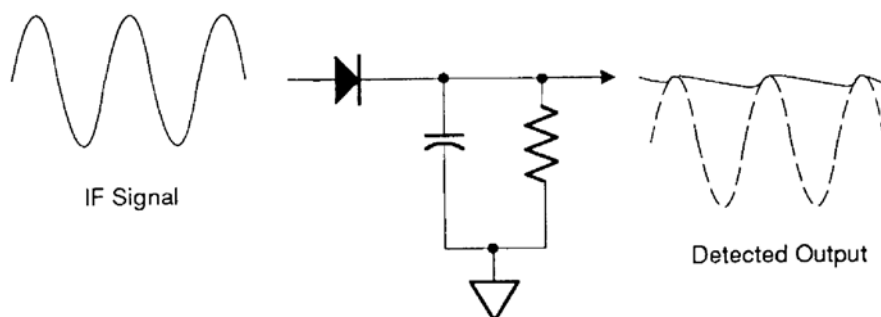


Figura 5.19. Detección de una señal armónica.

En el caso en que hay varios armónicos dentro del ancho del filtro IF se observa una condición como la de la figura 5.20. El ancho de banda máximo de la señal de vídeo es, por lo tanto, el definido por el RBW seleccionado en el analizador.

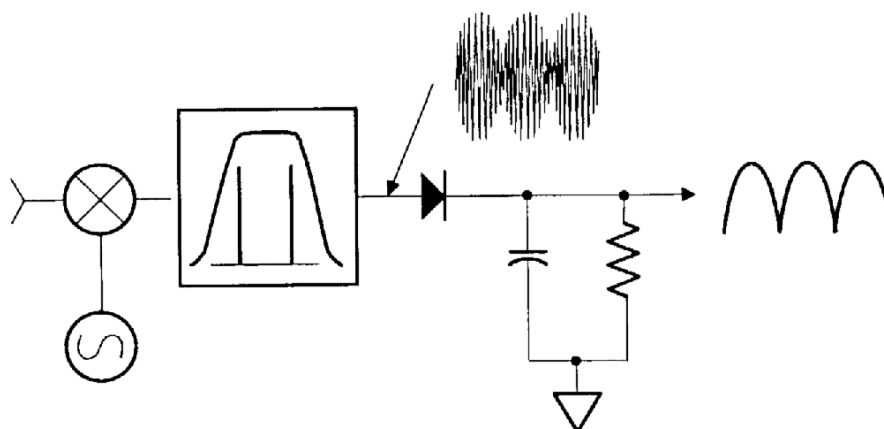


Figura 5.20. Detección de un grupo de señales dentro del ancho de banda del filtro IF.

Los analizadores muestran las señales más su propio ruido interno. Para reducir el efecto del ruido en la amplitud de la señal mostrada a menudo se suaviza o promedia, lo que se consigue con el filtro de vídeo. Este filtro es un filtro pasabajos que está a continuación del detector. A medida que el ancho de banda del filtro se hace igual o menor al ancho de banda

del filtro de resolución seleccionado, el sistema de vídeo no puede seguir las rápidas variaciones de la envolvente de la señal que pasa a través de la cadena IF. El resultado es un promediado o suavización de la señal.

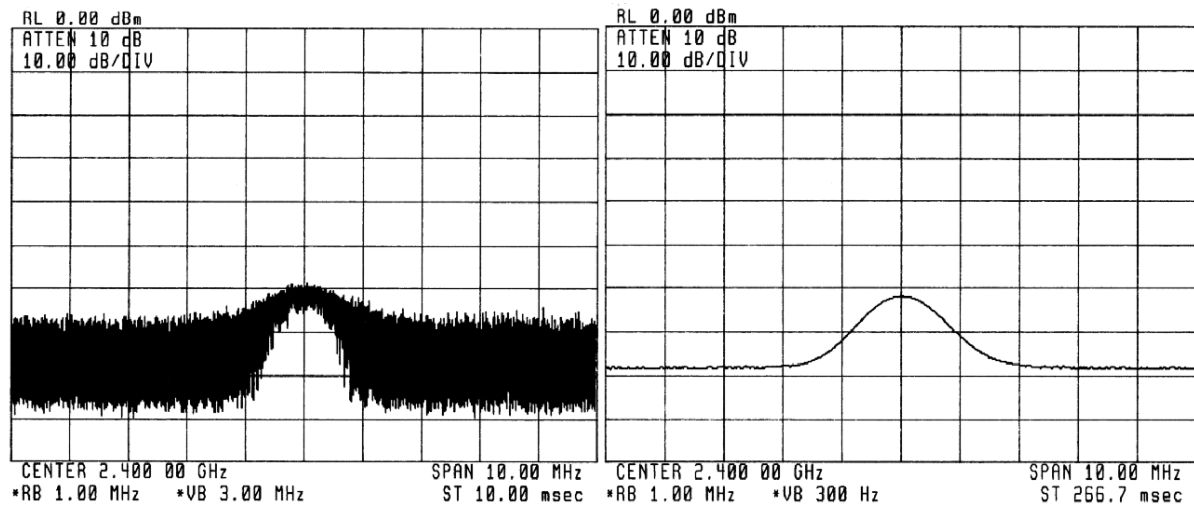


Figura 5.21. Visualización de una señal sin filtrado de vídeo (izquierda) y con un filtrado de vídeo de 300 Hz (derecha).

El filtro de vídeo debe tener, para ser efectivo, un ancho de banda VBW (video band width) menor o igual que el RBW. El VBW influye en la velocidad de barrido de igual modo que el RBW. Así, se puede volver a escribir la ecuación 5.2 teniendo en cuenta el filtrado de vídeo como:

$$ST = k \frac{SPAN}{RBW \cdot VBW} \geq k \frac{SPAN}{RBW^2} \quad (5.3)$$

Los analizadores con visualización digital a menudo ofrecen otra posibilidad de suavizar la señal: el promediado de vídeo. En este caso, el promediado se realiza en varios barridos punto a punto. En muchas ocasiones se obtiene el mismo resultado utilizando cualquiera de las dos técnicas (filtrado o promediado de vídeo). Sin embargo, existe una clara diferencia entre las dos: el filtrado es un promediado en tiempo real mientras que el promediado requiere varios barridos.

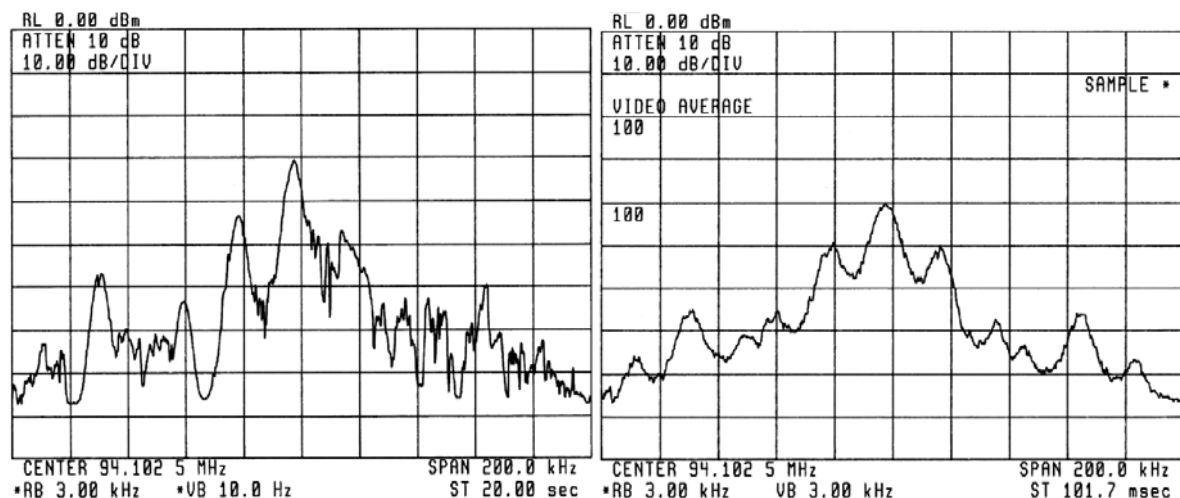


Figura 5.22. Visualización de una señal con filtrado de vídeo (izquierda) y con promediado de vídeo (derecha).

La última etapa del analizador de espectros lo constituye el bloque de visualización. Si ésta es analógica, la salida del detector se amplifica y se aplica directamente a las placas verticales del tubo de rayos catódicos. De este modo, la pantalla presenta continuamente la señal y no se pierde información. Sin embargo, el mayor problema de este tipo de presentación es la manipulación de los largos tiempos de barrido cuando se utilizan los anchos de resolución pequeños.

Una solución a este problema es la utilización de circuitería digital. Pero los sistemas digitales no están libres de problemas, siendo el principal cuál es el valor que debe mostrarse. Como primera alternativa, simplemente se digitaliza el valor de la señal al final de cada una de las celdas en que se divide la escala horizontal de la pantalla. Este es el modo de muestreo. Para dar a la traza un aspecto continuo se diseña un sistema que dibuje vectores entre los puntos. Aunque este modo funciona bien cuando se desea representar el ruido aleatorio, no es un buen modo para la representación de sinusoides.

Una manera de asegurar que todas las sinusoides se representan es mostrar el máximo valor encontrado en cada celda, lo que se conoce con el nombre de modo de pico positivo o post-pico. Sin embargo, este modo no proporciona una buena representación del ruido aleatorio (puesto que proporciona sus valores máximos).

Para proporcionar una mejor visualización del ruido aleatorio que el modo post-pico y evitar el problema de perder sinusoides, muchos analizadores ofrecen el modo Rosenfell o MAX/MIN. En este caso se comprueba si la señal aumenta y disminuye en la misma celda. Este modo funciona mejor cuando debe combinarse el ruido y componentes discretas de frecuencia en la pantalla, por lo que es el que se ofrece por defecto en los analizadores.

5.4.4. El ruido generado por los analizadores de espectro.

Nos centraremos a continuación en las especificaciones referentes al ruido que genera el analizador. Uno de los primeros usos de un analizador es la búsqueda o medida de señales de bajo nivel. La limitación última de estas medidas es el ruido aleatorio blanco generado por el propio analizador, fundamentalmente en la primera etapa de ganancia.

La sensibilidad del analizador se define como la potencia de la señal que es igual a la potencia del ruido del analizador en un determinado ancho de banda y puede determinarse simplemente observando el nivel de ruido indicado en la pantalla cuando no se aplica ninguna señal en la entrada. Las señales por debajo de este nivel no se pueden detectar y pasarán inadvertidas.

El ancho de banda de resolución afecta a la sensibilidad. Puesto que los filtros de resolución están después de la primera etapa de ganancia, la potencia de ruido total que pasa a través de los filtros está determinada por su anchura. Se obtiene la mejor sensibilidad utilizando el menor ancho de banda de resolución disponible.

El filtro de vídeo puede utilizarse para reducir las fluctuaciones de amplitud de las señales ruidosas, sin embargo, este filtro no afecta al nivel medio de ruido y por tanto, estrictamente hablando, no afecta a la sensibilidad del analizador.

Las prestaciones de los equipos pueden especificarse en términos de la figura de ruido, en lugar de en términos de la sensibilidad, puesto que ambas están relacionadas. En un analizador ideal la mínima señal que se puede detectar está limitada por el ruido térmico, que para una temperatura de 290K y un ancho de banda de 1 Hz es -174dBm. Sin embargo, un analizador real introduce ruido adicional.

La figura de ruido proporciona la diferencia entre el caso real y el ideal: una figura de ruido de valor NF significará que una señal sinusoidal debe estar NFdB por encima de los -174dBm para ser igual al ruido medio mostrado. Para determinar la figura de ruido del analizador a partir de la sensibilidad se deberá medir la potencia de ruido en algún ancho de banda, calcular la que se habría medido en un ancho de banda de 1 Hz y compararla con los -174dBm.

Una razón para introducir la figura de ruido es que ayuda a determinar el provecho que se puede derivar de utilizar un preamplificador. Colocando un preamplificador adecuado frente al analizador, puede obtenerse un sistema (preamplificador/analizador) con una figura de ruido menor que la del analizador solo. Sin embargo, se reduce el rango dinámico de medida.

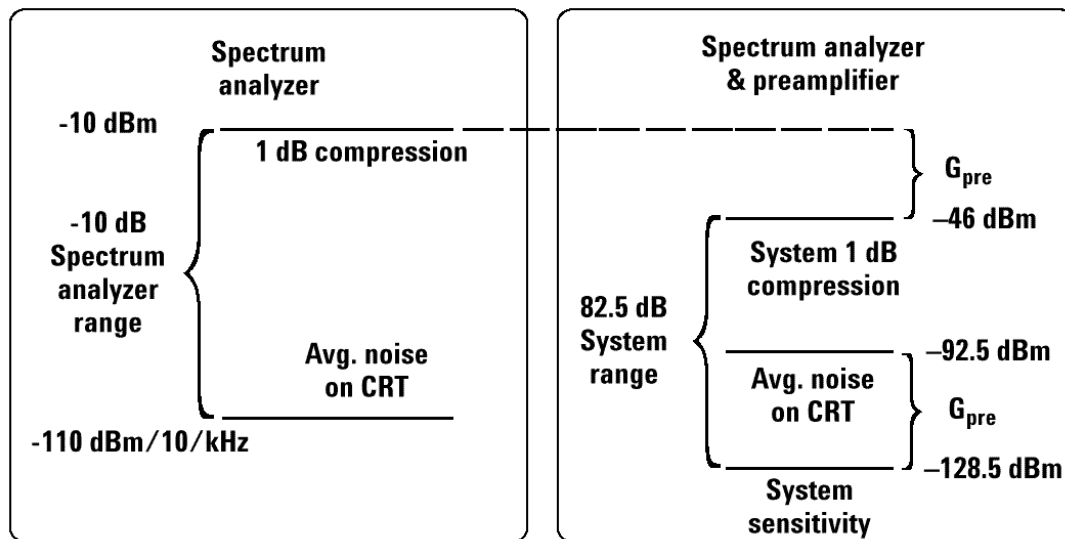


Figura 5.23. Rango dinámico de un analizador de espectro convencional (izquierda) y con preamplificador (derecha).

5.4.5. La distorsión en analizadores de espectros.

Volvamos a las etapas de entrada para examinarlas desde el punto de vista del nivel de la señal. Una característica común a todos los analizadores que debe tenerse siempre en cuenta es su nivel máximo de entrada. El mezclador es un dispositivo sensible que puede ser fácilmente dañado. La primera precaución a tomar es no aplicarle nunca una tensión continua. Como norma general, cualquier nivel de atenuación mayor de 20dB protegerá el mezclador, nivel que puede conseguirse seleccionando el mayor nivel de referencia disponible en el analizador.

Por otro lado, debe tenerse en cuenta el nivel óptimo de entrada, que se define como la máxima potencia presente a la entrada del primer mezclador que no produce productos espúreos. Sobrepasar este valor provocará distorsión armónica o intermodulación, que dará lugar a la aparición de señales espúreas.

Además, a medida que el nivel de las señales en el primer mezclador aumenta, se llega a un punto en que su salida no sigue linealmente la entrada: la señal de salida está limitada o comprimida. El punto de compresión de 1dB se define como la potencia total en el primer mezclador que produce una compresión de 1dB en las señales. Este punto está típicamente a un nivel más alto que el nivel de entrada óptimo. De este modo, por encima del nivel óptimo

de entrada pueden generarse señales espúreas mientras que hasta el punto de 1dB pueden hacerse medidas exactas, sin obtener errores en la amplitud de salida.

5.4.6. Rango dinámico.

El rango dinámico del analizador se define como el rango de señales entre la más pequeña que puede ser detectada por encima del nivel de ruido del sistema y la mayor señal que no provoca señales espúreas mayores que la menor señal que puede ser observada. Uno de los factores que afectan al rango dinámico del analizador es el comportamiento no lineal del mezclador, que introduce distorsión armónica e intermodulación.

Típicamente las señales espúreas son debidas a la intermodulación. La intermodulación de segundo orden no acostumbra a ser un problema (los productos cruzados resultantes están muy separados de las frecuencias de interés), siendo la de tercer orden la más importante. El punto de intersección de tercer orden (third order intercept, TOI) es un término que describe la habilidad de un analizador de mostrar señales que entran en el primer mezclador sin crear productos de distorsión. Este es el punto en que los productos de distorsión de tercer orden creados por el mezclador son iguales en amplitud a la propia señal. Aunque este punto nunca se alcanza en la práctica porque el mezclador se satura mucho antes, su conocimiento permite predecir el nivel de señales espúreas que se producirán cuando una señal de una determinada amplitud se aplica al primer mezclador.

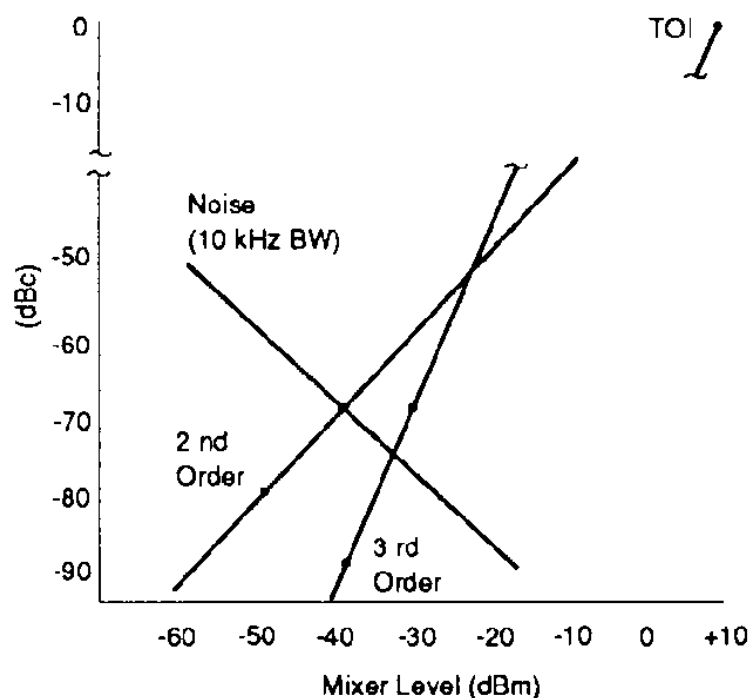


Figura 5.24. Distorsión de segundo y tercer orden.

El rango dinámico puede determinarse si se conoce el TOI y el nivel de ruido. Hay dos rangos adicionales que frecuentemente se confunden con el rango dinámico: el rango de visualización y el rango de medida. El primero se refiere al rango de amplitudes calibrado en la pantalla (debe tenerse en cuenta que la división inferior en muchos casos no está calibrada). El rango de medida es la razón entre la señal más grande y la más pequeña, medidas bajo cualquier circunstancia (no simultáneamente).

5.4.7. Exactitud en medidas de frecuencia y amplitud.

Una vez descrita la estructura del analizador y las especificaciones que de ella se derivan, veamos a continuación la exactitud en las medidas de frecuencia y amplitud, tanto absolutas como relativas.

En cuanto a la frecuencia absoluta, se especifica generalmente la incerteza en la frecuencia central. Para la frecuencia relativa se debe considerar la incerteza en el span, que se refiere a la incerteza en la separación de dos componentes cualesquiera en la pantalla.

Debe tenerse en cuenta que no puede darse un error exacto para la frecuencia a no ser que se sepa algo sobre la referencia de la frecuencia. Así, por ejemplo, se requiere saber cuándo fue ajustado el oscilador por última vez y cómo de cerca se ajustó a la frecuencia nominal, así como su deriva con el tiempo (que el fabricante especifica).

La exactitud absoluta en las medidas de amplitud queda fundamentalmente afectada por la calibración. Los factores que afectan a la exactitud de las medidas relativas de amplitud son: la respuesta en frecuencia (o flatness), la fidelidad de la visualización (que incluye la característica del amplificador logarítmico y la linealidad del detector y de los circuitos de digitalización), y los posibles errores que se puedan inducir al cambiar los controles durante la medida.

5.4.8. Medida de ruido.

Para acabar, nos centraremos en las medidas de ruido, es decir, ahora es el ruido aleatorio presente en la entrada del analizador la señal a medir. Debido a la naturaleza del ruido, el analizador superheterodino proporciona un valor que es menor que el valor real.

Analizaremos el caso de ruido aleatorio con una distribución gaussiana. El ruido blanco gaussiano a la entrada (con valor rms σ) se limita en banda a medida que atraviesa la cadena IF, de forma que el valor medio de su envolvente es 1.253σ . Pero el analizador es un voltímetro que responde al valor de pico calibrado para indicar el valor rms de una onda sinusoidal. Para convertir el valor de pico a rms, el analizador escala su lectura en un factor 0.707 (-3dB). El valor medio del ruido se escala por el mismo factor, proporcionando una lectura que es igual a 0.886σ , es decir, 1.05dB por debajo de σ . Así, debe añadirse 1.05dB al valor mostrado para corregir el error cometido.

Normalmente se utiliza el analizador en el modo logarítmico, que añade un error adicional en la medida de ruido. Se ha estimado que el valor medio que se obtiene en este caso está otros 1.45dB por debajo. De este modo, en la visualización logarítmica, el valor medio del ruido se muestra 2.5dB por debajo del real.

Otros factores que pueden requerir la adición de correcciones adicionales son el hecho de que el analizador proporciona una medida que es la suma de las potencias de ruido interno y externo y que el ancho de banda de resolución no coincide con el ancho de banda de ruido equivalente. Muchos analizadores controlados por microprocesador realizan automáticamente todas estas correcciones, proporcionando la potencia de ruido normalizada a un ancho de banda de 1 Hz.

5.5. Bibliografía.

- [1] A.D. Helfrick and W.D. Cooper, *Modern Electronic Instrumentation and measurement techniques*, Prentice-Hall (1990).

- [2] *Spectrum analysis*, Application note 150, Hewlett-Packard (1989).
- [3] *Spectrum Analyzer Fundamentals Seminar*, Tektronix (1991).

6. MEDIDORES DE IMPEDANCIA

En esta lección vamos a mostrar los equipos básicos para la medición de la impedancia de componentes o redes para una frecuencia dada, como se hace en los distintos medidores de impedancia que estudiaremos, o para un rango amplio de frecuencias, como se hace en los llamados analizadores de impedancias. Iniciaremos este estudio introduciendo conceptos básicos y dando métodos de modelización y caracterización de impedancias reales. Se mostrarán, por lo tanto, equipos que determinan los valores de inductancia y capacidad de determinadas impedancias (dipolos) en un caso, o del módulo y fase del vector impedancia en otro. Extendiendo este tipo de equipos a circuitos cuadripolos se mostrarán también los equipos denominados medidores de ganancia /fase,

6.1. Introducción.

La impedancia es un parámetro muy importante usado para caracterizar circuitos electrónicos, componentes y materiales usados para fabricar componentes. La impedancia (Z) se define como la oposición total que un determinado dispositivo ofrece al flujo de una corriente alterna con una frecuencia dada. La impedancia se representa como una cantidad compleja y se muestra gráficamente como un vector en el plano. La parte real, sobre el eje de abscisas, es la resistencia (R) y la parte imaginaria, sobre el eje de ordenadas es la reactancia (X). Por lo tanto, en coordenadas rectangulares se tiene $Z=R+jX$ y en forma polar $Z=|Z|\angle\theta$. La figura 6.1 ofrece algunas relaciones matemáticas útiles.

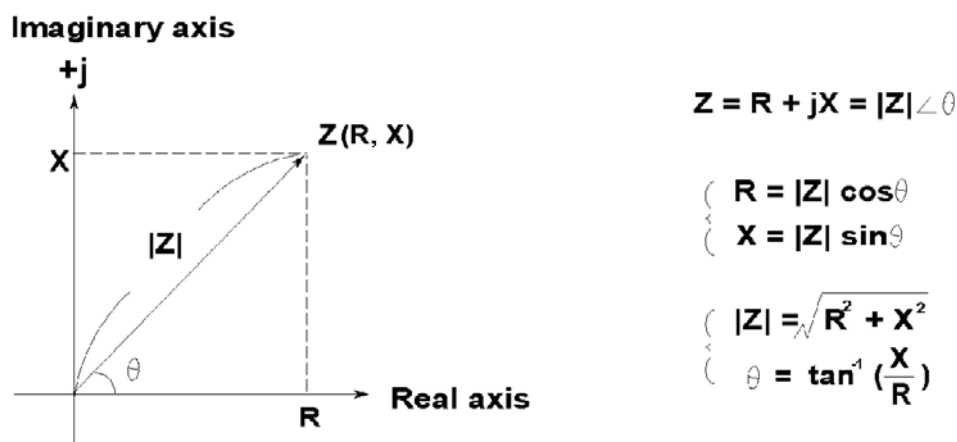


Figura 6.1. Impedancia. Definición y relaciones útiles.

En algunos casos resulta más útil usar como magnitud principal la inversa de la impedancia $Y=1/Z$, que se denomina admitancia, que también se puede representar como un vector cuya componente real es la conductancia (G) y la parte imaginaria la susceptancia (B) de modo que en coordenadas rectangulares se tiene $Y=G+jB$. La impedancia es el parámetro que se utiliza comúnmente y es especialmente útil para representar la conexión en serie de resistencias y reactancias, mientras que el uso de la admitancia es interesante para conexiones en paralelo como se puede ver en las expresiones de la figura 6.2.

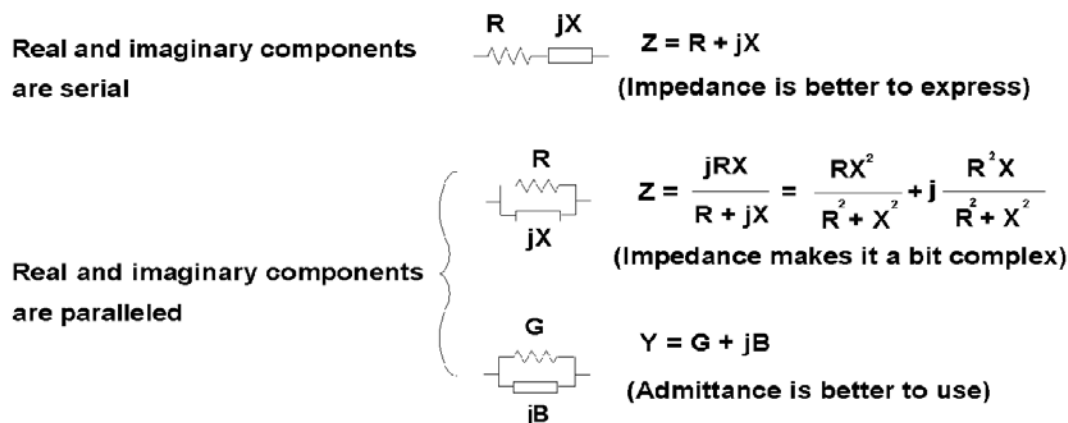
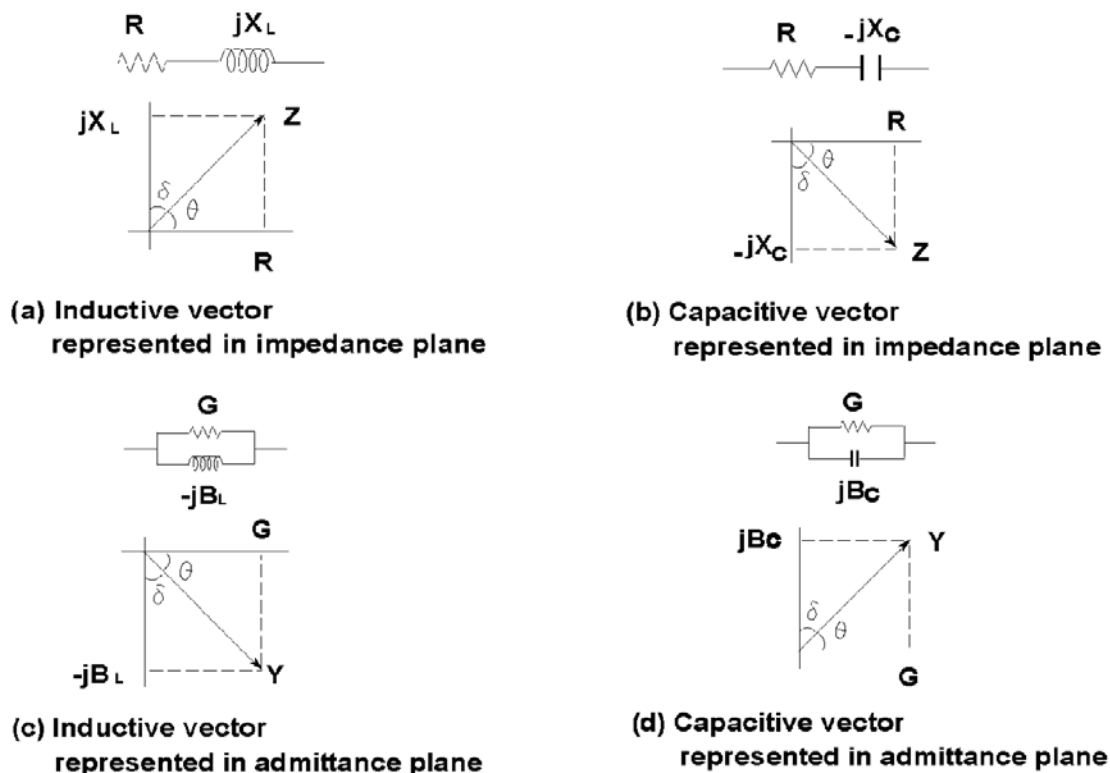


Figura 6.2. Expresiones para las combinación serie y paralelo de parte real e imaginaria en el uso de impedancias y admitancias.

La reactancia tiene dos formas: inductiva (X_L) y capacitiva (X_C) en función del signo de la parte imaginaria de la impedancia positivo en el primer caso ($Z=R+jX_L$) y negativo en el segundo ($Z=R-jX_C$). Por definición se tiene que $X_L=\omega L=2\pi fL$ y $X_C=1/(\omega C)=1/(2\pi fC)$ donde f es la frecuencia, L la inductancia y C la capacidad. De un modo similar se pueden dar expresiones equivalentes para la admitancia como puede verse en la figura 6.3, donde además aparece definido el factor de calidad (Q) que sirve para evaluar la pureza de un componente reactivo (condensador o inductancia).



$$Q = \frac{1}{D} = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{X_L}{R} = \frac{-X_C}{R} = \frac{-B_L}{G} = \frac{B_C}{G}$$

Figura 6.3. Relaciones entre parámetros basados en impedancia y admitancia.

En general, se define el factor de calidad como la relación entre la energía almacenada y la energía disipada por un dispositivo y, por lo tanto, Q es una magnitud adimensional. Q es comúnmente utilizada para inductores mientras que para condensadores se usa el factor de disipación (D) definido como $D=1/Q = \tan\delta$ también denominado tangente de pérdidas.

6.2. Circuitos equivalentes.

En general, todo componente básico real (resistencia, inductor o condensador) tiene una respuesta en frecuencia distinta de la teóricamente esperada, consecuencia de la existencia de componentes parásitos. Esta respuesta real puede predecirse con bastante aproximación mediante el uso de circuitos equivalentes formados por la asociación de componentes ideales. En las figuras 6.4 a 6.6 se muestran los posibles circuitos equivalentes y respuestas en frecuencia de las resistencias, inductancias y capacidades reales.

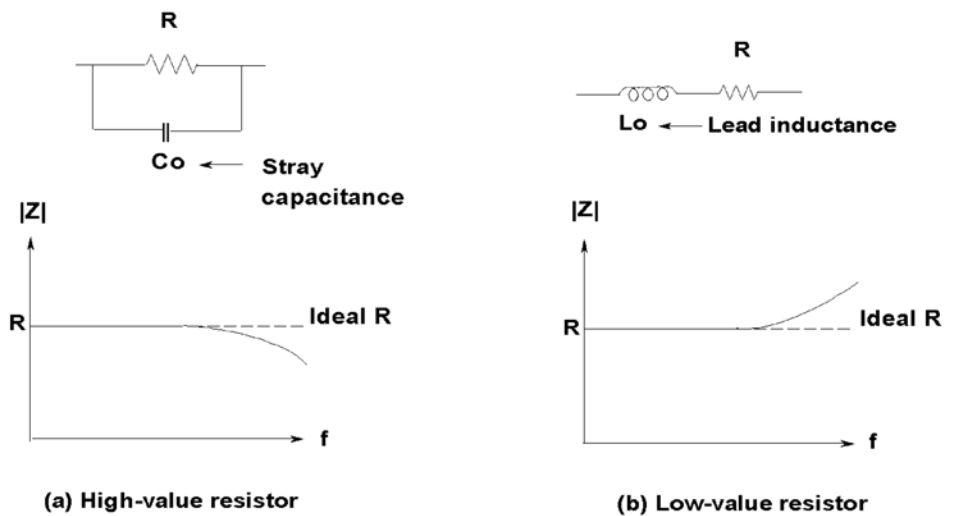


Figura 6.4. Circuito equivalente y respuesta en frecuencia de resistencias reales.

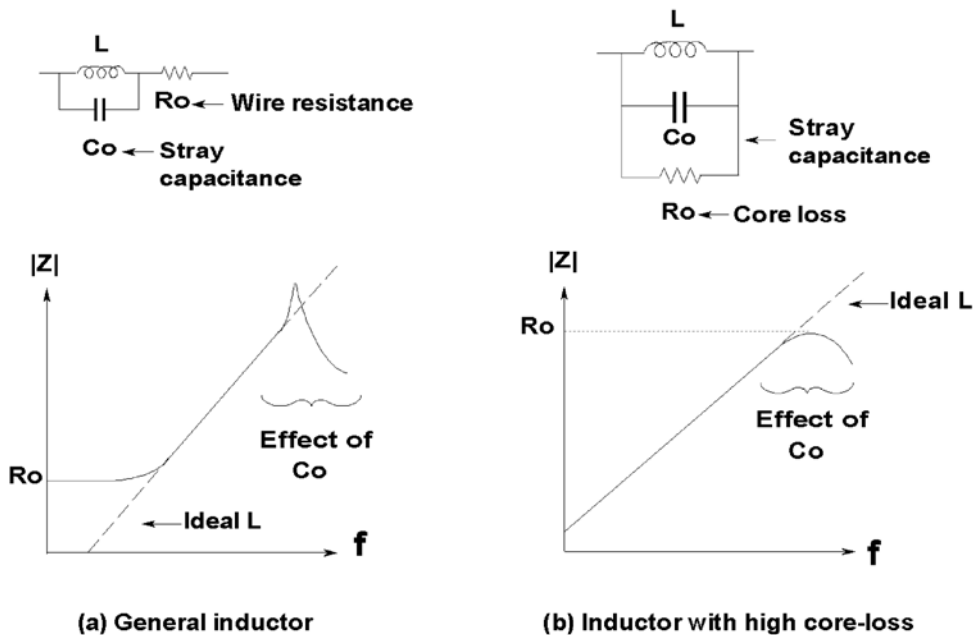


Figura 6.5. Circuito equivalente y respuesta en frecuencia de inductores reales.

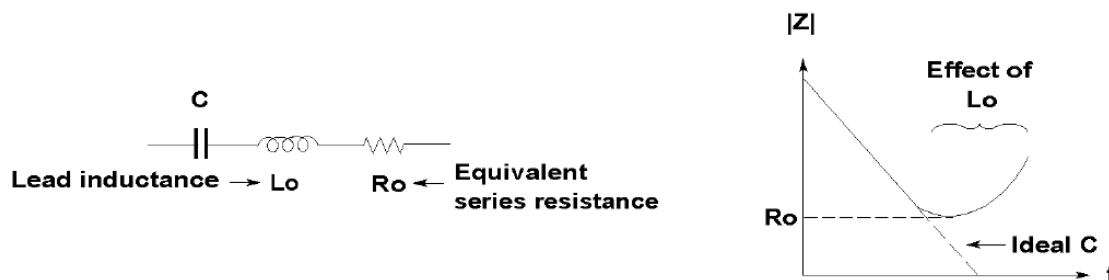


Figura 6.6. Circuito equivalente y respuesta en frecuencia de condensadores reales.

6.3. Métodos de deflexión.

Vamos a mostrar algunos métodos para la medición de impedancias C y L utilizando el método de deflexión. Recordando contenidos de la lección 1, en el método de deflexión la medición se realiza observando el efecto de la magnitud sobre un sistema calibrado. Por ejemplo: la desviación de la aguja de un galvanómetro (sistema calibrado) que sirve para medir el valor una corriente. A continuación vamos a estudiar algunos tipos de medida de inductancias y capacidades por este método.

6.3.1. Método del divisor de tensión

En las figuras 6.7 a 6.9 se muestran los esquemas simplificados de este método para el cual se deben seguir los siguientes pasos:

a) Se monta una red (divisor de tensión) con la L o C de valor desconocida y una resistencia calibrada.

b) Se excita con una tensión de amplitud y frecuencia conocida.

Se mide la tensión en el punto central del divisor.

c) Se realiza una visualización (en galvanómetro o con voltímetro digital) del valor de esta tensión en la que esté contenida el cálculo correspondiente. En el caso de galvanómetro es fácil dibujar la escala en términos del cálculo. Si se cuenta con un microprocesador la representación del valor es resultado de un sencillo cálculo.

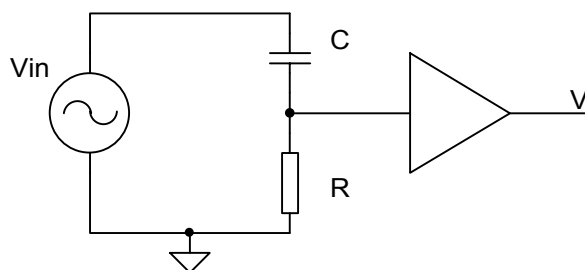


Figura 6.7. Método del divisor de tensión para medida de condensadores.

El caso de condensadores para los módulos (amplitudes) resulta:

$$V = \frac{RV_{in}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}} \quad \text{luego} \quad C = C(V) \quad (6.1)$$

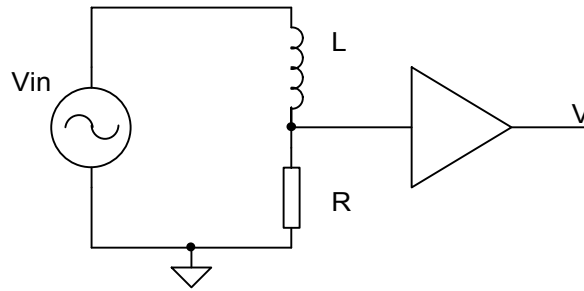


Figura 6.8. Método del divisor de tensión para medida de inductores.

Para la medida de un inductancia se obtiene:

$$V = \frac{RV_{in}}{\sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}} \quad \text{luego } L=L(V) \quad (6.2)$$

Para conseguir una medida correcta hemos de tener una amplitud de V suficiente para asegurar la resolución y minimizar errores. Esto no es siempre posible. Por ejemplo: para valores grandes de C y una determinada frecuencia de V_{in} , podemos obtener amplitudes de V muy pequeñas. Sin embargo, siempre podremos tener unos valores distintos calibrados de R o de la frecuencia de V_{in} para conseguir una correcta medida.

6.3.2. Método del desfase.

Ahora vamos a evaluar el valor de la L o C desconocida midiendo el desfase entre una señal de excitación de amplitud y frecuencia conocida y la obtenida en el punto medio de la conexión serie de la impedancia y una resistencia calibrada.

Para medir condensadores el circuito es como el de la figura 6.9:

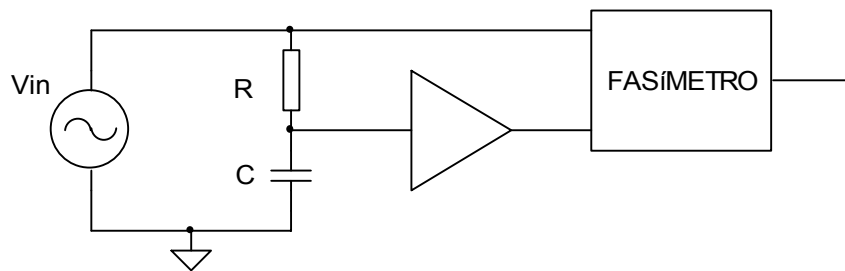


Figura 6.9. Método del desfase para medida de condensadores.

donde:

$$\theta = \arctg\left(\frac{X_C}{R}\right) = \arctg\left(\frac{1}{2\pi fRC}\right) \quad (6.3)$$

teniendo en cuenta la aproximación del arcotangente para ángulos pequeños se puede expresar:

$$\theta \approx \frac{1}{2\pi fRC} \quad (6.4)$$

y por lo tanto:

$$C \approx \frac{1}{2\pi f R \theta} \quad (6.5)$$

Es decir, el valor de la capacidad a medir esta directamente en función de la fase medida por el fasímetro.

Para medir inductancias el circuito es como el de la figura 6.10:

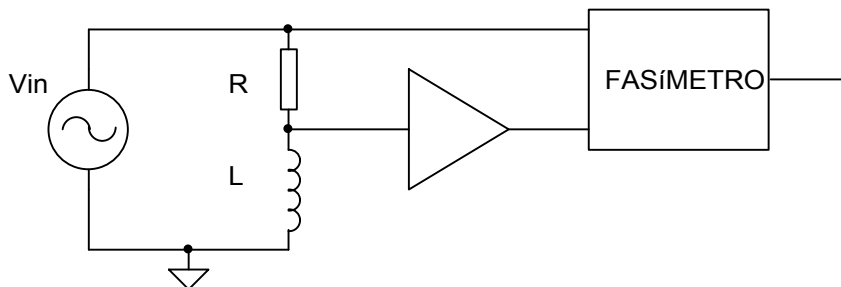


Figura 6.10. Método del desfase para medida de inductores

donde:

$$\theta = \arctg\left(\frac{X_L}{R}\right) = \arctg\left(\frac{2\pi f L}{R}\right) \quad (6.6)$$

teniendo en cuenta la aproximación del arcotangente para ángulo pequeños se puede expresar:

$$\theta \approx \frac{2\pi f L}{R} \quad (6.7)$$

y por lo tanto:

$$L \approx \frac{R \theta}{2\pi f} \quad (6.8)$$

Es decir, el valor de la inductancia a medir está directamente en función de la fase medida por el fasímetro.

El circuito de medida de fase puede llevarse a cabo a partir de una puerta XOR como se muestra en la figura 6.11. Los circuitos comparadores con histéresis conectados a la entrada de la puerta obtienen una señal rectangular compatible con la lógica de la puerta cuyos flancos ascendentes y descendentes coinciden con los cruces por cero de la señal original.

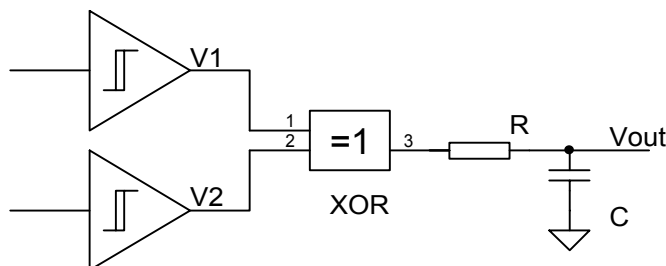


Figura 6.11. Circuito fasímetro basado en puerta XOR.

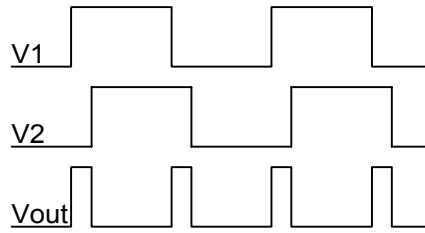


Figura 6.12. Formas de onda del fasímetro con puerta XOR.

Para obtener una medida correcta deberemos, como antes, utilizar la frecuencia o el valor de R adecuados para poder realizar la aproximación citada.

6.3.3. Método resonante.

Para la medida de inductancias y su resistencia serie equivalente se puede utilizar un circuito resonante como el de la figura 6.13.

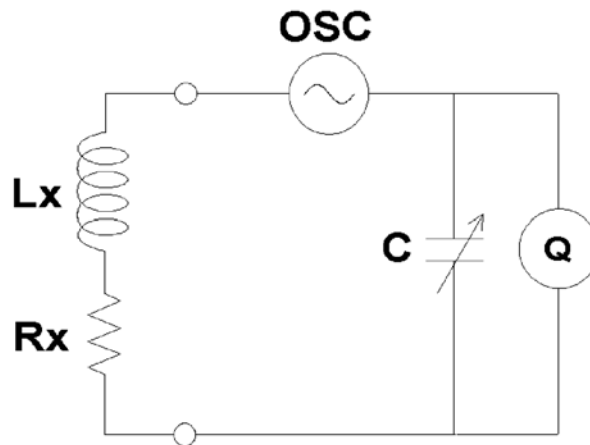


Figura 6.13. Método resonante para la medición de L_x y R_x .

Mediante el ajuste de C, de valor calibrado se puede obtener la resonancia del circuito resonante serie formado por L_x , R_x y C. La medida de la amplitud en C da el valor del factor de calidad Q. Conocido este valor y la frecuencia f del oscilador se pueden obtener fácilmente los valores desconocidos utilizando las siguientes expresiones:

$$Q = \frac{2\pi f L_x}{R_x} ; \quad f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_x C}} \quad (6.9)$$

La medición de Q se puede realizar mediante un simple voltímetro teniendo en cuenta que, en resonancia, Q es igual al cociente entre la tensión del condensador (o del inductor + resistencia) y la tensión del oscilador que se puede normalizar (amplitud unidad).

De un modo análogo se podría calcular el valor de un condensador desconocido mediante un circuito resonante paralelo con una inductancia ajustable patrón y utilizando las expresiones duales:

$$Q = 2\pi f C R_x ; \quad f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_x}} \quad (6.10)$$

En este caso el oscilador tiene que ser de corriente y la medición de Q se hace con un amperímetro en serie con el condensador, ya que Q es igual al cociente entre la corriente del condensador (o del inductor + resistencia) y la del oscilador que se puede normalizar (amplitud unidad).

6.3.4. Otros métodos por deflexión.

Además de los ya citados existen otros métodos como son:

- Medida directa de V-I.

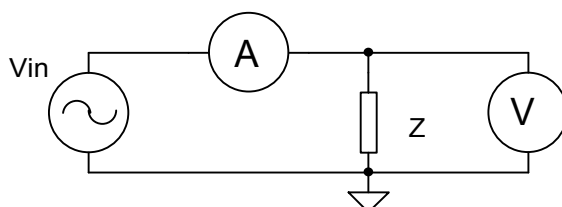


Figura 6.14. Método de la medida directa de V e I.

Mediante este método se puede calcular el módulo de la impedancia desconocida como:

$$|Z| = \frac{|V|}{|I|} \quad (6.11)$$

- Medida de la constante de tiempo.

Consiste en medir experimentalmente la constante de tiempo de un circuito de primer orden constituido por la impedancia desconocida y una resistencia patrón R. Para el caso de condensadores se tiene un circuito como el de la figura 6.15.

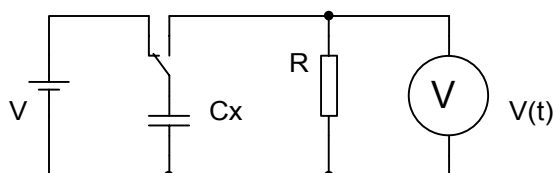


Figura 6.15. Medida de C_X mediante el método de la constante de tiempo.

donde:

$$V(t) = V(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (6.12)$$

con $\tau = RC_X$ y por lo tanto $C_X = \tau/R$.

Análogamente se puede dar el circuito de la figura 6.16 para la medida de inductancia.

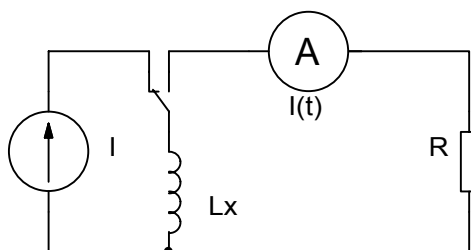


Figura 6.16. Medida de L_X mediante el método de la constante de tiempo.

donde:

$$I(t) = I(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (6.13)$$

con $\tau = L_X/R$ y por lo tanto $L_X = \tau R$.

En ambos casos la constante de tiempo τ se mide experimental y coincide con el tiempo que ha de transcurrir hasta que la amplitud de la tensión o corriente cae al 63% ($1 - e^{-1}$) de su valor inicial.

6.4. Método de comparación.

Recordando la lección 1, en el método de comparación la medición se consigue por comparación directa con un patrón. En la medida de impedancias por este método se utilizan puentes con impedancias patrón. Hay muchas configuraciones de puente, pero el más conocido es el puente de Wheatstone que se muestra en la figura 6.17.

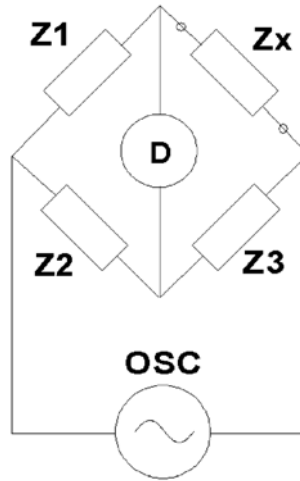


Figura 6.17. Puente de Wheatstone para la medida de la impedancia desconocida Z_X .

La señal de excitación es fija. Las impedancias Z_1 , Z_2 y Z_3 son patrones y una de ellas, por ejemplo Z_3 , es variable. La impedancia desconocida es Z_X . Ajustando el valor de Z_3 hasta que la corriente por el indicador D es cero se consigue equilibrar el puente. En este caso las ecuaciones son:

$$\frac{V}{Z_1 + Z_X} Z_X = \frac{V}{Z_2 + Z_3} Z_3 \quad (6.14)$$

de donde se obtiene que:

$$Z_X = \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} \quad (6.15)$$

y por lo tanto:

$$|Z_X| = \frac{|Z_1| |Z_3|}{|Z_2|} \quad \text{y} \quad \theta_X = \theta_1 + \theta_3 - \theta_2 \quad (6.16)$$

6.5. Medidores de vector impedancia.

En este caso se realiza una medida de tensiones y corrientes por la impedancia de valor desconocido y se calcula el módulo y la fase del cociente V/I , es decir, la impedancia.

El diagrama de bloques correspondiente sería el de la figura 6.18 donde Z es la impedancia desconocida.

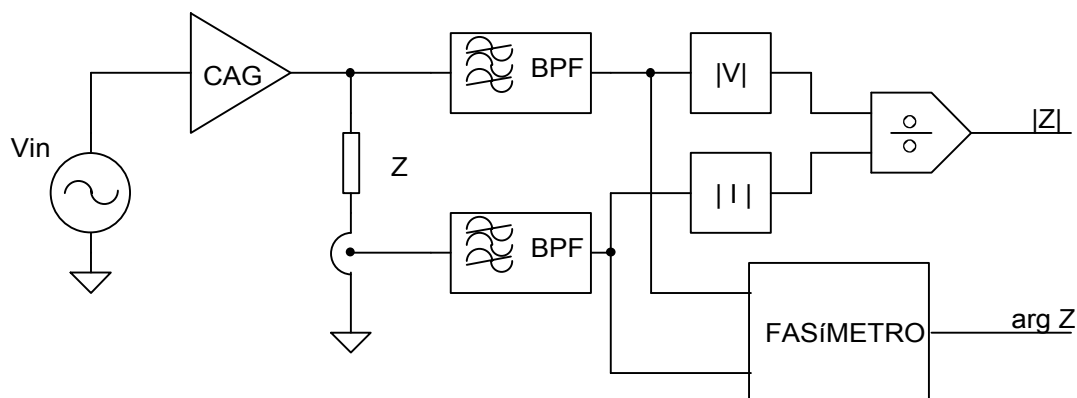


Figura 6.18. Diagrama de bloques del medidor de vector impedancia.

La misión del CAG (amplificador con control automático de ganancia) es inyectar una señal de amplitud constante independiente del valor de Z . Los filtros pasabanda (BPF) se encargan de dejar pasar sólo la parte de interés de la señal eliminando ruidos, señales espúreas o componentes armónicas. El circuito para medir fase puede estar constituido por una puerta XOR y funciona basado en el cronograma de la figura 6.13. Se ve que el valor de tensión de salida es proporcional a la fase entre las señales de entrada.

6.6. Analizadores de impedancia.

La diferencia entre un analizador de impedancia y el circuito anterior estriba en que ahora el oscilador es de frecuencia variable guiado por un circuito de control que realiza barridos específicos. Este control también debe de ocuparse de acondicionar los parámetros de los filtros pasabajo para que funcionen adecuadamente.

En la figura 6.19 puede verse el diagrama de bloques correspondiente.

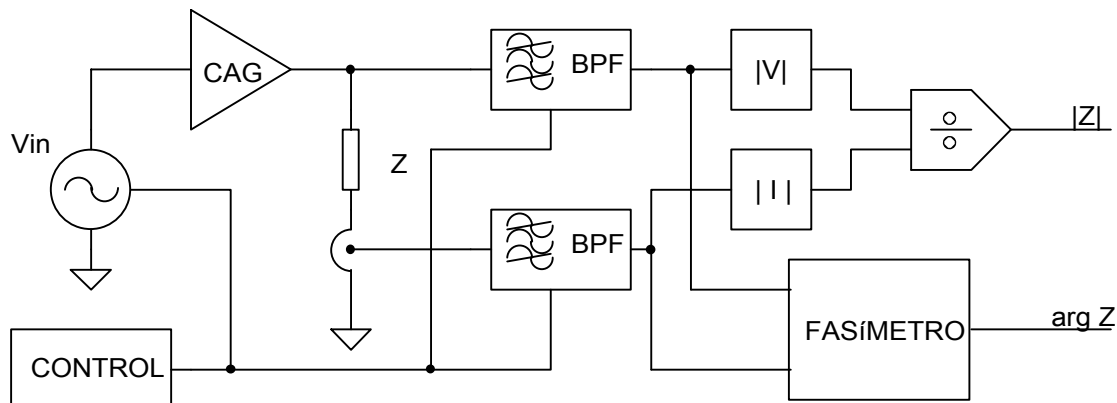


Figura 6.19. Diagrama de bloques del analizador de impedancias.

De este modo se pueden obtener representaciones gráficas de la funciones $|Z|=|Z|(f)$ y $|\theta|=|\theta|(f)$ es decir, los diagramas de Bode de módulo y fase de la impedancia.

Algunos equipos más sofisticados calculan parámetros de posibles circuitos equivalentes de la impedancia desconocida e incluso recalculan sus diagramas de Bode y los comparan con los medidos para comprobar su eficacia.

6.7. Medidores de ganancia fase.

Basándose en los mismos principios del analizador de impedancias se puede modificar su diagrama de bloques para conseguir otro capaz de medir funciones de transferencia de cualquier combinación de magnitudes en especial de la ganancia. Hay que recordar que la impedancia es también una función de transferencia de V respecto de I . La ganancia es V_{out} respecto de V_{in} .

Ahora el circuito a medir ya no es un dipolo simple (impedancia) si no que es, en general, un cuadripolo. El diagrama de bloques correspondiente es el de la figura 6.20.

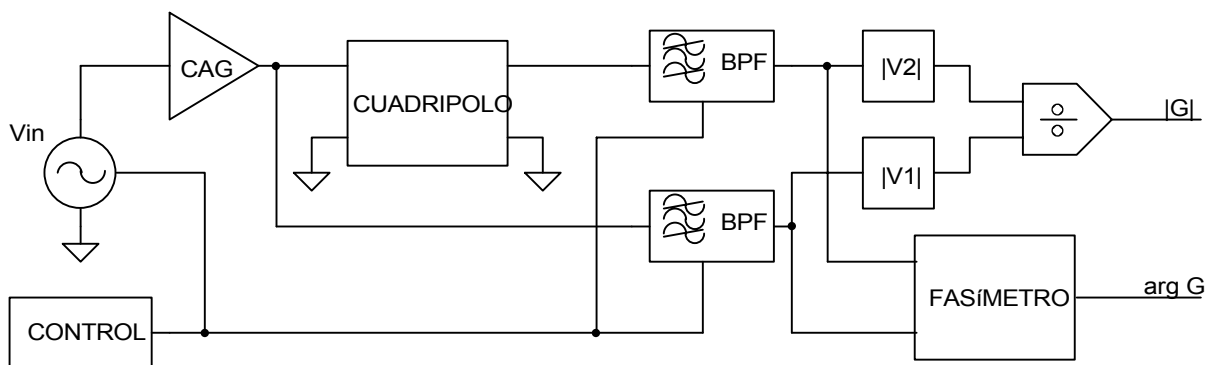


Figura 6.20. Diagrama de bloques del analizador de ganancia/fase.

También se podría medir la impedancia de entrada V_{in}/I_{in} , la de salida V_{out}/I_{out} y otras más, mediante sencillos cambios en la conexión de los bloques del anterior diagrama.

6.8. Bibliografía

- [1] Agilent Technologies. Impedance Measurement Handbook 2nd Edition.
- [2] Greg Amorese. RF Impedance Measurement Basics. Hewlett-Packard Company.

7. ANALIZADORES DE REDES

En esta lección vamos a mostrar los equipos básicos para la medición de redes y componentes a altas frecuencias donde la longitud de onda de las señales son del mismo orden que las dimensiones del circuito bajo ensayo. Para frecuencias bajas y medias las redes eléctricas se comportan como circuitos clásicos formados por sus componentes básicos más los correspondientes elementos parásitos. Sin embargo, para frecuencias por encima de 1 GHz la energía puede ser considerada como ondas de luz y los circuitos como lentes o similares. En estos casos, en vez de medir tensiones o corrientes en el circuito, resulta más apropiado describir cómo se transmiten o reflejan las ondas a través de los componentes o conductores del circuito. Los analizadores de redes NA (network analyzer) son los equipos dedicados a caracterizar estos circuitos en función de la frecuencia en el rango de radio frecuencias (hasta 3 GHz) o microondas (de 3 a 30 GHz).

7.1. Conceptos previos.

Dado un dispositivo para muy altas frecuencias (por ejemplo una lente para el caso de ondas de luz) sometido a una onda incidente R, ésta se transforma en otras dos: una reflejada A desde el dispositivo y otra transmitida B a través de él. Para medir las relaciones entre las diferentes amplitudes y las fases relativas entre estas ondas es necesario definir algunas magnitudes como las que aparecen en la figura 7.1.

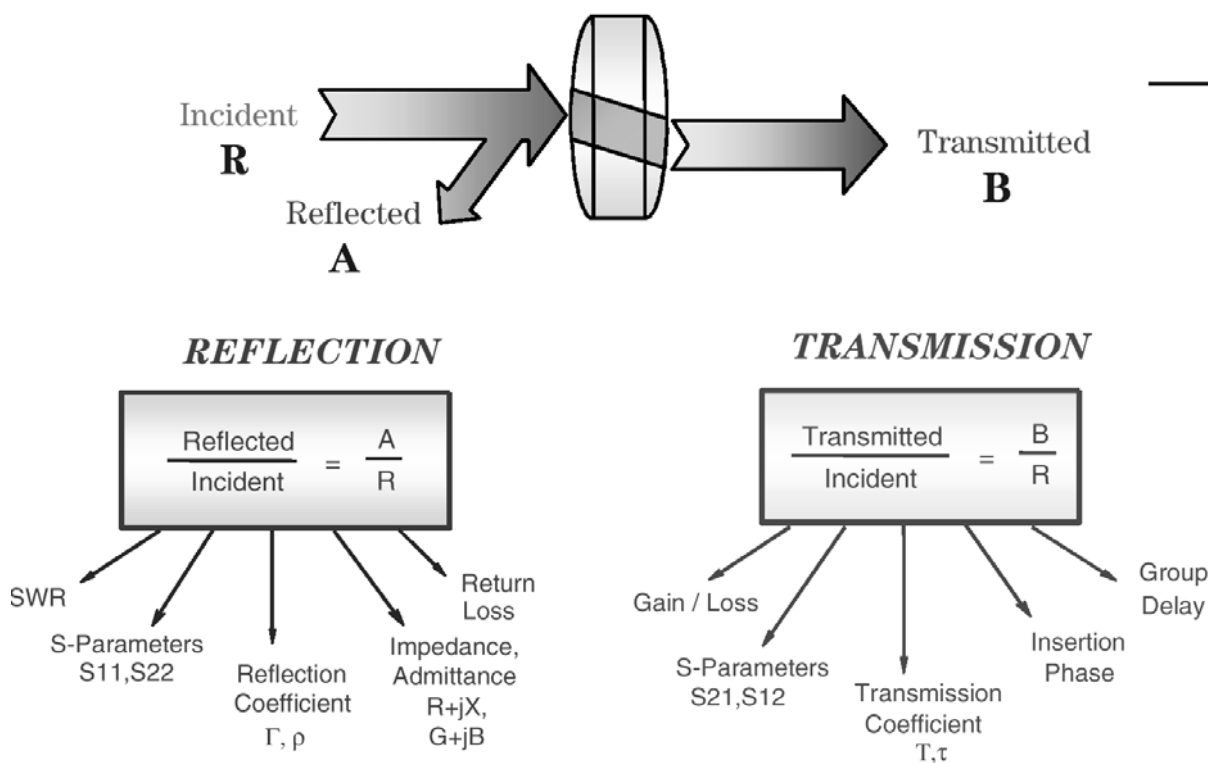


Figura 7.1. Magnitudes descriptivas del proceso de reflexión y transmisión de ondas incidentes en un dispositivo bajo ensayo.

Existen varios términos que describen de forma escalar o vectorial el proceso de reflexión y transmisión de ondas incidentes en un dispositivo bajo ensayo. Dada una onda incidente de tensión $V_{\text{INCIDENTE}}$, la relación entre $V_{\text{INCIDENTE}}$ y la corriente $I_{\text{INCIDENTE}}$ a través del dispositivo que se denomina impedancia característica del sistema de transmisión Z_0 y la

impedancia de entrada de la etapa de terminación del sistema que se llama impedancia de carga Z_L , se pueden definir las siguientes magnitudes:

$$\Gamma = \frac{V_{REFLEJADA}}{V_{INCIDENTE}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (7.1)$$

donde: Γ = coeficiente de reflexión
 $V_{INCIDENTE}$ = onda incidente al dispositivo bajo ensayo (DBE)
 $V_{REFLEJADA}$ = onda reflejada por el DBE
 Z_0 = Impedancia característica del medio de transmisión
 Z_L = Impedancia de entrada del dispositivo bajo ensayo

$$\rho = |\Gamma| \quad (7.2)$$

donde: ρ = módulo del coeficiente de reflexión
 Γ = coeficiente de reflexión (en forma compleja)

$$SWR = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (7.3)$$

donde: SWR = relación de onda estacionaria de la tensión o corriente en el medio de transmisión

$$\text{Pérdidas de reflexión (dB)} = -20 \log \rho \quad (7.4)$$

$$T = \frac{V_{TRANSMITIDA}}{V_{INCIDENTE}} \quad (7.5)$$

donde: T = coeficiente de transmisión
 $V_{TRANSMITIDA}$ = onda transmitida a través del DBE

$$\tau = |T| \quad (7.6)$$

donde: τ = módulo del coeficiente de transmisión

$$\text{Pérdidas de inserción (dB)} = -20 \log \tau \quad (7.7)$$

$$\text{Ganancia (dB)} = 20 \log \tau \quad (7.8)$$

$$\text{Fase de inserción} = \angle V_{TRANSMITIDA} - \angle V_{INCIDENTE} \quad (7.9)$$

donde: $\angle V_{TRANSMITIDA}$ = fase relativa de la onda transmitida a través del DBE
 $\angle V_{INCIDENTE}$ = fase relativa de la onda incidente al DBE

La mayoría de los componentes o circuitos bajo ensayo se pueden considerar como cuadripolos compuestos por dos puertos, uno de entrada y otro de salida. Este es el caso común de los amplificadores, filtros, cables, etc. Para obtener un método con el que poder modelizar fácilmente estas redes se utilizan frecuentemente los parámetros S (scattering) definidos en la figura 7.2. Este tipo de caracterización es similar a la que se realiza en baja frecuencia con los parámetros Z o Y excepto en que se utilizan ondas incidentes, reflejadas y transmitidas en vez de tensiones o corrientes. Continuando con esta similitud se puede equiparar la reflexión y la transmisión en alta frecuencia a la impedancia y la ganancia en baja frecuencia.

El uso de estos parámetros es muy común en análisis de redes incluso para realizar el estudio de redes completas que siempre pueden reducirse a la interconexión de un determinado conjunto de cuadripolos simples.

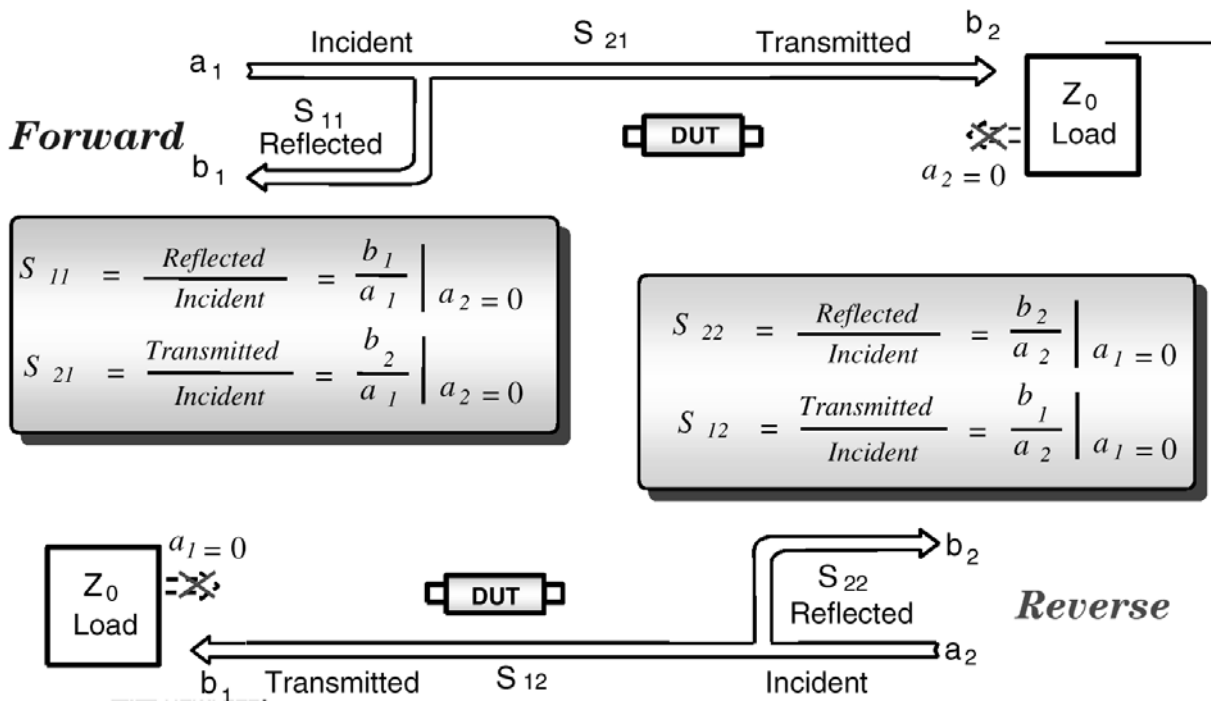


Figura 7.2. Parámetros S de un cuadripolo en sentido directo e inverso.

7.2. Elementos de un analizador de redes.

A continuación vamos a realizar el estudio de la arquitectura básica y componentes principales de un analizador de redes. La figura 7.3 muestra el diagrama de bloques típico de un analizador de redes. En él se ve que existen cuatro componentes fundamentales: el generador de señal que provee al sistema de la onda incidente, los circuitos separadores de señal que obtienen por separado las ondas incidente, reflejada y transmitida, el receptor que convierte la RF o microondas en señales de continua o baja frecuencia y el procesador que manipula, procesa y presenta al usuario la información obtenida.

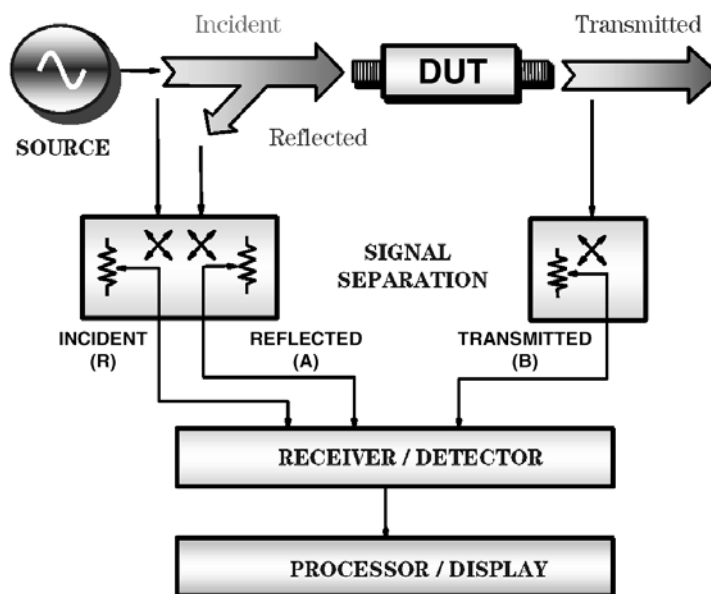


Figura 7.3. Diagrama de bloques de un analizador de redes.

7.2.1. Generador de señal.

El generador de señal incidente ha sido tradicionalmente un equipo externo aunque en la actualidad ya van integrados al analizador de redes. Se trata básicamente de generadores en los cuales es posible definir un determinado barrido de frecuencias en el rango de radio frecuencia o microondas. Existen dos tipos de generadores de barrido para estas aplicaciones: los osciladores simples compuestos por un VCO en lazo abierto y los sintetizadores de frecuencia. Ambos han sido estudiados en la lección 3.

En los equipos de bajo coste se utilizan los osciladores simples cuyo inconveniente estriba en la escasa exactitud y estabilidad de su frecuencia de oscilación y en la FM residual. Cuando se requiere gran estabilidad y exactitud en frecuencia se deben elegir sintetizadores de frecuencia.

7.2.2. Separadores de señal.

El siguiente paso en el proceso de medida de un analizador de redes es la separación de las señales incidente, reflejada y transmitida. Una vez separadas sus individuales magnitudes y/o fase pueden ser medidas. Los circuitos separadores suelen ir instalados en un bloque específico denominado “test-set” que puede estar integrado o ir en una caja anexa al analizador.

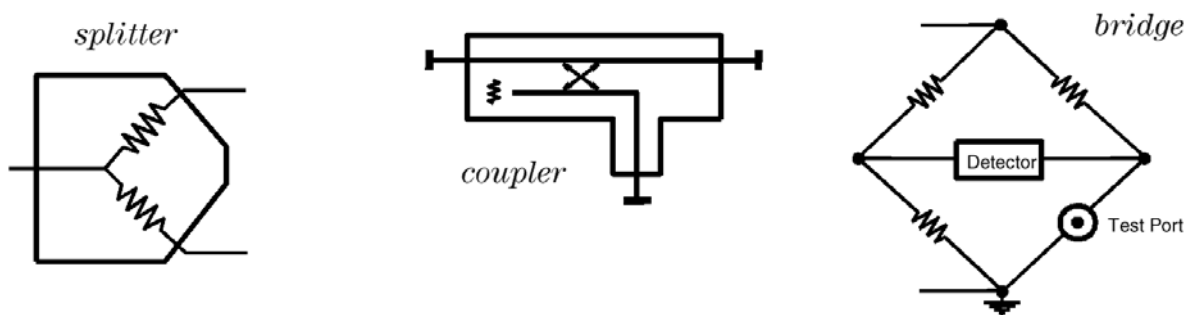


Figura 7.4. Distintos separadores de señal.

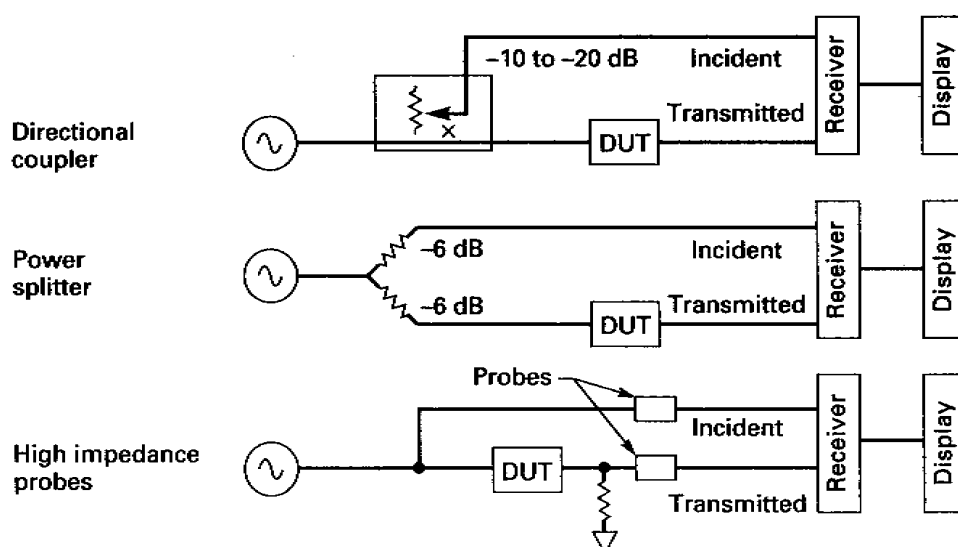


Figura 7.5. Algunas configuraciones para medidas de transmisión.

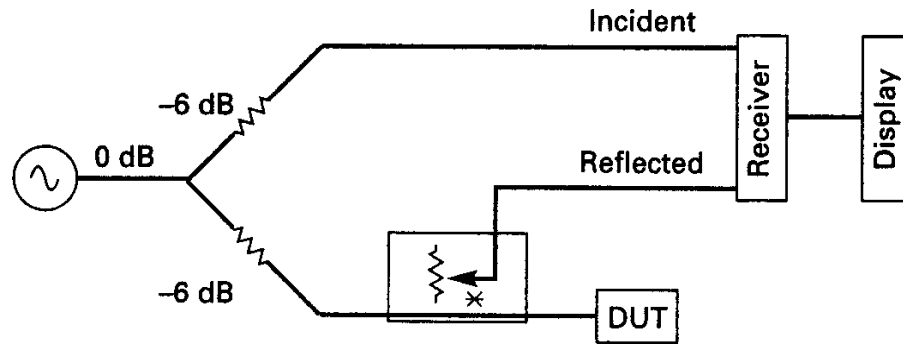
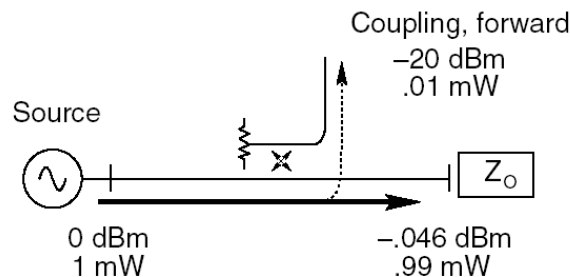


Figura 7.6. Posible configuración para medidas de reflexión.

El proceso de separación se puede conseguir mediante los circuitos y configuraciones de las figura 7.4, 7.5 y 7.6 algunos de los cuales se estudian a continuación:

Acoplador direccional. Se trata de un dispositivo consistente en dos líneas de transmisión acopladas configuradas de modo que una de ellas transmite la señal principal sin pérdidas importantes entre el puerto de entrada y el puerto principal de salida, y la otra toma una porción de la energía anterior que viaja en una determinada dirección (de entrada a salida), y no la que viaja en sentido contrario (de salida a entrada), y la lleva a un puerto auxiliar de salida. Este tipo de acopladores se puede utilizar tanto para separar medidas de transmisión como de reflexión aunque no funcionan correctamente en las frecuencias bajas del espectro de RF.

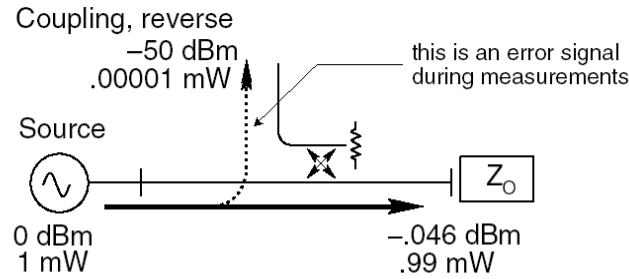


Example of 20 dB Coupler

$$\text{Coupling Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupling forward}}}{P_{\text{incident}}}$$

Figura 7.7. Característica directa del acoplador direccional.

La porción de energía desviada al puerto auxiliar suele ser 20 dB por debajo de la señal principal que equivale aproximadamente al 1% de la potencia incidente al acoplador. Esta característica determina el valor del factor de acoplo (coupling factor, figura 7.7). Otra de las especificaciones importantes de un acoplador es su directividad (directivity) que se define como la diferencia entre la señal detectada en sentido directo y la detectada en sentido opuesto. Esta última cantidad determina el factor de aislamiento del acoplador (isolation factor, figura 7.8). El valor típico de la directividad es del orden de 30 dB (figura 7.9).



Example of 20 dB Coupler "turned around"

$$\text{Isolation Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupled reverse}}}{P_{\text{incident}}}$$

Figura 7.8. Característica inversa del acoplador direccional.

$$\text{Directivity} = \frac{\text{Coupling Factor} \times \text{LOSS (through arm)}}{\text{Isolation}}$$

$$\text{Directivity (dB)} = \text{Isolation (dB)} - \text{Coupling Factor (dB)} - \text{LOSS (through arm) (dB)}$$

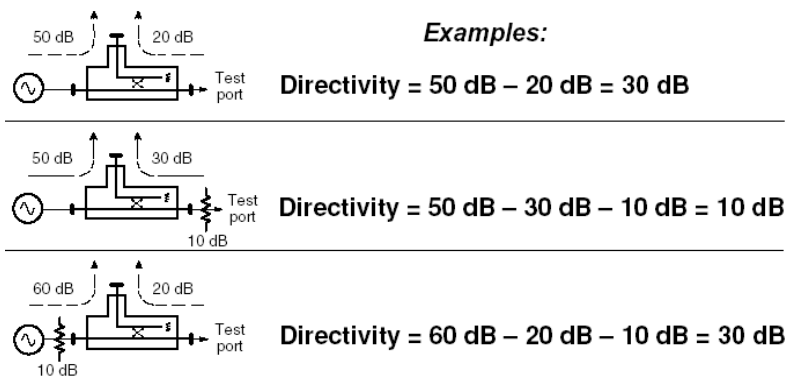


Figura 7.9. Directividad del acoplador direccional.

Power splitter. Es un separador no direccional que se utiliza habitualmente para medidas de transmisión y consistente en dos resistencias que forman un divisor que permite sensar la señal incidente o la transmitida.

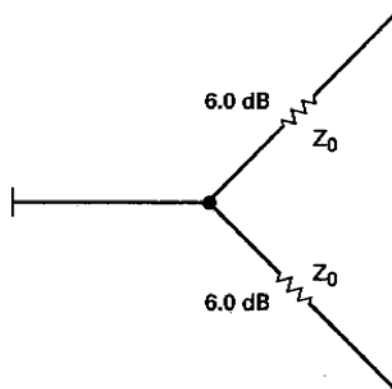


Figura 7.10. Circuito típico de un power splitter.

La entrada del power splitter se separa equilibradamente entre sus dos ramas con una atenuación de 6dB en cada una. Mediante este circuito se realiza una medida con muy buena adaptación a la fuente (resistencias de 50Ω) además de tener una buena respuesta en frecuencia en todo el rango de medida. Por esta razón este tipo de separadores es apropiado en el rango bajo de las frecuencias de un analizador de redes.

Puntas de prueba de alta impedancia. Su uso se limita a aquellos circuitos cuyas impedancias características sean distintas de las típicas de 50Ω o 75Ω (baja impedancia). Es importante que la impedancia de la punta de prueba sea suficientemente grande respecto de la del circuito bajo ensayo para minimizar el efecto de carga.

7.2.3. Detectores y receptores.

La misión de estos circuitos es convertir la señal de alta frecuencia (RF o microondas) en una señal de menor frecuencia susceptible de un análisis más sencillo. Existen básicamente dos tipos para analizadores de redes que son:

Diodo detector. Es la solución más simple y económica en la que se aprovecha la característica propia del diodo para detectar la amplitud de la señal.

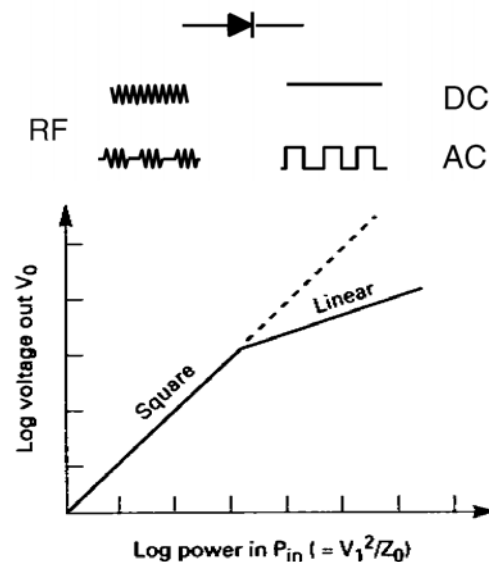


Figura 7.11. Característica del diodo como detector.

En caso de que esta amplitud no varíe en el tiempo, la señal de salida del detector es continua. Si esta amplitud varía en el tiempo (modulación) la señal de salida es alterna de la frecuencia de la modulación. Todo esto se cumple para cualquier frecuencia de RF lo que viene a caracterizar a los diodos como circuitos detectores de banda ancha. Si se hace trabajar al diodo en la zona cuadrática, como se muestra en la figura 7.11, se puede demostrar que la tensión de salida es proporcional a la potencia de la señal de entrada. Al tener que trabajar dentro de la zona cuadrática el rango dinámico de este tipo de detectores es escaso.

Receptor sintonizado. Es un circuito superheterodino compuesto por un mezclador y un filtro pasabanda sintonizado a una determinada frecuencia intermedia. Se trata, por lo tanto, de un receptor de banda estrecha cuya salida contiene la información de la señal de entrada trasladada a la frecuencia intermedia.

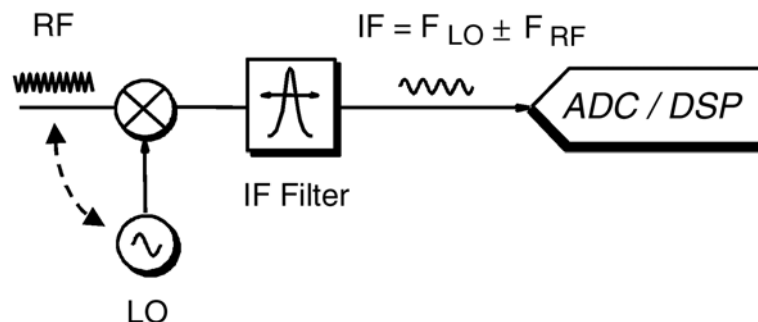


Figura 7.12. Circuito mezclador como detector receptor sintonizado.

El coste y complejidad de este receptor es mucho mayor que para el diodo detector pero, al ser un circuito de banda estrecha, se consigue una mejor relación señal ruido y un gran rechazo a señales espúreas como se muestra en la figura 7.13. Además, con este tipo de receptores, se consigue un mayor rango dinámico, mejor inmunidad a respuestas armónicas y una calibración más completa con la que llegar a obtener mejor exactitud en la medida.

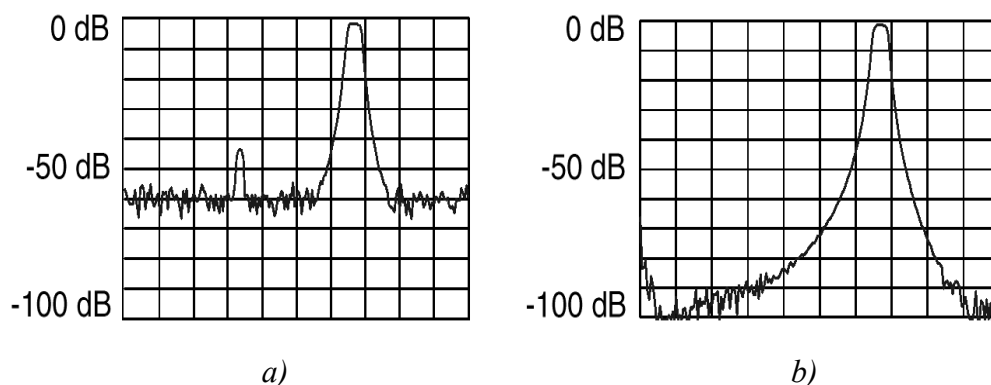


Figura 7.13. Comparación de las respuesta del detector diodo (a) y receptor sintonizado (b).

7.2.4. Procesador y visualizador.

Una vez se ha detectado la señal de RF o microondas, el siguiente paso a realizar dentro del analizador de redes consiste en el proceso y visualización de las cantidades medidas. Para ello se recurre a sistemas digitales basados en circuitos con DSP o microprocesador que, partiendo de la señal de salida del receptor o detector previamente digitalizada (ver etapa de salida en figura 7.12), realizan los cálculos pertinentes para obtener los parámetros elegidos para describir el comportamiento de la red bajo ensayo.

Los analizadores de redes actuales son receptores multicanal que utilizan uno de los canales como referencia y al menos otro más como canal de ensayo. El proceso interno permite la medida de nivel absoluto de amplitud de los canales o medidas relativas tanto de amplitud como de fase entre canales. Las medidas relativas se dan en dB y las fases en grados, determinando el canal de referencia el origen de fases.

También es posible configurar el analizador para el uso de marcadores, cursores y líneas de límite, para la visualización en formato lineal o logarítmica, o para la obtención de diagramas polares, cartas de Smith, etc. En la figura 7.14 se muestra un ejemplo de la visualización de un actual analizador de redes.

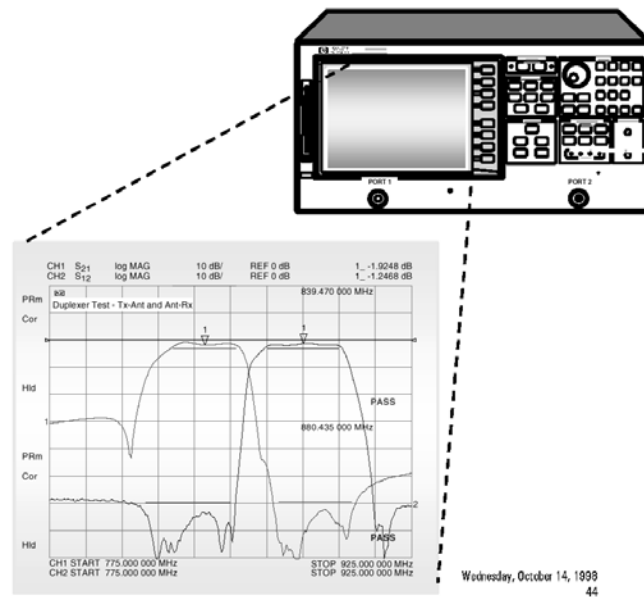


Figura 7.14. Visualización en un analizador de redes.

7.3. Análisis escalar y vectorial.

El análisis escalar de redes comprende únicamente la medida de amplitudes mientras que en análisis vectorial se obtienen, además, las fases características de la red bajo ensayo. La diferencia básica de los analizadores de redes encargados de cada tipo de análisis estriba fundamentalmente en el tipo de detector que contenga. La detección realizada mediante diodos da como resultado una medida únicamente de la amplitud de la señal y nunca se extrae información referente a la fase, mientras que con receptores sintonizados se puede medir la fase. Mediante un correcto calibrado de todos los elementos del analizador se pueden obtener diagramas de gran exactitud de los parámetros elegidos para describir de modo vectorial (módulo y fase) la red que se está analizando. Como ya se citó anteriormente el coste y complejidad de un analizador vectorial es mayor que el de uno escalar. Además, con el uso de receptores sintonizados se mejora la relación señal ruido, la inmunidad a respuestas armónicas y señales espúreas, se aumenta el rango dinámico y se obtienen medidas de mayor exactitud.

Como ya se citó en la lección 5, es posible realizar análisis de redes mediante el uso de un analizador de espectros que disponga de generador de tracking. A pesar de que la circuitería de un analizador de espectros también es costosa y compleja, éste no puede dar información referente a la fase de las señales detectadas. En este punto podríamos comparar su función al de un analizador escalar de redes cuyo uso está más aconsejado puesto que es bastante menos complejo y costoso y dispone, además, de varios canales de análisis; al contrario que un analizador de espectros que sólo dispone, por lo general, de uno.

7.4. Bibliografía.

- [1] "Electronic Instrumentation Handbook", Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).
- [2] "Network Analyzer Basics", David Ballo. Hewlett-Packard Company 1998.
- [3] "S-Parameter Design", AN 154, Agilent Technologies, 2000.

8. UNIDADES DE ALIMENTACIÓN Y CARGA

8.1. Introducción.

La realización de medidas en sistemas electrónicos requiere, en muchos casos, la utilización de equipos auxiliares de alimentación y carga. En este tema se estudian las fuentes de alimentación y las cargas electrónicas (también llamadas cargas dinámicas) como equipos electrónicos destinados a tal fin.

Se detallarán los diferentes tipos de fuente de alimentación y sus modos de funcionamiento haciendo hincapié en la configuración de los circuitos de limitación y protección. Se realizará una descripción de las topologías básicas y especificaciones de las fuentes distinguiendo las de salida continua de las de salida alterna (normalmente utilizadas para la prueba de sistemas conectados a la alimentación comercial eléctrica). En ambos casos, y dependiendo de las especificaciones del ensayo, las fuentes de alimentación deben cumplir ciertas prestaciones que permitan además realizar ensayos de simulación de perturbaciones estacionarias y transitorias en la alimentación. En lo referente a las cargas electrónicas se realizará de igual modo una descripción de las configuraciones básicas y especificaciones. Para finalizar el tema se expondrán criterios que permitan la selección del equipo adecuado en función de la aplicación, especificación de los ensayos, respuesta dinámica y rango de tensión, corriente y potencia de alimentación o carga.

8.2. Tipos de fuentes de alimentación.

Podemos realizar varias clasificaciones de las fuentes de alimentación atendiendo a diversos criterios. En primer lugar, y teniendo en cuenta la tecnología usada, podemos distinguir:

- **Fuentes de alimentación lineales (FAL).** Sus componentes principales funcionan en régimen lineal.
- **Fuentes de alimentación conmutadas (FAC).** Sus componentes fundamentales trabajan en régimen de conmutación.

Según el método de control utilizado podemos realizar una nueva clasificación:

- **Fuentes de alimentación analógicas.** Utilizan sistemas de regulación y control analógicos.
- **Fuentes de alimentación digitales.** Utilizan sistemas de regulación, control y visualización que son parcial o totalmente digitales (conteniendo convertidores ADC, DAC, circuitos de muestreo, sistemas digitales de comunicación, microprocesadores, etc.).

En la actualidad casi todos los equipos electrónicos disponen de algún sistema de comunicación digital (buses RS232, GPIB, etc.) y esto también es aplicable, en mayor o menor medida, a las fuentes de alimentación utilizadas en laboratorios de ingeniería electrónica.

Según el tipo de salida se distinguen:

- **Fuentes de alimentación de salida fija.** Los valores de tensión o corriente de salida son fijos.

- **Fuentes de alimentación de salida ajustables.** Es la configuración mínima de fuente de alimentación de laboratorio en la que es posible ajustar de modo manual la tensión o corriente de salida.
- **Fuentes de alimentación programable.** En este caso la salida es ajustable a través de un bus de comunicación que permite integrar la fuente de alimentación en un sistema de instrumentación.
- **Fuentes de alimentación de salida simple.** Estas fuentes de alimentación disponen de una única salida.
- **Fuentes de alimentación de salidas múltiples.** Disponen de más de una salida principal. Normalmente las salidas o salidas principales son ajustables y las auxiliares son fijas.

En general, todo esto es aplicable para fuentes de alimentación de **salida continua o alterna**.

8.3. Modos de funcionamiento, limitaciones y protecciones.

Vamos a estudiar los modos de funcionamiento de una fuente de alimentación:

- **Fuentes de alimentación en modo tensión (CV).** La tensión ajustable de salida se mantiene constante con independencia de la corriente de salida. Las fuentes de alimentación en este modo de regulación actúan como fuentes de tensión.

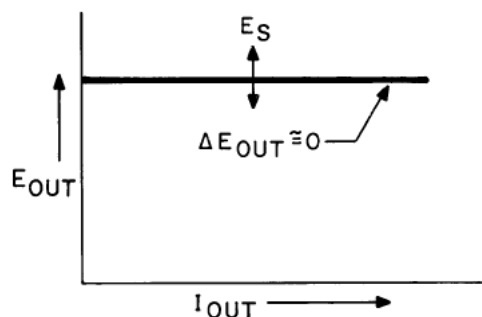


Figura 8.1. Fuente de alimentación en modo tensión CC.

- **Fuentes de alimentación en modo corriente (CC).** La corriente ajustable de salida se mantiene constante con independencia de la tensión de salida. Las fuentes de alimentación en este modo de regulación actúan como fuentes de corriente.

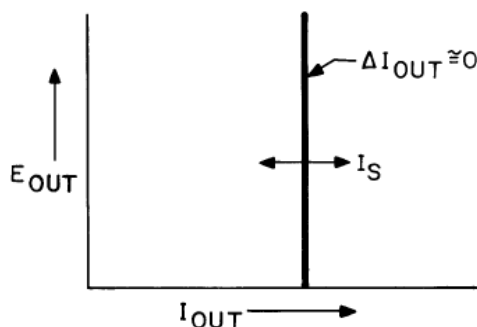


Figura 8.2. Fuente de alimentación en modo corriente CC.

- **Fuentes de alimentación en modo tensión/corriente (CV/CC).** Este tipo de modo de regulación hace que la fuente de alimentación se comporte como fuente de tensión para grandes valores de la resistencia de carga R_L y como fuente de corriente para pequeños valores de carga. El valor de R_L que determina la frontera entre el modo de tensión y el modo de corriente, es R_C que se denomina resistencia crítica o de “crossover”.

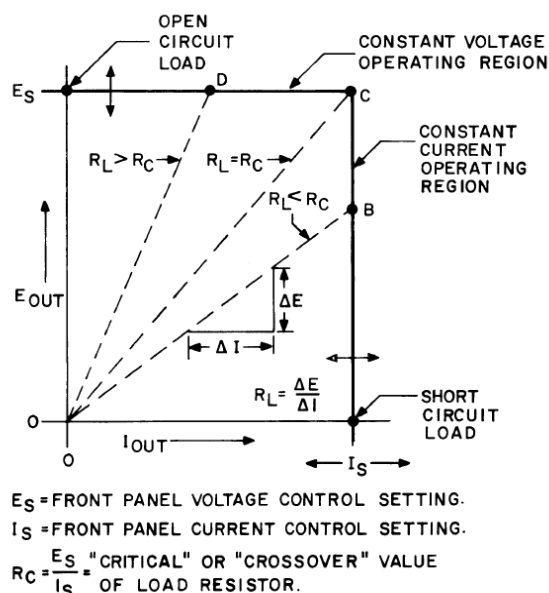


Figura 8.3. Fuente de alimentación en modo corriente CV/CC.

A continuación vamos a estudiar los modos de funcionamiento con limitación de alguno de los parámetros de salida.

- **Fuentes de alimentación en modo tensión con limitación de corriente (CV/CL).** Este tipo de modo es similar al CV/CC pero con menos exactitud en la regulación de corriente en el modo CC ya que lo que se pretende es limitar, y no regular, la corriente cuando la resistencia de salida es baja.

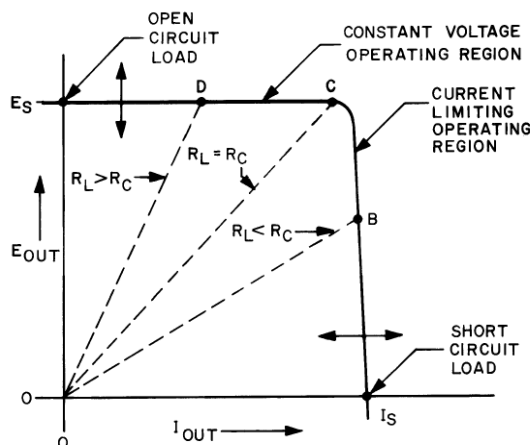


Figura 8.4. Fuente de alimentación en modo corriente CV/CL.

- **Fuentes de alimentación en modo CURRENT FOLDBACK.** Analizando más detenidamente el funcionamiento de la limitación de corriente anteriormente expuesta nos podemos dar cuenta que cuando se sobrepasa el valor de limitación la respuesta

del sistema de regulación es bajar la tensión de salida con el propósito de mantener la corriente en valores próximos a la limitación. En el caso de la limitación Foldback, para resistencias menores que la del crossover, se disminuye al mismo tiempo el valor de la tensión de salida y de la limitación de corriente. De este modo se puede mejorar la fiabilidad de funcionamiento de una fuente de alimentación sobrecargada. Normalmente se ajusta el valor de corriente de actuación de esta limitación de un 20% a un 50% del valor de la corriente nominal de la fuente (I_{RATED}).

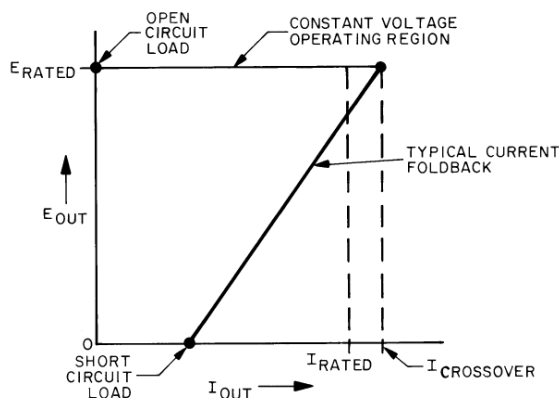


Figura 8.5. Fuente de alimentación en modo corriente CURRENT FOLDBACK.

A continuación vamos a estudiar los circuitos más comunes de protección empleados en fuentes de alimentación.

- **Protección CROWBAR.** Se trata de un circuito que provee a la fuente de alimentación de protección ante sobretensiones en la salida. Este circuito monitoriza permanentemente la tensión de salida y la cortocircuita rápidamente si observa una tensión de salida excesiva (por encima de un valor predefinido). En la figura 8.6 se muestra una posible realización de este circuito en la etapa de salida de una fuente lineal. El tiristor SRC es el encargado de mantener en cortocircuito la salida de la fuente hasta que su tensión de salida (y por lo tanto la corriente) pase a valor nulo mediante la señal de estado bajo en el ánodo del diodo CR2. El piloto informa de la actuación de esta protección. En este caso la protección CROWBAR puede activarse de modo externo mediante la entrada auxiliar del bloque de control de la puerta del tiristor.

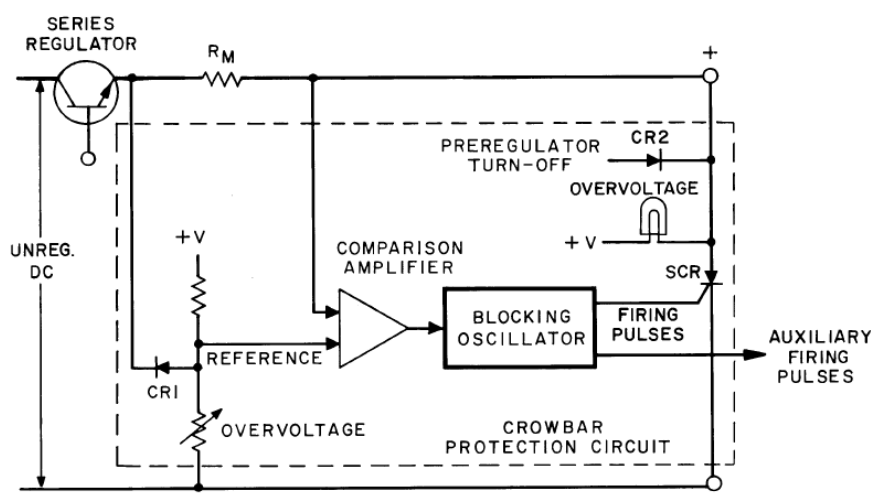


Figura 8.6. Fuente de alimentación con protección de sobretensión CROWBAR.

En la siguiente figura se muestra la característica transitoria típica de esta protección crowbar.

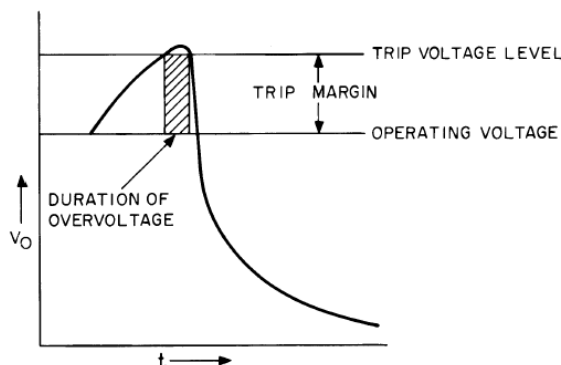


Figura 8.7. Característica transitoria de circuito CROWBAR.

- **Protección HOT PLUG.** Permite la “conexión en caliente” de la fuente a un bus de alimentación previniendo sobrecorrientes desde el bus a la fuente. Esta protección se debe implementar especialmente en sistemas formados por fuentes en paralelo en la que una o varias fuentes pueden ser conectadas sin interrumpir el funcionamiento del resto. Estas sobrecorrientes se producen por la carga no limitada del condensador de salida, inicialmente descargado, de la fuente que se incorpora al sistema. Hay varias soluciones para evitar dicha sobrecorriente. Se puede insertar un interruptor automático (a) que se abra al producirse el exceso de corriente. El más sencillo y más utilizado consiste en conectar un diodo (b) en serie con la salida de la fuente que impida que el condensador se cargue con corrientes provenientes de la tensión del bus. Para reducir las pérdidas de conducción del diodo que se producen en el funcionamiento normal de la fuente, se puede introducir un transistor MOSFET (c) que minimice dichas pérdidas. Estas soluciones se muestran en la siguiente figura.

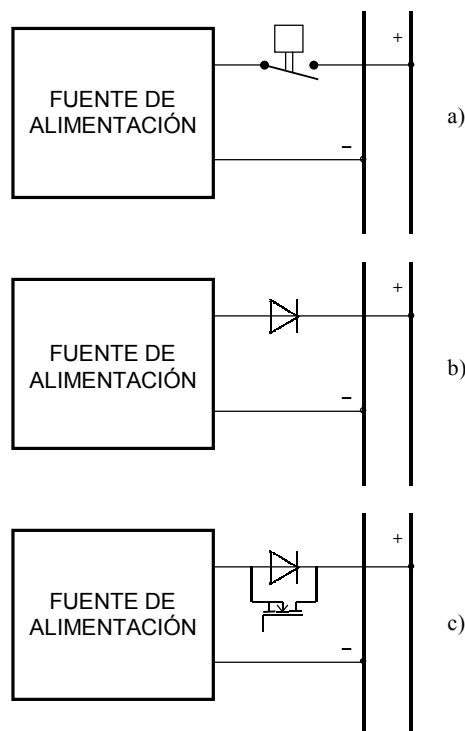


Figura 8.8. Protección para fuentes de alimentación Hot Plug.

8.4. Fuentes de alimentación de salida continua.

Se trata de fuentes de alimentación cuya entrada es usualmente tensión alterna correspondiente a la red comercial de alimentación eléctrica y su salida es de tensión continua regulada con bajo nivel de rizado. Por regla general disponen de los siguientes bloques: sección de entrada sección de regulación y sección de salida.

La sección de entrada adapta la fuente a la red de suministro y normalmente está compuesta por un rectificador y diversos sistemas de protección tales como fusibles, varistores, limitadores de corriente de arranque, o de filtrado como inductores, condensadores, filtro EMC, etc. La sección de regulación consigue que la tensión (o corriente) de salida mantenga el valor especificado para cualquier condición de trabajo. La sección de salida dispone de circuitos de filtrado, control, limitación y protección necesarios para adaptar correctamente la fuente a la carga.

En la mayoría de los casos una fuente de alimentación debe disponer de un circuito que garantice aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. Esto se consigue habitualmente mediante un transformador que debe estar en alguna de las secciones donde la tensión es alterna.

8.4.1. Topologías básicas.

A continuación se van a describir las topologías básicas de las fuentes de alimentación de salida continua. Comenzaremos con la descripción de las **fuentes lineales** cuyo diagrama de bloques se puede observar en la figura 8.9. En este caso la sección de entrada contiene un transformador de potencia que tiene una doble función. De un lado provee del necesario aislamiento galvánico y por otro adapta los niveles de tensión de la red de suministro eléctrico (230V, 50Hz en redes monofásicas o 400V en redes trifásicas) a los de la salida. El siguiente componente de la sección de entrada es el rectificador que convierte la tensión alterna de red transformada en tensión continua filtrada y no regulada.

La regulación se obtiene mediante un componente disipativo regulable que controla, mediante un circuito de realimentación, la caída de tensión entre sus bornes necesaria para garantizar la regulación de la tensión de salida. La sección de salida de este tipo de fuentes de alimentación puede consistir simplemente en un condensador de filtro.

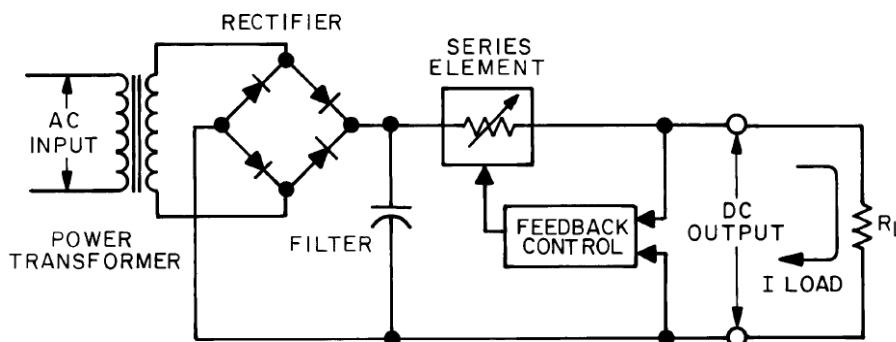


Figura 8.9. Fuente de alimentación lineal.

En las siguientes figuras se muestran realizaciones prácticas de fuentes de alimentación lineales trabajando en modo de tensión constante CV, corriente constante CC y modo CV/CC.

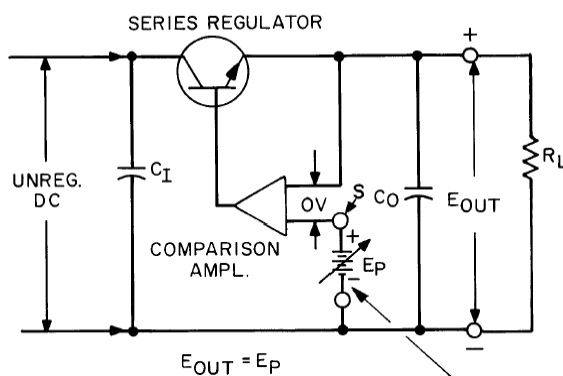


Figura 8.10. Realización práctica del elemento regulable disipativo y su circuito de realimentación en fuentes de alimentación lineales en modo CV.

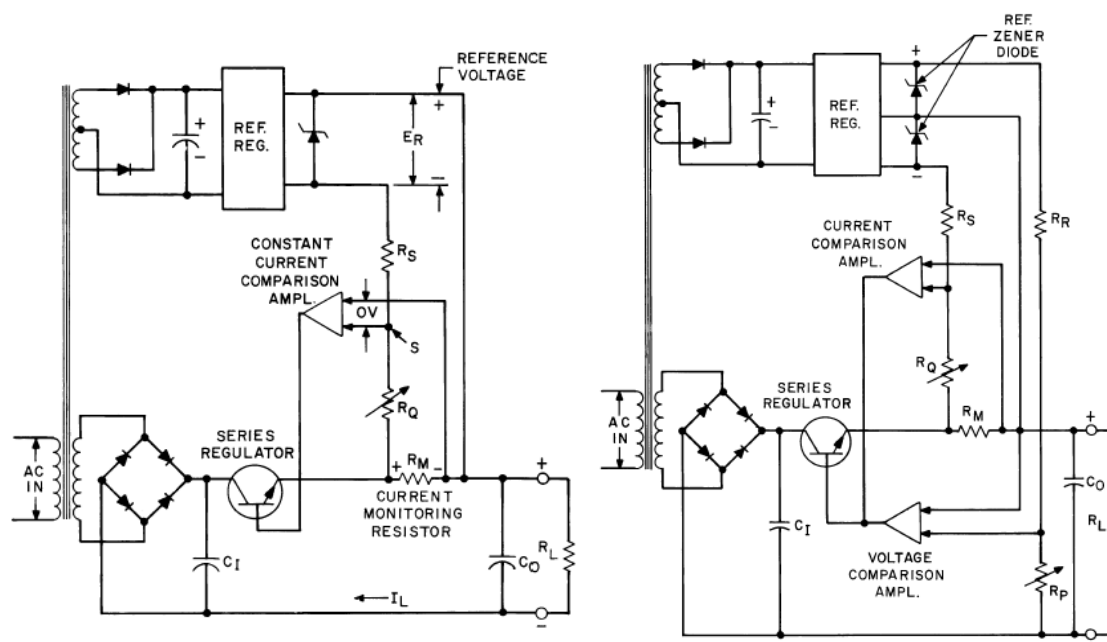


Figura 8.11. Realización práctica de fuentes de alimentación lineales en modo CC y CV/CC.

La figura 8.12 muestra el diagrama de bloques genérico de una **fuentes de alimentación conmutada**. La sección de entrada es similar a la de las fuentes lineales pero sin transformador.

La regulación se obtiene mediante un circuito PWM (Pulse Width Modulation) con el cual es posible regular el ciclo de trabajo de la señal rectangular obtenida a la entrada del transformador y, por lo tanto, el valor medio de la señal de secundario rectificada de la cual depende la salida.

En las fuentes conmutadas el transformador realiza funciones análogas a las de las fuentes lineales, es decir, aislamiento galvánico y adaptación de tensiones entre la entrada y la salida. Sin embargo, la posición topológica del transformador no es la misma y, lo más importante, la frecuencia de trabajo no es la de la red sino la del circuito PWM. Una adecuada elección de dicha frecuencia permite realizar un diseño del transformador y filtros optimizando su rendimiento, volumen, masa y coste. Como regla general se elige una frecuencia de conmutación de entre 20kHz y centenares de kHz dependiendo de las especificaciones de la fuente, la elección de los materiales y la topología seleccionada.

El segundo rectificador se ocupa de convertir la señal alterna pulsante del secundario del transformador en un valor continuo. El circuito PR (Post Regulador) es un circuito de regulación “fina”, normalmente como el de las fuentes lineales cuya misión es mejorar la regulación de la tensión de salida ofrecida por la técnica PWM cuando las especificaciones así lo requieran. Normalmente este tipo de post-regulación no es necesaria para fuentes de alimentación conmutadas de propósito general.

La sección de salida está compuesta por un filtro capacitivo o de tipo LC que se conecta directamente a la salida y que diseña el valor del rizado de tensión de salida.

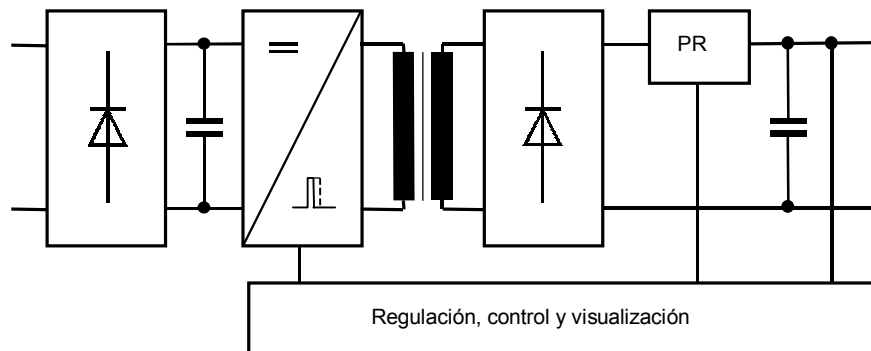


Figura 8.12. Fuente de alimentación conmutada. Diagrama de bloques general.

En general las fuentes lineales tienen mejores características de regulación, velocidad de respuesta y EMC pero el rendimiento, coste y masa/volumen son mejores en las conmutadas.

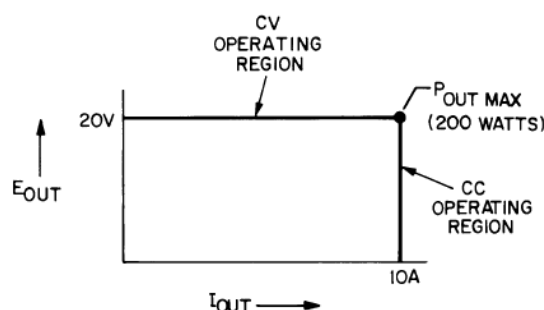
8.4.2. Especificaciones.

A continuación vamos a presentar la definición de las especificaciones y parámetros más importantes en fuentes de alimentación. Para obtener más información sobre la determinación de estas especificaciones y sobre los métodos de medida involucrados se puede consultar la norma CEI 478 (UNE 20-589).

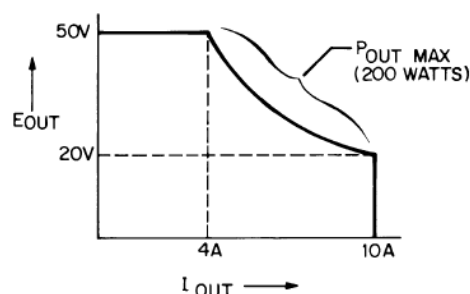
- **Rendimiento.** Determina las pérdidas de potencia de la fuente y se calcula como el cociente entre la potencia total de salida y potencia activa de entrada de la fuente de alimentación. El rendimiento es variable en función, entre otras, de las condiciones de carga. Por lo tanto, se suele dar unas curvas de rendimiento en función de la potencia de salida variando la carga a tensión de salida nominal, mínima y máxima y con tensión de línea (de alimentación alterna) también nominal, mínima y máxima. En algún caso se da únicamente un valor del rendimiento que es una cota mínima de su valor para la peor condición de funcionamiento a partir de una potencia de salida dada (usualmente el 50%).
- **Factor de potencia de entrada.** Es el cociente de la potencia activa y la potencia aparente de entrada. Determina la calidad de la corriente de entrada. El factor de potencia (PFC) es mejor (próximo a la unidad) cuanto menor sea la distorsión armónica de la corriente y su desfase respecto de la tensión de entrada. Cuando la corriente es sinusoidal el PFC coincide con el $\cos\phi$.
- **Rango de entrada.** Especifica el rango de la tensión alterna de alimentación de la fuente en el cual el funcionamiento de ésta es posible cumpliendo todas las especificaciones. En algunas ocasiones se especifica otro rango más extenso donde la fuente puede funcionar pero degradando el cumplimiento de alguna de las especificaciones dadas.

- **Inrush current.** Es la corriente de entrada transitoria máxima que la fuente consume durante su arranque. Se da en valor de pico o en valor RMS instantáneo y es debido a la sobrecorriente necesaria para carga con condensadores de filtro del rectificador de la fuente de alimentación.
- **Área de trabajo.** Define la porción del plano E_{OUT} (tensión de salida) e I_{OUT} (corriente de salida) donde la fuente puede trabajar de modo continuo y seguro. En principio este área de trabajo está definido únicamente por la tensión máxima y corriente máxima que la fuente puede alcanzar de modo simultáneo. Ésta es la definición del área de trabajo convencional (figura 8.13, A). Puesto que en la mayoría de los casos la limitación de funcionamiento es una limitación térmica del semiconductor (o semiconductores) utilizado para la regulación que es función de la potencia disipada, se puede obtener un área denominada extendida, limitada en parte por una curva de potencia de salida constante (figura 8.13, B).

La ventaja del área extendida frente a la convencional estriba en que en el primer caso se puede obtener potencia máxima de la fuente para un mayor número de condiciones que en las fuentes convencionales donde se puede extraer esta potencia máxima sólo en un punto, el caracterizado por la tensión y corriente máxima. La extensión de área de trabajo es normalmente posible para las fuentes de alimentación conmutadas donde el rendimiento es más o menos constante a partir de una potencia de salida determinada (alrededor del 50%) y, por lo tanto, las pérdidas y el estrés térmico de los semiconductores son directamente proporcionales a la potencia de salida. En el caso de fuentes de alimentación lineales el rendimiento baja, para una corriente dada, al reducir la tensión de salida con lo que resulta difícil que este tipo de fuentes tengan un área de trabajo extendida a no ser que se incluya algún tipo de regulación no lineal (conmutación de tomas de transformador, regulación en el lado de alterna, etc.)



A. CONVENTIONAL CV/CC SUPPLY, 200W



B. EXTENDED RANGE SUPPLY, 200W

Figura 8.13. Área de trabajo de una fuente de alimentación.

- **Regulación de carga y línea.** Esta especificación determina la capacidad de regulación en la salida de la fuente ante cambios estacionarios dentro de los límites

especificados de la tensión alterna de entrada y de la corriente de carga en la salida. Se especifica la variación de la tensión de salida ante estos cambios en tanto por cien respecto del valor nominal. Se suelen dar estas medidas de modo independiente, regulación ante cambios de carga del 0% al 100% para tensión de línea nominal y regulación ante cambios de línea de su valor mínimo a su valor máximo para carga nominal, o de modo combinado determinando las peores condiciones para el establecimiento de la regulación carga-línea.

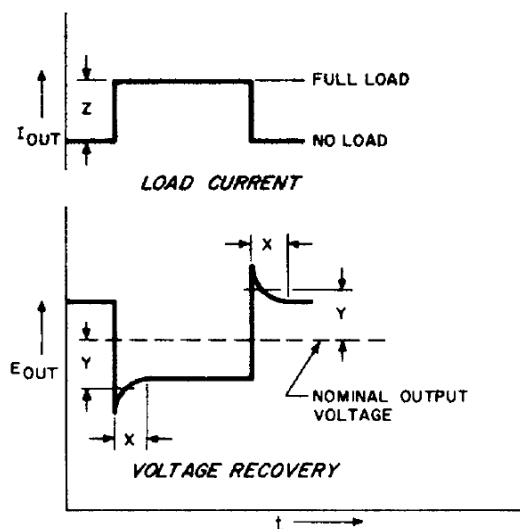


Figura 8.14. Regulación de carga. Respuesta dinámica y estática.

- **Respuesta dinámica ante cambios de carga.** Esta especificación determina la respuesta transitoria de la salida de la fuente ante un cambio escalón de la corriente de salida como se muestra en la figura 8.14. Normalmente se define dando la sobretensión (o subtenensión) en tanto por cien respecto de la tensión nominal o en valor pico a pico ante cambios de carga del 0% al 100% (o del 100% a 0%) del valor máximo de corriente. En casos particulares o en aquellas fuentes que por su topología o aplicación no pueden trabajar correctamente sin carga, el salto escalón de corriente se define del 10% al 90% (90% a 10%). También se especifica el tiempo de reposición observado entre el instante del tránsito de carga hasta que la tensión de salida alcanza un valor estable (5% del valor final esperado).
- **Impedancia de salida.** Es una medida de la respuesta en frecuencia de la impedancia de salida de la fuente. Se realiza mediante un analizador de impedancias para tensión y corriente de salida nominales provocando una perturbación sinusoidal de gran señal en la carga con una frecuencia que varía dentro de un determinado rango.

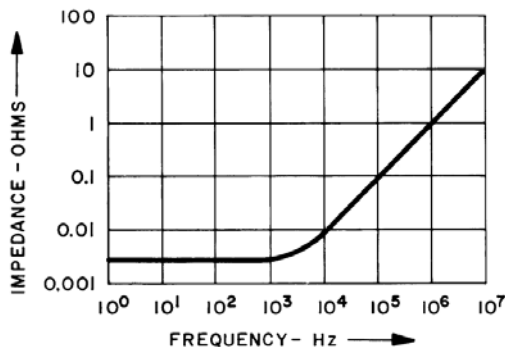


Figura 8.15. Impedancia de salida de una fuente de alimentación.

- **Respuesta dinámica ante cambios de consigna de regulación.** Especifica la velocidad de respuesta de la salida ante variaciones de la consigna de regulación. Se caracteriza por los tiempos de retraso de la respuesta a las subidas y bajadas de la señal de control y por la posible aparición de sobreoscilaciones. Todos estos parámetros están determinados por el ancho de banda de la fuente ante variaciones de consigna.

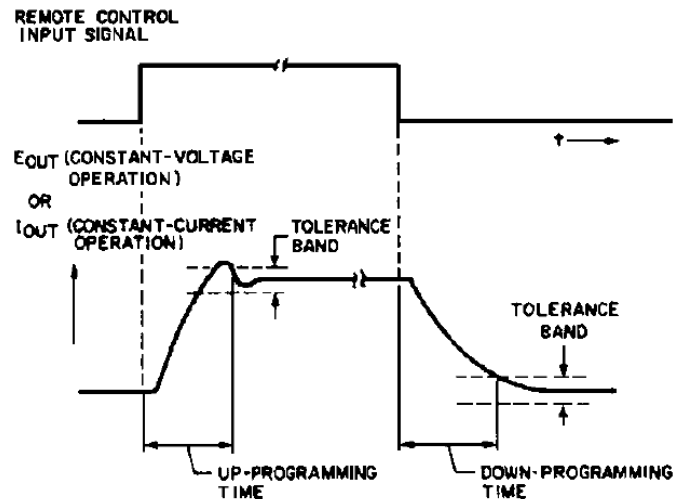


Figura 8.16. Respuesta en frecuencia de la salida de una fuente de alimentación.

- **Rizado y ruido de salida. PARD.** Es la combinación máxima del rizado y del ruido de tensión que aparece en la salida de una fuente de alimentación. Se trata, por lo tanto, de la componente de alterna superpuesta a la salida continua de la fuente. El término PARD es el acrónimo del inglés “Periodic And Random Deviation” y se suele dar en valor RMS y/o en pico a pico medido sobre una determinada banda de frecuencia (habitualmente de 20Hz a 20 o 30MHz).

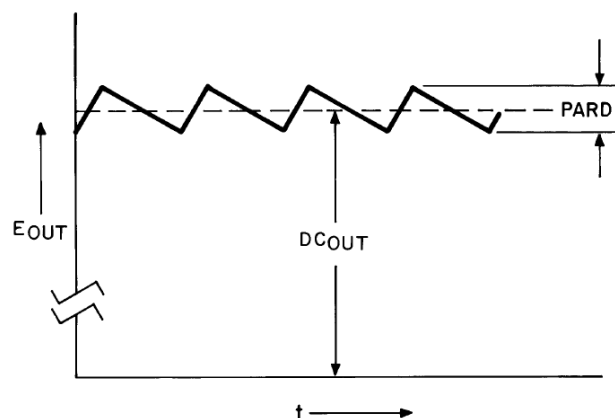


Figura 8.17. Rizado PARD de salida de una fuente de alimentación.

- **Drift (estabilidad).** Corresponde a la medición de la máxima variación de baja frecuencia de tensión en la salida de una fuente de alimentación. Se mide en un periodo de tiempo suficientemente largo (8 horas) y se da en tensión RMS y/o pico a pico incluyendo el PARD sobre un rango de frecuencias de 0 a 20Hz. Es debido a problemas de estabilidad de los lazos de regulación o a derivas térmicas de los componentes de la fuente.

- **EMC.** Esta especificación corresponde con la evaluación de la emisión y susceptibilidad electromagnética de la fuente de alimentación. Las normas aplicables y los procedimientos de ensayo están definidos por las normativas genéricas EN50081 y EN50082. Para el caso particular de los equipos ITE (Equipos de Tecnología de la Información) se aplica la norma EN55022 y para los equipos ICM (Industriales, Científicos y Médicos) se aplica la EN55011.
- **Holdup time.** Es el tiempo en el que la fuente puede mantener la tensión de salida cumpliendo las especificaciones dadas después de una interrupción de la tensión alterna de alimentación en la entrada. En ocasiones también se denomina “carryover time”. Depende, entre otros, del diseño de las capacidades de filtro de continua.

8.4.3. Modos de conexión y sensado de la salida.

En este apartado vamos a caracterizar las diferentes conexiones y sensores que se pueden establecer a la salida de diversas fuentes de alimentación que trabajan en modo CV.

- **Conexión en paralelo.**

En la figura 8.18 se puede ver el diagrama de bloques correspondiente a este tipo de conexión y un ejemplo de realización para dos fuentes. Lo más importante es conseguir que la tensión de salida de todas las fuentes sea la misma para evitar desequilibrios de sus corrientes de salida. En el ejemplo de realización de la figura 8.18 se ha incluido un lazo de realimentación que hace que la tensión de salida de la fuente “slave” sea la misma que la de la fuente “master” que es la única que recibe la consigna de regulación del sistema. Otra solución más adecuada para este tipo de conexión corresponde a la inclusión en cada fuente de un circuito denominado “current sharing” que actúa sobre las realimentaciones individuales de modo que todas las corrientes de salida sean iguales.

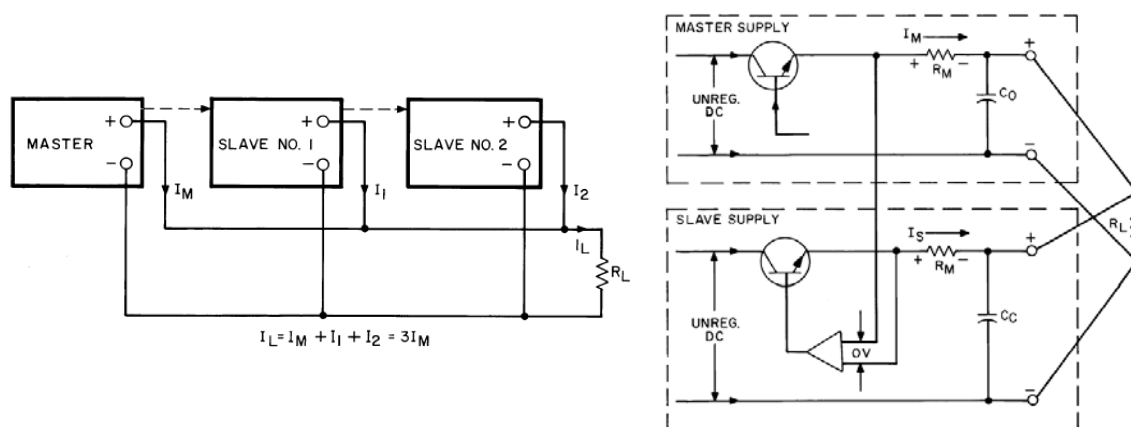


Figura 8.18. Fuentes de alimentación conectadas en paralelo.

- **Conexión tracking.**

En este caso una o más fuentes se conectan a cargas individuales referenciadas a un mismo punto de modo que una de las fuentes actúa como “master” y las demás “slave” regulan automáticamente sus salidas con tensiones iguales o proporcionales a la de la master que es la única que recibe la consigna externa. En la figura 8.19 se puede ver el diagrama de bloques correspondiente a este tipo de conexión y un ejemplo de realización para dos fuentes.

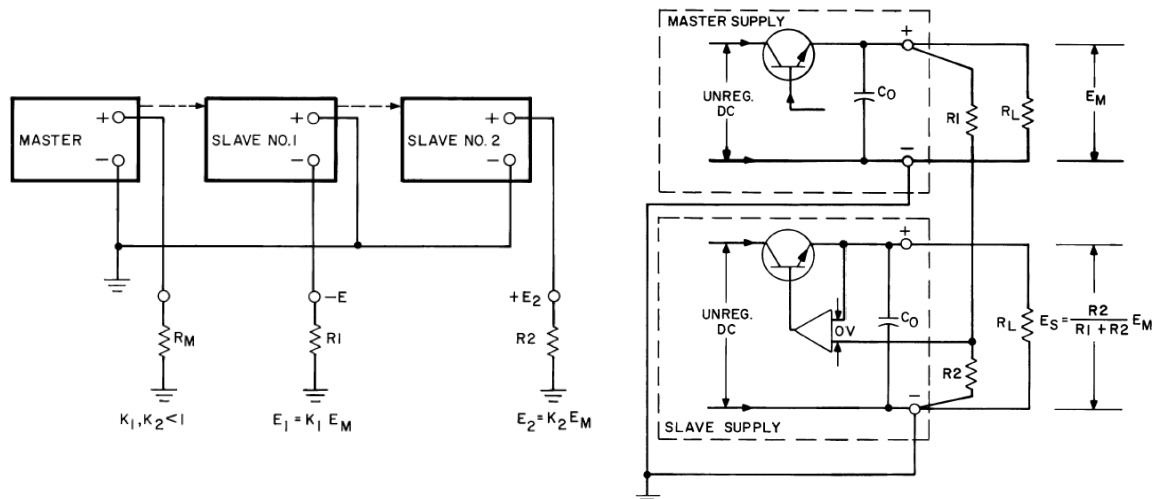


Figura 8.19. Fuentes de alimentación conectadas en modo tracking.

- Conexión en serie.

En este tipo de conexión, cuyo diagrama de bloques y ejemplo de realización se muestra en la figura 8.20, las fuentes se conectan en serie sobre una carga única. Se ha de conseguir que la tensión comandada en la fuente “master” se repita igual o proporcionalmente en el resto de las fuentes. Este circuito de regulación se denomina “voltage sharing” y es dual al expuesto para la conexión de fuentes en paralelo.

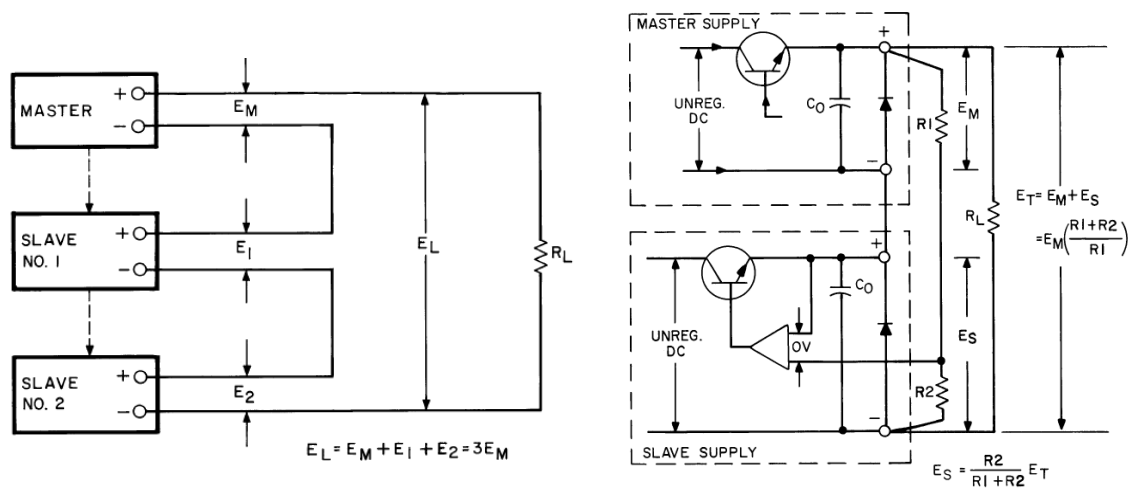


Figura 8.20. Fuentes de alimentación conectadas en serie.

- Sensado local y remoto de la tensión de salida.

La mayoría de las fuentes de alimentación de altas prestaciones disponen de terminales auxiliares para realizar el sensado de la tensión de salida. Una adecuada conexión de estos terminales a los de salida puede minimizar los errores de regulación de la tensión sobre la carga.

En el caso de realizar la conexión simple (sensado local) mostrada en el diagrama superior de la figura 8.21 (conexión por defecto de las fuentes convencionales) se asegura la regulación de la tensión justo en la salida de la fuente. En este caso, y si la corriente de salida es suficientemente alta, existe una pérdida significativa de tensión en los cables de conexión que hace que la tensión en la carga sea menor que la

programada. El error cometido será todavía mayor si aumentamos la corriente. Para evitar este error se recurre a la conexión del diagrama inferior de la figura (sensado remoto) donde el sensado se efectúa justamente en la carga.

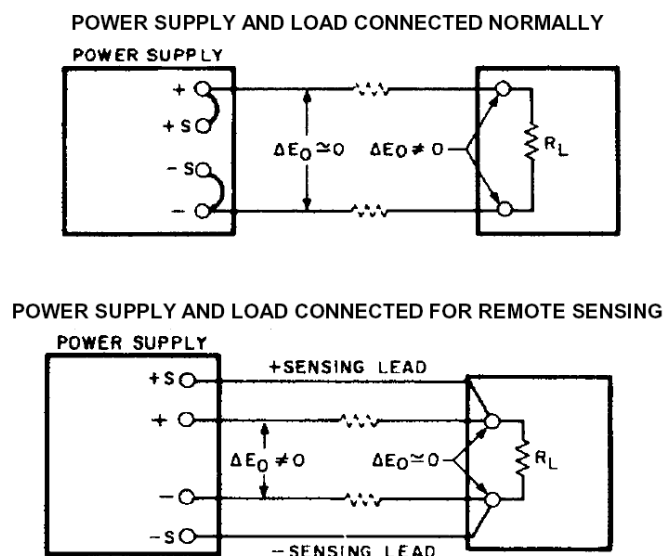


Figura 8.21. Sensado de la tensión de salida de una fuente de alimentación.

8.5. Fuentes de alimentación de salida alterna.

Se trata de fuentes de alimentación con salida alterna monofásica o polifásica para la realización de ensayos de equipos alimentados por tensión alterna de la red comercial eléctrica. Consta fundamentalmente de un amplificador de potencia de suficiente ancho de banda (normalmente lineal) y de un generador de función arbitraria especialmente diseñado para esta aplicación.

8.5.1. Topología básica.

En la figura 8.22 se muestra el diagrama de bloques genérico correspondiente a una fuente de alimentación alterna monofásica. En el caso de ser polifásica, el circuito para cada una de las fases se realizaría de la misma forma. Se muestran los bloques principales anteriormente señalados más otro dedicado a las medidas de los parámetros del sistema.

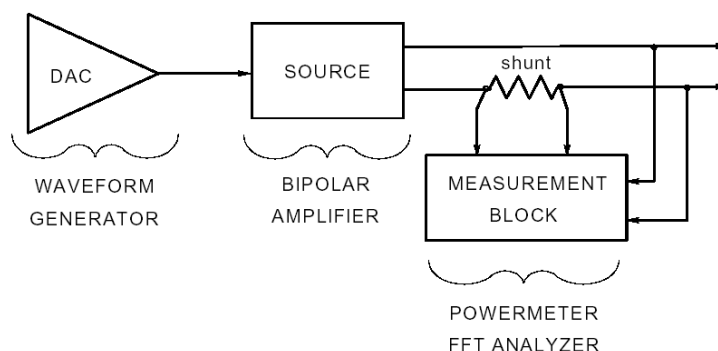


Figura 8.22. Fuente de alimentación alterna. Diagrama de bloques general.

8.5.2. Especificaciones.

Normalmente una fuente de alimentación de alterna de altas prestaciones cumple las siguientes especificaciones.

- Programación independiente de la tensión, corriente, frecuencia y fase relativa de cada una de las fases de la fuente.
- Programación de los límites de corriente y/o potencia de salida.
- Programación de pendientes de variación transitoria de tensiones y frecuencias.
- Programación específica del generador de ondas arbitraria para la programación de perfiles de ondas especiales, distorsiones, armónicos superpuestos, glitches y otros transitorios.
- Generación de saltos, pulsos, dientes de sierra, interrupciones transitorias (dropouts), etc.
- Capacidad de comunicación vía GPIB para la realización de ensayos automatizados.
- Sistema específico de medidas:
 - Medición de valores ac RMS, dc, ac+dc y amplitudes de pico de tensiones y corrientes.
 - Medición de potencias activas, reactivas aparentes y factor de potencia.
 - Análisis armónicos de tensiones y corrientes (amplitud y fase).
- Sistema de disparo, adquisición y sincronización específico para aplicaciones de ensayo.
- Protecciones de sobretensión, sobrecorriente, sobretemperatura, etc. que aseguren la fiabilidad de la fuente de alimentación.

El **ancho de banda** usual de este tipo de equipos abarca frecuencias entre 45 y 1000 Hz. Los valores máximos de tensión y corriente de salida vienen dados por el **área de trabajo** que se da en valores RMS y valores instantáneos como se muestra en la siguiente figura.

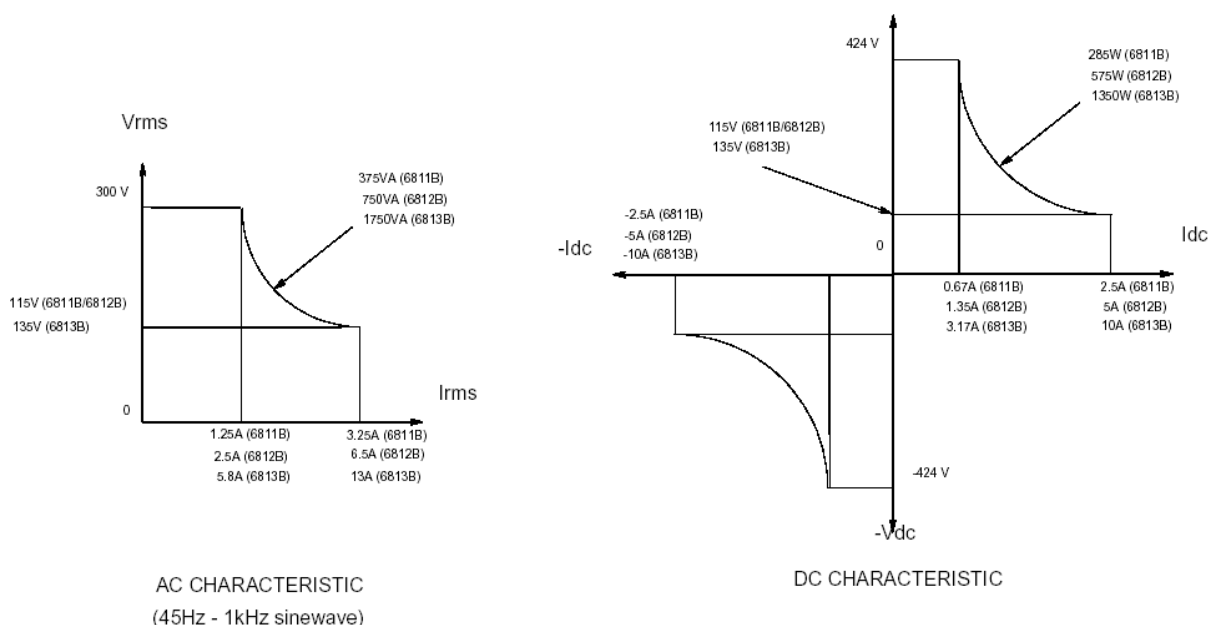


Figura 8.23. Área de trabajo típica de una fuente de alimentación alterna.

En la figura 8.24 se muestran algunas de las formas de onda que se pueden obtener mediante la conveniente programación de una fuente de alimentación alterna.

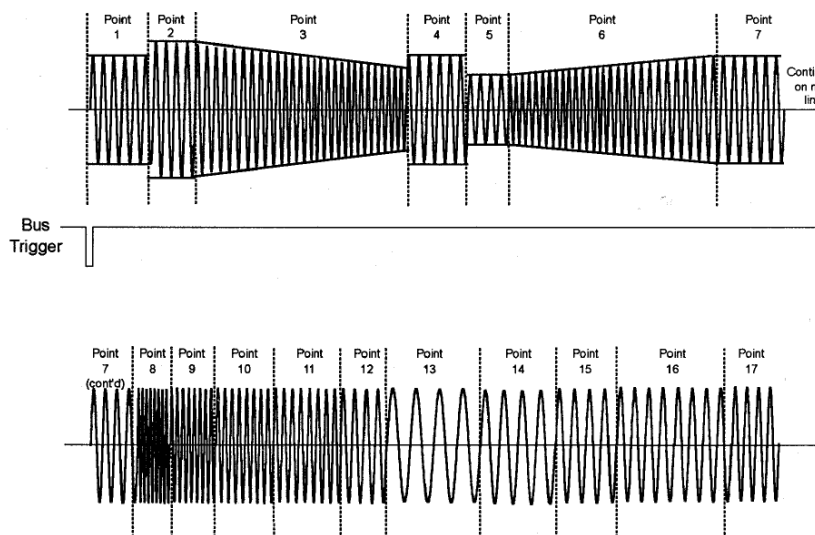


Figura 8.24. Programación de tensiones y frecuencias en una fuente alterna.

8.6. Sistemas de alimentación ininterrumpida.

Estos sistemas están asociados a la alimentación de aquellos equipos y sistemas que requieren una gran calidad de la energía eléctrica y una completa seguridad de su suministro. Estos equipos, denominados “cargas críticas”, cada día son más frecuentes sobre todo en entornos científicos, industriales y hospitalarios, en telecomunicaciones, en aplicaciones informáticas, etc. Ante la posible y en ocasiones frecuente existencia de perturbaciones en la red de suministro comercial eléctrico es aconsejable la instalación de sistemas de acondicionamientos de línea muy efectivos como son los Sistemas de Alimentación Ininterrumpida SAI (o “Uninterruptible Power Supply” UPS en terminología inglesa) que proporcionan una tensión estable independiente de las variaciones o interrupciones de la red. Los conceptos de fiabilidad y redundancia son básicos a la hora de configurar un equipo de alimentación ininterrumpida.

A continuación se mostrarán las topologías básicas de un SAI en función de las características de la alimentación de la carga, diferenciando los SAI que deben de alimentar los sistemas de tensión continua de los que alimentan a cargas de tensión alterna convencional de frecuencia de red. Una vez determinadas las necesidades de alimentación del sistema de carga es posible la correcta elección de un SAI mediante el conocimiento y correcta interpretación de sus especificaciones.

8.6.1. Configuraciones básicas.

En general, se puede decir que un SAI es un sistema de alimentación que se caracteriza básicamente por disponer de baterías de respaldo capaces de asegurar el suministro eléctrico de las cargas. En sistemas carga de tensión continua no es necesario convertidores específicos entre las baterías y las cargas, mientras que en sistemas carga de alterna hará falta el uso de inversores. En cualquier caso, entre la red de suministro y las baterías habrá que instalar convertidores adecuados para garantizar la adecuada carga de las baterías.

En la figura 8.25 se muestra un diagrama típico de SAI para **cargas de continua**. En estos equipos de alimentación se pueden distinguir dos partes totalmente diferenciadas.

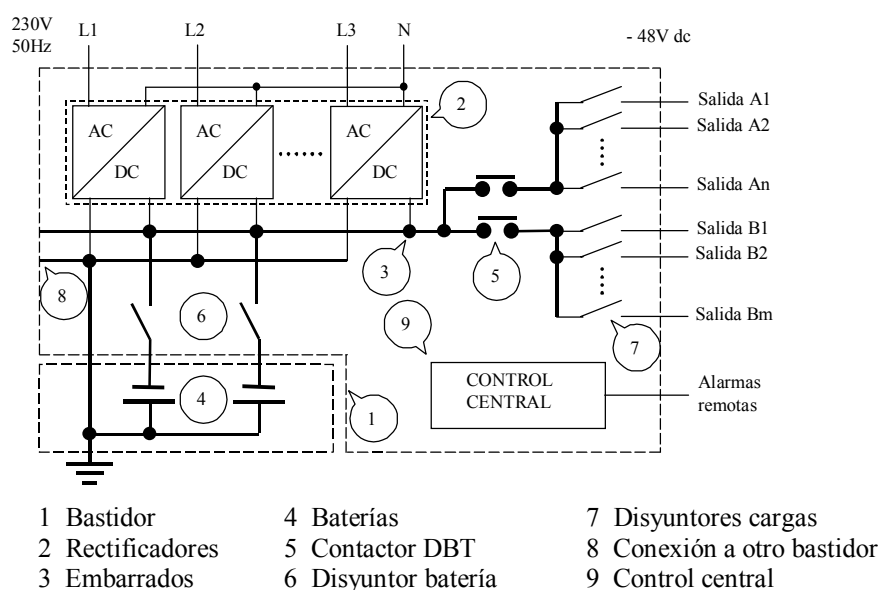


Figura 8.25. SAI para cargas de continua.

- **Módulo de Rectificación.** Encargado de obtener y distribuir la energía que se obtiene directamente de la red eléctrica y que consta de los siguientes elementos:
 - Sección de rectificación compuesta por los rectificadores conectados en paralelo.
 - Embarrados de potencia.
 - Disyuntores para la distribución de alterna.
 - Disyuntores y shunts para la distribución de cargas y medida de sus corrientes.
 - Disyuntores y shunts de baterías.
 - Contactor para desconexión por baja tensión (DBT).
 - Contactores para distribución de grupos de cargas.
- **Módulo de baterías.** En él se sitúan las baterías, normalmente en dos o más grupos para asegurar la redundancia. Cada grupo está formado por la asociación en serie de baterías de tensiones estándar (2V, 6V o 12V) necesaria para conseguir la tensión nominal de equipo y de capacidad adecuada para asegurar un tiempo de autonomía suficiente en caso de fallo de la red.

En las figuras 8.26 a 8.28 se muestran las diversas topologías actualmente más extendidas para SAI con cargas en alterna y establecidas por las normativas aplicables IEC 62040-3 y EN 50091-3 que estandarizan los tipos de SAI y los métodos usados en la medida de sus prestaciones.

Esta norma distingue tres topologías de SAI que vamos a tratar a continuación. La dificultad que presenta la correcta traducción de la terminología utilizada en esta norma hace conveniente utilizar en adelante algunos términos originales.

- **Passive standby.** Se trata de SAI en los que el inversor está conectado en paralelo y actúa únicamente cuando hay una interrupción del suministro principal. Su diagrama de bloques se muestra en la figura 8.26. Se distinguen dos modos de funcionamiento: modo normal (normal mode) y modo de energía almacenada (stored-energy mode).

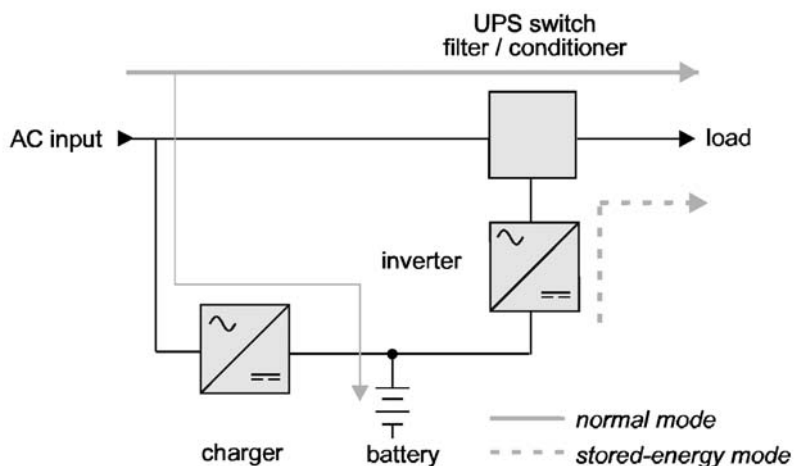


Figura 8.26. SAI con topología passive standby.

En el modo normal el conmutador del SAI (UPS switch) hace que la energía fluya normalmente de la red a la carga, usualmente a través de un filtro/acondicionador al tiempo que el cargador (charger) mantiene las baterías cargadas. El inversor se mantiene en estado pasivo a la espera (passive standby).

Cuando se detecta un fallo de red el conmutador cambia conectando la carga a la salida del inversor que obtiene la energía de las baterías. Este es el denominado modo de energía almacenada. La transición del conmutador debe ser lo más rápida posible (generalmente menor que 10ms) para asegurar la continuidad del suministro.

Las ventajas de esta topología son su simple diseño, su bajo coste y su pequeño tamaño/masa. Como desventajas podemos resaltar que no existe un verdadero aislamiento entre la red y la carga, que existe una discontinuidad en tensión y fase en el suministro durante la conmutación y que en modo normal no existe regulación de la tensión y frecuencia de salida.

- **Line-interactive.** Este tipo de SAI tiene un inversor bidireccional conectado en paralelo que actúa también como cargador de baterías. Además, la reversibilidad del inversor hace que interactúe continuamente entre la red y la batería con objeto de regular la tensión alterna entregada a la carga. El conmutador estático permite aislar la carga de la red cuando sea necesario. Existe tres modos de funcionamiento en esta topología: modo normal, modo de energía almacenada y modo bypass. En la figura 8.27 se muestra su diagrama de bloques.

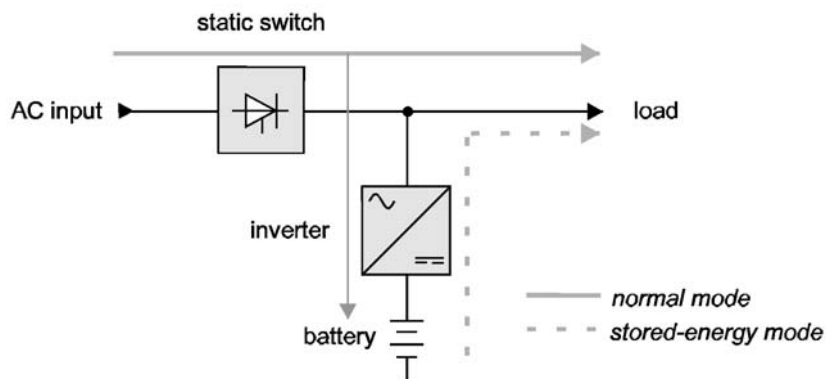


Figura 8.27. SAI con topología line-interactive.

En el modo normal el conmutador estático está cerrado y el inversor interactúa con la red y la batería consiguiendo la regulación de la tensión de salida (no de la frecuencia que continúa siendo la de la red) al tiempo que se mantienen cargadas la baterías.

Se pasa al modo de energía almacenada cuando se detecta un fallo de red. El conmutador estático se abre y el inversor proporciona la tensión alterna a la carga a partir de la energía almacenada en la batería. El modo bypass se explica en el siguiente apartado y se muestra únicamente en la figura 8.28.

La ventaja de esta topología es el menor coste del inversor puesto que tiene una doble función. Como desventajas no existe aislamiento entre la red y la carga, no hay regulación de frecuencia en modo normal, hay una baja protección frente a picos de tensión y sobretensiones de red y existe un relativamente bajo rendimiento y una pobre capacidad de acondicionamiento de la tensión de salida.

- **Double-conversion.** Es la topología más extendida para SAI de gran potencia y altas prestaciones. Su diagrama de bloques se muestra en la figura 8.28 y se caracteriza porque el inversor está conectado en serie, entre la red y la carga. La potencia fluye continuamente a través del inversor. Presenta los mismos modos de funcionamiento que la anterior topología.

En modo normal la carga es alimentada continuamente por el conjunto rectificador+inversor (doble conversión) al tiempo que las baterías se cargan. En modo de energía almacenada actúa únicamente el inversor. En el modo bypass se puede conectar la carga a la red mediante un interruptor estático o convencional durante operaciones de mantenimiento del SAI. Se ha de señalar que en la figura 8.28 se han considerado dos redes distintas: la normal y la de bypass. Ésta última existe sólo en grandes instalaciones donde se prevé redundancia de alimentaciones de red para aumentar la seguridad del suministro. En caso de no existir esta red de respaldo las conexiones de entrada del rectificador/cargador y del conmutador bypass coinciden.

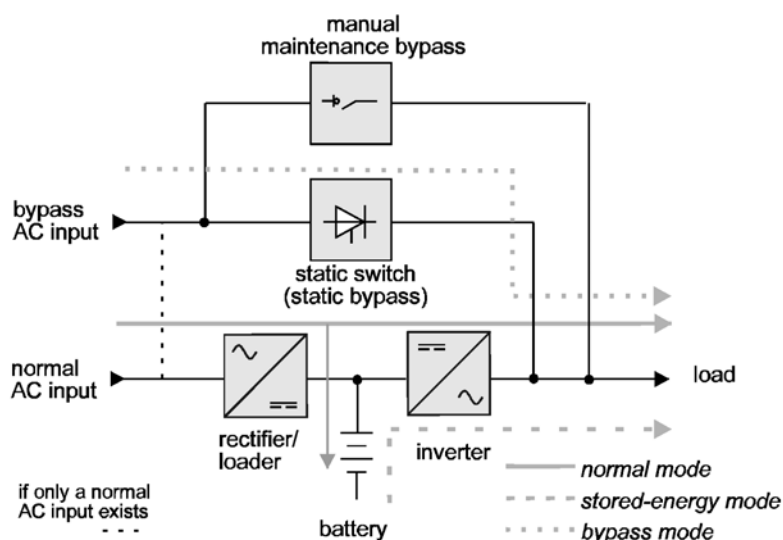


Figura 8.28. SAI con topología double-conversion.

La ventaja más importante de esta topología es la continua protección de la carga frente a perturbaciones de la red. Sí que existe, en este sentido, aislamiento entre red y carga. Además existe una continua regulación de tensión y frecuencia y no existen discontinuidades de ningún tipo cuando hay interrupción en la red de

suministro. La mayor desventaja estriba en su alto coste y relativamente bajo rendimiento energético en modo normal debido a la doble conversión.

8.6.2. Especificaciones.

La normativa a la que se hizo referencia anteriormente establece límites a las prestaciones de los SAI. A continuación se realiza un resumen de dichas especificaciones.

- Entrada

Tensión y frecuencia nominal	230V 50Hz
Márgenes de tensión y frecuencia	V(+10% -15%), f(±5%)
Factor de potencia	> 0,85

- Salida

Tensión y frecuencia nominal	230 V
Márgenes de tensión y frecuencia	V(±3%), f(±0,5%)
Tiempo de back-up	ver figura 8.29
Factor de cresta de la corriente de salida	3 ÷ 5 (máximo)
Sobrecarga admisible	175 %

- Generales y ambientales

Fiabilidad	> 60.000 horas
Ruido acústico	< 50 dBA
Comunicaciones	Modem o RS232
Rendimiento	Modo normal >85% Modo energía almacenada >90%

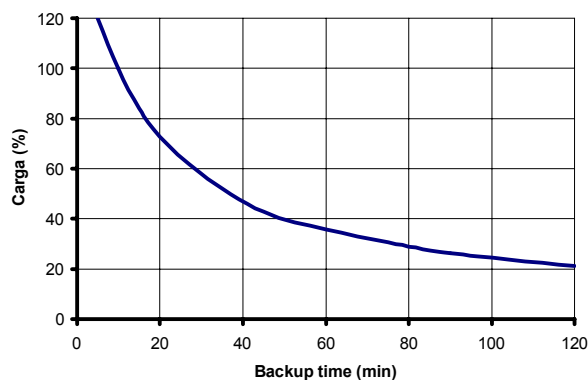


Figura 8.29. Tiempo de backup en función de la carga de un SAI.

8.7. Cargas electrónicas.

Las cargas electrónicas son aquellos equipos destinados al ensayo (en la salida) de generadores y fuentes de alimentación. Las más usuales son las de continua cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 8.30.

Mediante este tipo de equipos se pueden comprobar tanto características estáticas como dinámicas de los dispositivos bajo ensayo (DBE). A la vista del diagrama anterior, es importante notar que los potenciales de referencia del lado de control primario y de la etapa de potencia y su control pueden ser distintos y, por lo tanto se requiere aislamiento. La etapa típica de una carga electrónica de continua es un transistor (bipolar, MOSFET o IGBT)

trabajando en su zona activa con lo que es posible regular su resistencia equivalente y por lo tanto actuar como carga ajustable. En el caso de cargas electrónicas alternas o bipolares se debe utilizar una etapa de potencia adecuada.

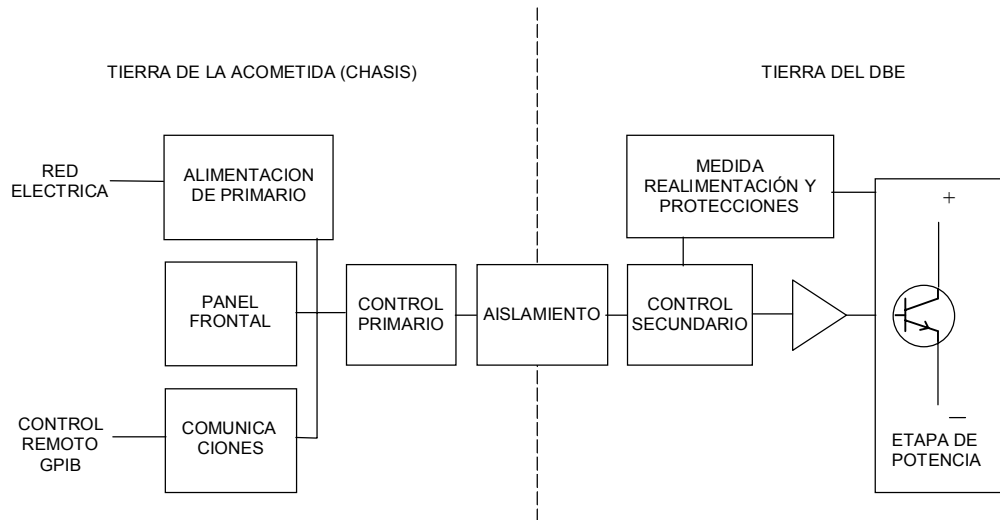


Figura 8.30. Diagrama de bloques de una carga electrónica.

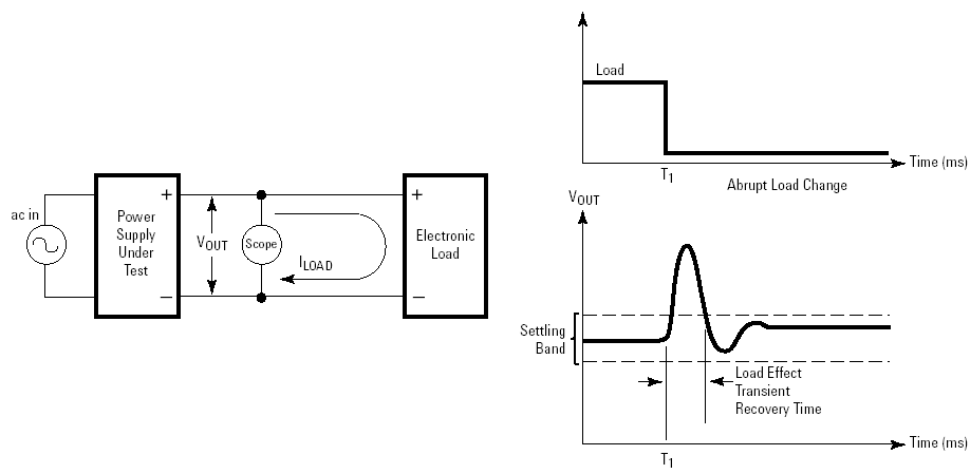


Figura 8.31. Carga electrónica para ensayos transitorios.

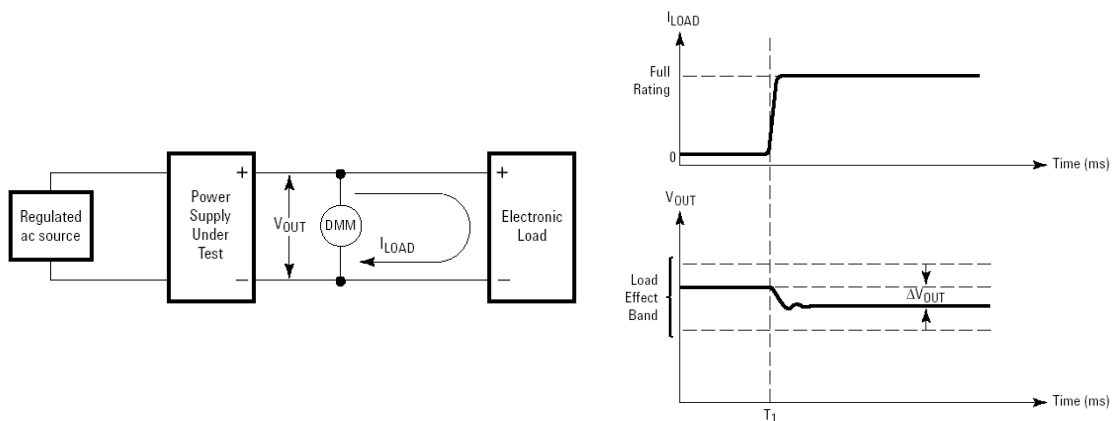


Figura 8.32. Carga electrónica para ensayos estáticos.

8.7.1. Modos de funcionamiento.

Las cargas electrónicas pueden configurarse para actuar como cargas de corriente constante (a), de resistencia constante (b), de tensión constante (c) o de potencia constante (d). En los casos a y c se debe de regular la magnitud principal de control (I o V) mientras que la otra (V o I) se deja libre y se supervisa para evitar que alcance valores máximos. En el caso b y d la magnitud de control se calcula como cociente (b) o producto (d) de la tensión y la corriente que se dejan libres y se supervisan para evitar que se alcancen valores máximos.

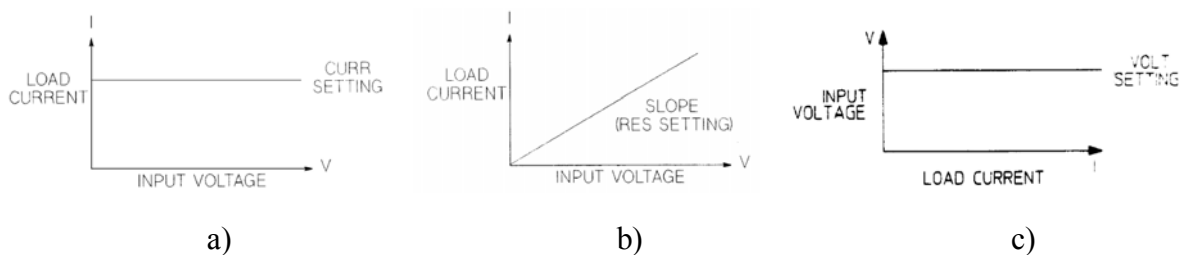


Figura 8.33. Modos de funcionamiento de una carga electrónica.

8.7.2. Especificaciones.

Las cargas electrónicas están sujetas a las siguientes especificaciones básicas:

- **Rangos de tensión y corriente. Potencia máxima.** La limitación de la tensión y corriente de una carga electrónica vienen dadas por las características de los transistores de la etapa de potencia. La V_{CEmax} del transistor define la tensión máxima y la I_{Cmax} la corriente máxima. Sin embargo, la verdadera limitación es la potencia disipable que define la curva nominal de limitación de potencia de la figura 8.34. En realidad esta limitación de potencia viene dada por la temperatura que alcanzan los transistores, que es función no sólo de la potencia instantánea disipada sino también de la temperatura ambiente y del ciclo de trabajo. Por eso es posible definir una curva de potencia límite extendida que tenga en cuenta todos los factores con el objeto de aprovechar al máximo la capacidad de la carga electrónica.

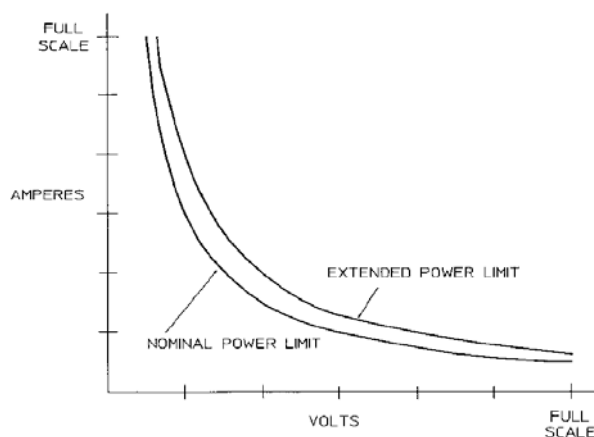


Figura 8.34. Modos de funcionamiento de una carga electrónica.

- **Transitorios. Respuesta dinámica.** En los ensayos de transitorios es importante que se puedan definir los estados iniciales y finales de salto o pulso de carga y también las pendientes de bajada y subida. Esta definición de pendientes está

limitada por la respuesta dinámica de la carga electrónica que suele ser de decenas de kilohertzios.

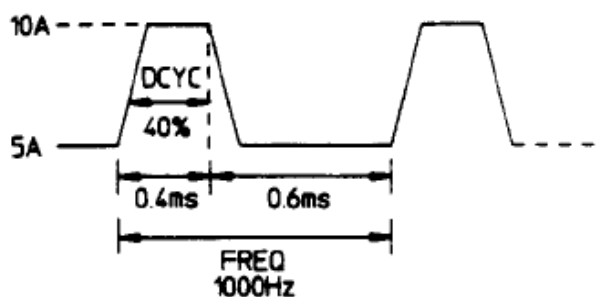


Figura 8.35. Operación con transitorios.

- **Control remoto.** Como ya se ha dicho, las cargas dinámicas se usan en ensayos de generadores y fuentes. Estas pruebas suelen hacerse de modo automático por lo que es necesario que las cargas electrónicas tengan capacidad de control remoto ya sea de modo analógico, mediante señales externas provenientes de generadores de función, o mediante buses digitales como puede ser el GPIB.

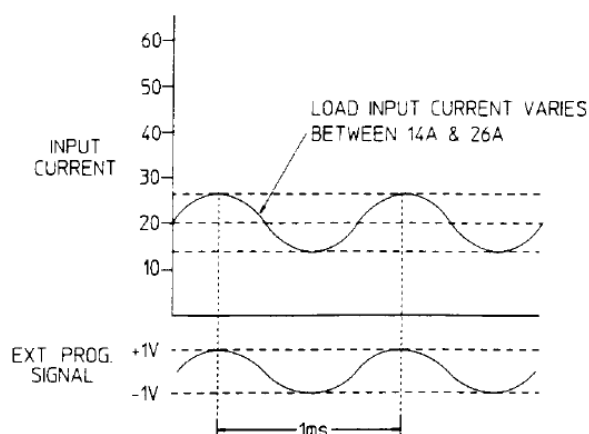


Figura 8.36. Control remoto mediante generador de función.

- **Protecciones.** En una carga electrónica se suelen definir las siguiente protecciones para impedir averías tanto en el equipo bajo ensayo como en la propia carga electrónica.
 - Protección de sobretensión.
 - Protección de sobrecorriente.
 - Protección de sobrepotencia.
 - Protección de sobretemperatura.
 - Protección contra tensión inversa.

8.8. Criterios de selección de fuentes de alimentación y cargas electrónicas.

El siguiente cuadro puede ayudar a realizar la correcta elección de fuentes de alimentación en función de la aplicación o requerimientos técnicos, de coste, de masa o volumen, etc.

	Lineal	Conmutada
Regulación	< 0,1%	< 0,5%
Rendimiento	< 50%	>70%
Factor de potencia		>0,95
Ancho de banda	>10 kHz	<10 kHz
Fiabilidad	>300.000 h	
EMC		Filtro
Peso/Volumen		<5 gr/W
Coste		>0,3 €/W
Rizado y ruido	<1%	>1%
Multisalidas		Si son fijas
Salida bipolar o CA		
Alta potencia	<100 W	<10 kW

Tabla 8.1. Criterio de selección de fuentes de alimentación.

8.9. Bibliografía.

- [1] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).
- [2] “Dc Power Supply Handbook”, Application Note 90B, Agilent Technologies, 10/2000.
- [3] “UPS Topologies and Standards”, J.P. Beaudet, J.N. Fiorina, O. Pinon (MGE UPS Systems, 11/1999).

9. ANALIZADORES LÓGICOS

9.1. Introducción.

Las funciones específicas que poseen los analizadores lógicos confieren a éstos una serie de posibilidades que no poseen otros equipos electrónicos de medida. En este tema se describen los distintos tipos de analizadores utilizados en el dominio digital. Se realiza una comparación previa con los osciloscopios indicando sus similitudes y diferencias y su utilización más idónea en función de la aplicación de medida. Posteriormente se inicia la descripción exhaustiva de los analizadores lógicos destinados al análisis del funcionamiento de sistemas digitales complejos en los que se requiere la observación simultánea de multitud de canales y una gran potencia en sus sistemas de adquisición, disparo y presentación.

Tras mostrar el diagrama de bloques básico de un analizador lógico, se describen los diferentes modos de presentación con los cuales se pueden obtener cronogramas, tablas de estados o visualización de los mnemotécnicos correspondientes a las instrucciones de un determinado microprocesador. Seguidamente se estudian los diferentes modos de adquisición y disparo, y los métodos de muestreo con los que poder analizar señales digitales con un consumo óptimo de memoria sin perder resolución horizontal. También se tratan los aspectos concernientes a los sistemas de sondas y puntas de prueba que hacen posible el acceso a las señales de interés en sistemas digitales complejos.

9.1.1. Clasificación inicial.

Realizando una primera clasificación de los equipos destinados al análisis lógico, se pueden distinguir tres tipos de equipos:

- **Sondas lógicas.** Son equipos muy simples destinados a detectar estados lógicos de uno o varios nodos del circuito bajo ensayo de modo estático, es decir, sin tener registro de la evolución temporal de los estados detectados.
- **Analizadores lógicos.** Es la denominación general que incluye a los equipos destinados a medir estados lógicos de un circuito en régimen dinámico, esto es, teniendo un registro de su evolución temporal.
- **Analizadores de protocolo.** Representan una herramienta comúnmente utilizada en la actualidad para la comprobación de funcionamiento de los sistemas que trabajan en red. Estos equipos observan, analizan o simulan los procesos de comunicación que rigen los intercambios de datos entre diferentes dispositivos interconectados entre sí.

Antes de continuar con la descripción de los equipos electrónicos anteriormente citados parece conveniente realizar un rápido repaso de los principales conceptos ligados con la lógica digital.

9.1.2. Tipos de lógica digital. Niveles lógicos.

Las más comunes son:

- **Lógica TTL.** Está caracterizada por utilizar circuitos alimentados a +5 V. El nivel alto (H) corresponde a tensiones superiores a 2V (40% de V_{CC}) mientras que el nivel bajo (L) a tensiones inferiores a 0,8 V (16% de V_{CC}). Los valores de tensión intermedios definen un estado indeterminado.

- **Lógica CMOS.** Está caracterizada por utilizar circuitos de alimentación variable desde +0.5V hasta +18V aunque el valor típico es de +15V. El nivel alto (H) corresponde a tensiones superiores al 70% de la tensión de alimentación mientras que el nivel bajo (L) a tensiones inferiores a 30%. Los valores de tensión intermedios definen un estado indeterminado.

9.2. Sondas lógicas.

Su componente básico es el comparador lógico, compuesto por un par de comparadores, con el cual es posible realizar la definición de estados lógicos pertinente. La salida de los comparadores se conecta a elementos de visualización (leds) o sonoros (buzzers) para realizar la indicación del estado lógico detectado. Los circuitos comparadores se suelen diseñar con una pequeña histéresis con la cual se aumenta la inmunidad al ruido. También suelen disponer de un circuito detector de pulsos, tanto positivos como negativos. En la figura 9.1 se puede ver el aspecto externo y el esquemático completo de una sonda lógica.

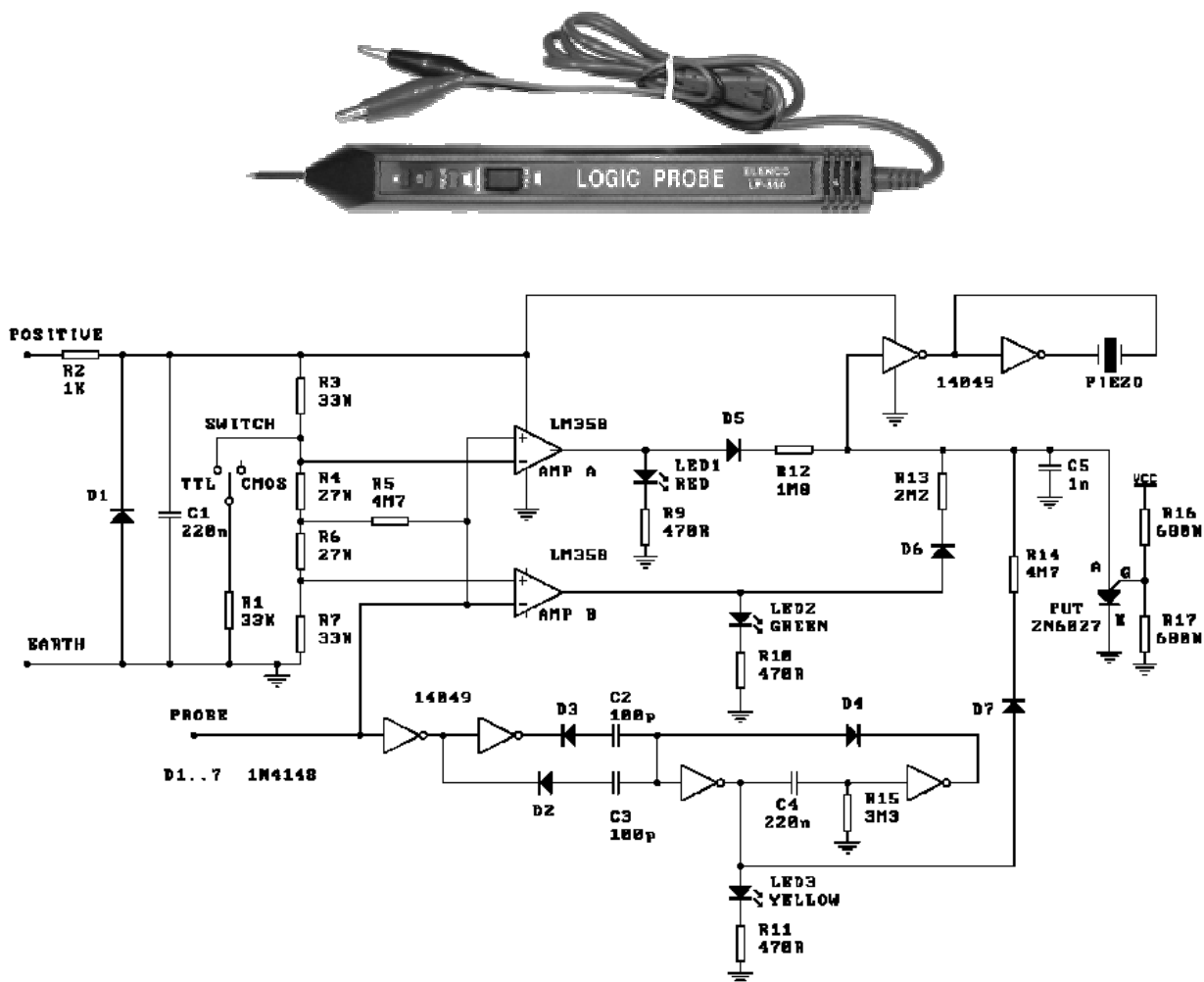


Figura 9.1. Aspecto externo y esquemático completo de una sonda lógica.

Para el caso particular de la sonda lógica de la figura anterior, el piloto rojo lucirá mientras se detecte un estado alto, y el verde mientras se detecte uno bajo. Además, el zumbador emitirá tonos distintos para cada caso. Cuando se detecte una transición de bajo a alto o viceversa, lucirá el piloto amarillo durante un tiempo suficiente y se emitirá un zumbido especial. Si se mide un estado indefinido no luce ningún led ni se emite ninguna señal

acústica. Otras sondas lógicas podrían indicar esta circunstancia mediante una indicación especial.

9.3. Analizadores lógicos.

Como hemos dicho anteriormente, los analizadores lógicos deben permitir realizar un estudio dinámico de la evolución temporal de varios nodos de un circuito digital.

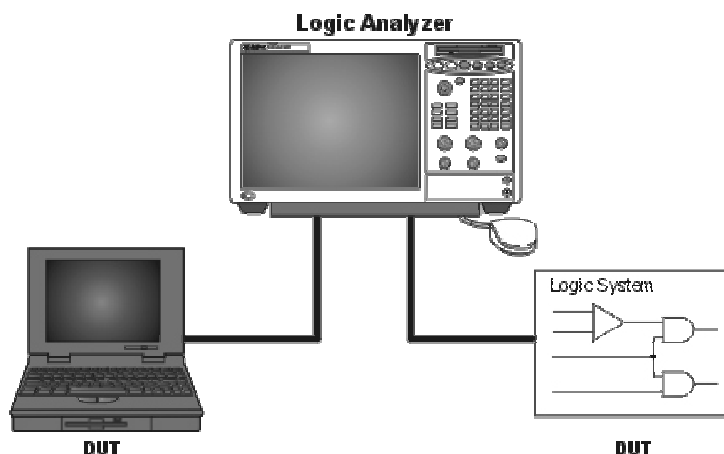


Figura 9.2. Medidas con analizador lógico.

9.3.1. Analizadores lógicos y osciloscopios digitales.

A la hora de realizar el estudio de funcionamiento de circuitos digitales se pueden elegir como herramienta de análisis osciloscopios digitales DSO (digital storage oscilloscopes) o bien analizadores lógicos LA (logic analyzer). El osciloscopio es un equipo muy familiar que suele ser muy útil en determinadas aplicaciones donde existen pocas señales de interés (2 ó 4 como máximo) y donde es necesario obtener medidas con gran exactitud tanto de tensiones (amplitudes, pendientes de subida o bajada, oscilaciones, calidad de las formas de onda, transitorios (glitches), ruido, etc.) como de tiempos (retrasos o solapes, tiempos de propagación, periodos, estabilidad en frecuencia (jitter) etc.). Sin embargo, cuando se necesita realizar el análisis simultáneo de un gran número de señales digitales, o cuando se requiere de un sistema complejo de disparo ligado a un determinado patrón establecido a partir de múltiples señales digitales no siendo exigible una gran exactitud en las medidas de amplitud y tiempo, parece más recomendable el uso de los LA.

La diferencia básica desde el punto de vista de la arquitectura de estos dos equipos estriba en el número y complejidad de sus convertidores analógicos/digitales ADC (analog to digital converter). Mientras que un DSO dispone de como máximo 4 ADC tipo Flash de 8 o 10 bits ($2^N - 1$ comparadores internos), los AL pueden disponer de un hasta un centenar (o más) de ADC de 1 bit (con 1 ó 2 comparadores internos).

En la actualidad, los DSO más avanzados están provistos de sistemas de disparo y adquisición suficientemente potentes que permiten realizar medidas complejas en circuitos digitales, mientras que los modernos AL disponen de uno o más canales de adquisición tipo DSO que permiten mejorar la exactitud de algunas medidas.

9.3.2. Arquitectura de un analizador lógico.

En la figura 9.3 se muestra el diagrama de bloques de un analizador lógico donde se incluyen los componentes básicos que permiten realizar la funciones básicas de un LA. Éstas son:

- **Captura y muestreo.** Las señales del DBE se capturan mediante sondas o puntas de prueba específicas. El gran número de estas puntas de prueba hace que usualmente se presenten agrupadas en canales denominados “pods” que permiten conectar 8, 16 ó más señales cada uno. Suele existir un pod específico (de menor efecto de carga y mejor ancho de banda) para las señales especiales externas (señales de reloj, interrupciones, etc.). Las señales analógicas recogidas por las puntas de prueba se convierten en datos tras pasar por los ADC (comparadores) y el registro de muestreo.
- **Disparo y adquisición.** El analizador lógico requiere de una o varias señales de reloj para realizar el análisis del resto de las señales. Este reloj, que se puede obtener a partir de alguna señal exterior o de la salida de un generador interno, se utiliza para sincronizar el sistema de disparo y gestionar la memoria de adquisición del analizador donde se almacena la información requerida relativa al evento de disparo (pretrigger o posttrigger).
- **Análisis y visualización.** A partir de la información memorizada se realiza su análisis y presentación con los formatos o modos establecidos por el usuario. En muchos casos el analizador lógico dispone una arquitectura compatible PC de modo que se puede manipular la información adquirida mediante plataformas software de alto nivel.

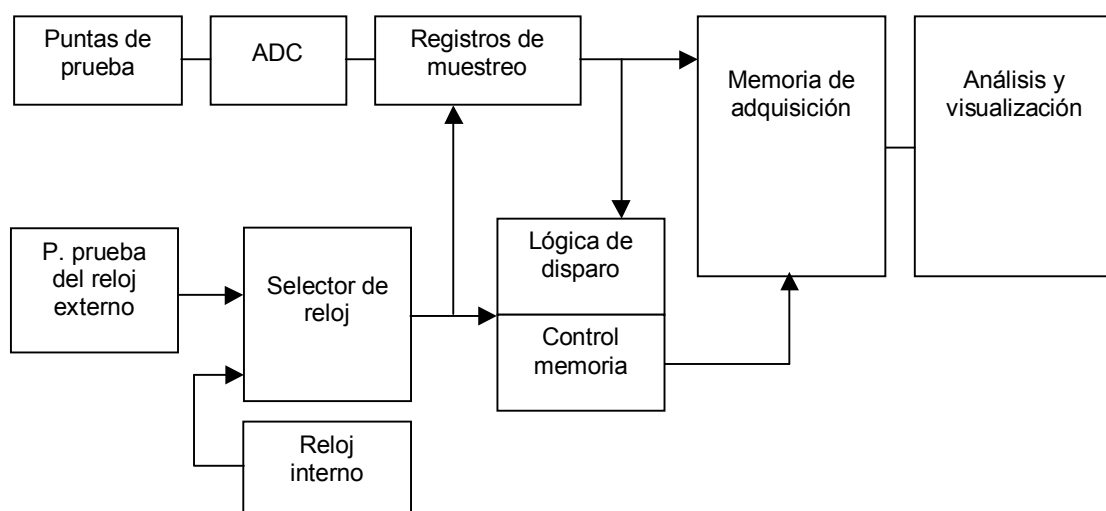


Figura 9.3. Diagrama de bloques de un analizador lógico.

9.3.3. Modos de muestreo en analizadores lógicos.

Existen dos modos de funcionamiento típicos en un analizador lógico dependiendo del modo de muestreo utilizado.

- **Muestreo asíncrono (timing analyzer mode).** Es un modo de trabajo similar al de un DSO. El analizador muestra gráficos de múltiples entradas verticales con un eje horizontal común que representa el tiempo (timing o cronograma). La información de los canales de entrada se muestrea a partir de una señal de reloj interno cuya

frecuencia se puede seleccionar en función de la frecuencia propia de las señales de entrada y de la profundidad de la memoria de adquisición (como en un DSO). Este modo de funcionamiento se utiliza para analizar la evolución temporal de las señales de un sistema digital.

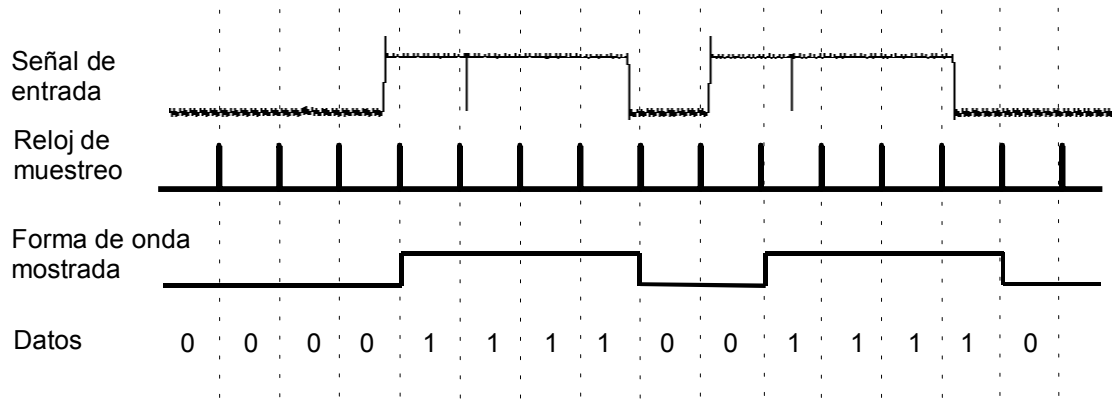


Figura 9.4. Ejemplo de medidas en modo “timing analyzer”.

La exactitud de las medidas depende, por lo tanto, de la frecuencia de muestreo como se muestra en la figura 9.5. La máxima incertidumbre en tiempo coincide con el periodo del reloj de muestreo.

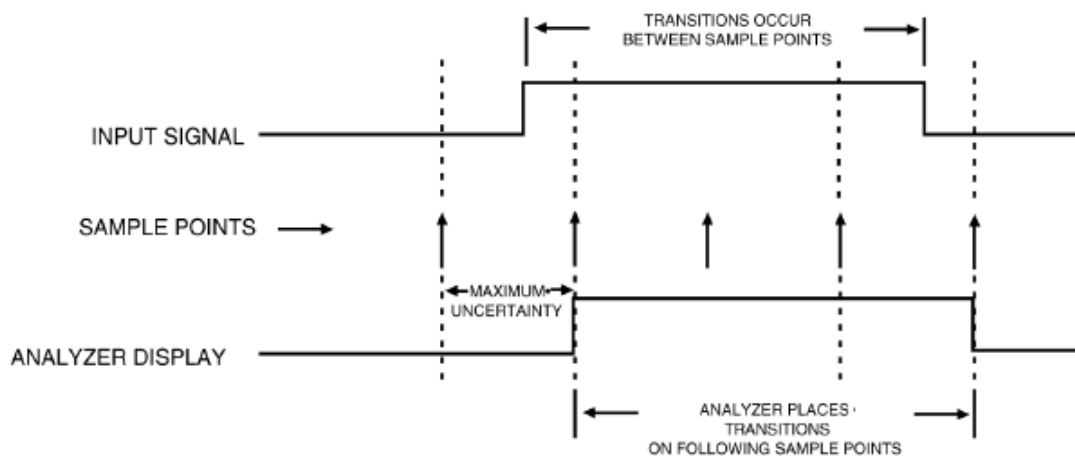


Figura 9.5. Incertidumbre en medidas en modo “timing analyzer”.

- **Muestreo síncrono (state analyzer mode).** Una de las señales de entrada se toma como reloj de muestreo, por lo tanto, los datos introducidos en la memoria de adquisición están determinados por las transiciones del reloj externo. Grupos predeterminados de estas entradas pueden representar variables estado del DBE.

El analizador lógico muestra la evolución de estos estados con formatos preestablecidos componiendo tablas de estados en diversos formatos (decimal, hexadecimal, mnemotécnicos (lenguaje ensamblador), etc. Este modo es utilizado para analizar el funcionamiento de microprocesadores o dispositivos digitales específicos.

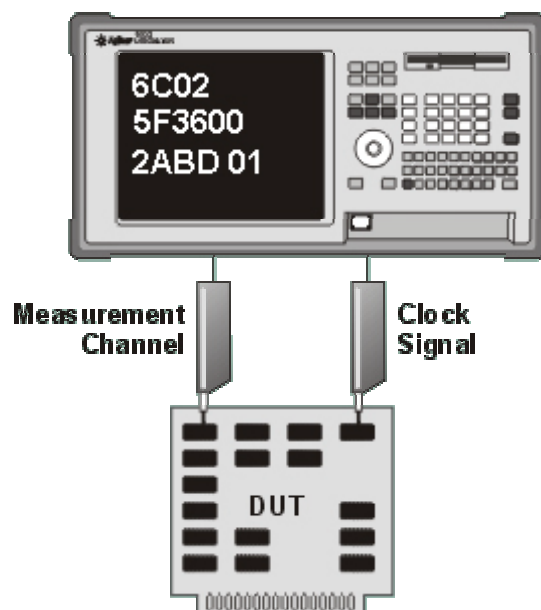


Figura 9.6. Analizador lógico en modo “state analyzer”.

9.3.4. Sistema de disparo.

Una vez muestreadas las señales de entrada se ha de decidir cuales son de interés para el análisis y determinar así su registro en la memoria de adquisición. Esto se realiza gracias al sistema de disparo. En este apartado se realizará un estudio de los métodos de disparo usualmente utilizados en modo asíncrono (timing analyzer).

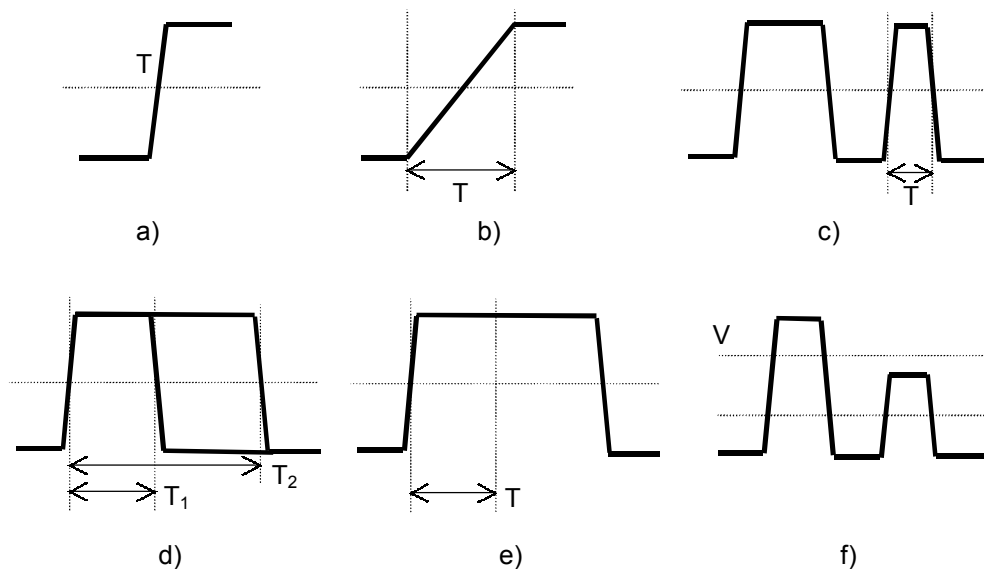


Figura 9.7. Distintos métodos de disparo.

- **Disparo por pendiente (edge triggering).** La adquisición del analizador se realiza mediante la detección de la transición positiva o negativa de una determinada señal de entrada (figura 9.7. a).
- **Disparo por tiempo de transición (slew-rate triggering).** Sólo se activa el disparo cuando se detectan flancos con tiempos de transición mayores (o menores) que una cierta cantidad de tiempo predefinida (figura 9.7. b).

- **Disparo por transitorio (glitch triggering).** Se utiliza para detectar transitorios estrechos (glitches) que suelen ser efecto o causa de un mal funcionamiento del sistema. Para su detección se configura un tiempo T . Todo pulso de duración inferior se considerará glitch y activará el disparo del sistema (figura 9.7. c).
- **Disparo por anchura de pulso (pulse width triggering).** Es similar al método anterior. Ahora, una vez definidos los tiempos T_1 y T_2 , sólo los pulsos de anchura mayor que T_1 y menor que T_2 activarán el disparo (figura 9.7. d).
- **Disparo por exceso de duración (timeout triggering).** Cuando aparecen pulsos de anchura mayor que un tiempo T predefinido el sistema se dispara (figura 9.7. e).
- **Disparo por defecto de amplitud (runt pulse triggering).** Una vez definido un determinado nivel umbral de amplitud mínima se puede disparar el sistema tras la detección de pulsos defectuosos de escasa amplitud (figura 9.7. f).
- **Disparo lógico (logic triggering).** Se determina el disparo mediante combinación lógica de dos o más señales de entrada. Se suele configurar este método de disparo introduciendo una ecuación con operadores lógicos.
- **Disparo secuenciado (setup-and-hold triggering).** Este método de disparo evalúa la posición y duración temporal relativa entre determinadas señales y la transición de otra señal de referencia. El disparo se efectúa (o no) cuando cumple el cronograma establecido por los tiempos “setup” y “hold” como se muestra en la figura 9.8.

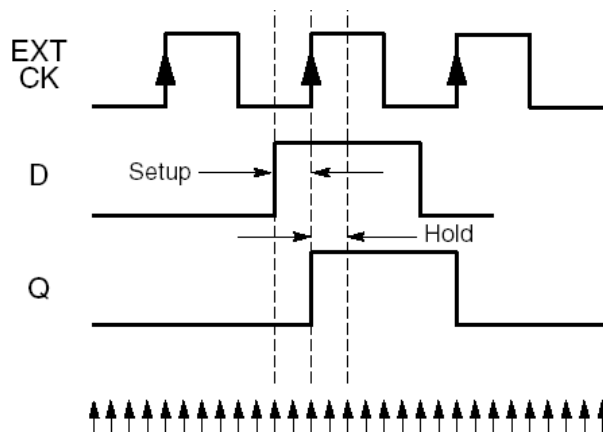


Figura 9.8. Disparo secuenciado (setup-and-hold triggering).

9.3.5. Adquisición de datos.

Como se ha citado anteriormente, el proceso de almacenamiento en memoria (adquisición de datos) se realiza cuando se efectúa un disparo del sistema (triggering) con el objeto de hacer el análisis de las señales seleccionadas en el intervalo de “interés”: antes (pretrigger) y/o después (posttrigger) del disparo. La duración de este intervalo está limitado, entre otros factores, por el tamaño (profundidad) de la memoria de adquisición que suele ser de tipo cola anillada, es decir, cuando la memoria está llena, los datos nuevos “empujan” a los más antiguos eliminándolos de la memoria. En un modo de funcionamiento asíncrono en cada pulso del reloj se memoriza un nuevo dato. Si se persigue una buena resolución horizontal la frecuencia de reloj debe ser alta y en poco tiempo de adquisición se puede sobrepasar la capacidad de la memoria.

En la figura 9.9 se observa un ejemplo con una señal tipo “ráfaga” en la que existe un porción importante de tiempo sin transiciones separando intervalos estrechos de señal con

transiciones. Si la memoria es de 4096 posiciones sólo se podría adquirir la primera ráfaga de señal y la memoria estaría llena en su mayoría con datos nulos.

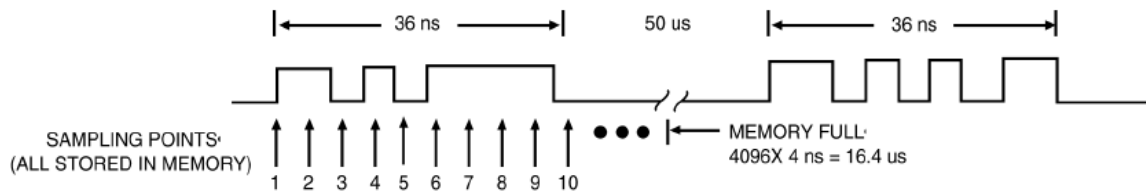


Figura 9.9. Muestreo de alta resolución no optimizado.

En la figura 9.10 se muestra el método de adquisición denominado “transitional sampling” con el cual se consigue optimizar el almacenamiento de la información capturada. Consiste en guardar en memoria sólo las transiciones, mediante un detector de pendiente, y su duración, mediante un contador. En el ejemplo mostrado sería posible, mediante este método, almacenar decenas de ráfagas con tan sólo 4096 posiciones de memoria.

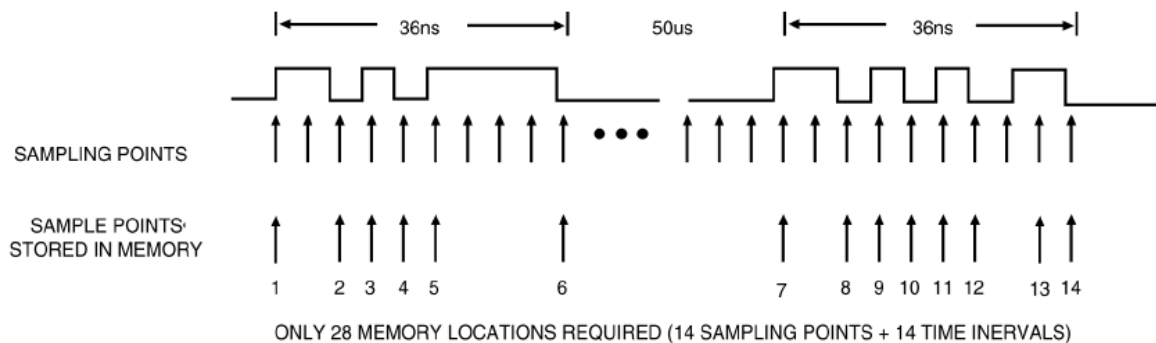


Figura 9.10. Muestreo de alta resolución con detector de transiciones.

Otro método interesante de adquisición es aquel que permite capturar glitches optimizando el consumo de memoria. En la figura 9.11 se muestra su principio de funcionamiento. El glitch se detecta cuando la señal cruza el umbral de definición de estado lógico más de una vez entre instantes de muestreo. Una vez detectado, el analizador almacena este evento y lo muestra mediante un trazo discontinuo coincidente con el siguiente punto de muestreo. De este modo no es necesario incrementar la frecuencia de muestreo en exceso para la detección de glitches y por consiguiente se optimiza el uso de la memoria de adquisición.

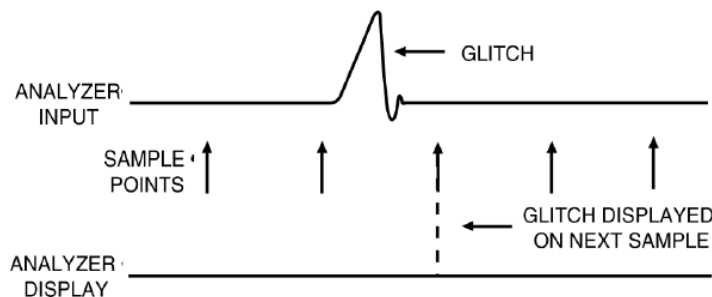


Figura 9.11. Detección de un glitch.

9.3.6. Sondas y puntas de prueba.

En cada uno de los “pods” del analizador se conecta un cable plano o cilíndrico multiconductor en cuyo extremo se sitúan las sondas o puntas de prueba a conectar a los nodos de interés del DBE. En un sistema estándar para analizadores lógicos se realiza la conexión al DBE mediante micro-pinzas que se conectan normalmente a los pines de los circuitos integrados, como se muestra en la figura 9.12.

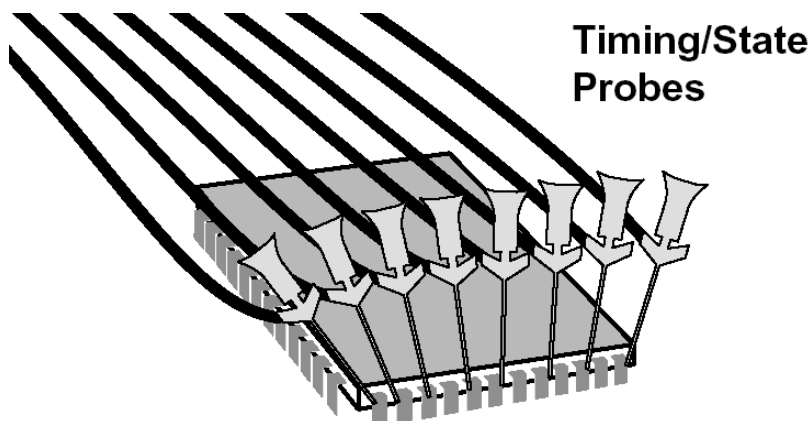


Figura 9.12. Puntas de prueba tradicionales en LA.

El circuito eléctrico equivalente de estas sondas se muestra en la figura 9.13.

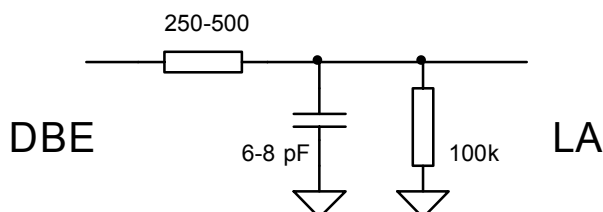


Figura 9.13. Circuito equivalente de la punta de prueba de un LA.

La existencia de una carga resistiva de $100\text{k}\Omega$ y de otra capacitiva de 6 a 8 pF representa un potencial efecto de carga sobre la señal digital bajo estudio. En la figura 9.14 se muestran por separado estos posibles efectos de carga que tendrán mayor importancia cuanto mayor sea la impedancia de salida de los circuitos digitales que generan las señales.

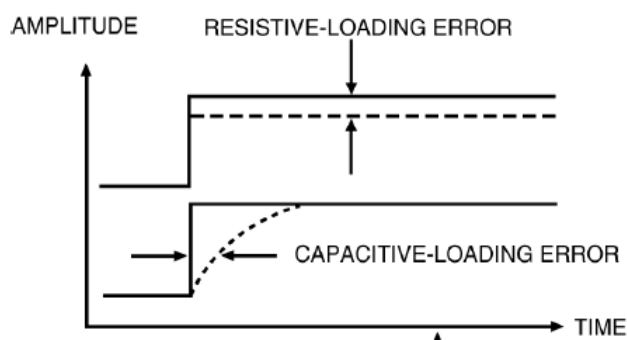


Figura 9.14. Efecto de carga de una punta de prueba.

El método estándar de conexión presenta ciertas dificultades cuando el número de canales a conectar es grande. Además, en la actualidad se ha popularizado el uso de componentes SMD cuyas dimensiones no permiten en muchos casos el uso de sondas estándar. En la figura 9.15 se muestra un nuevo tipo de puntas de pruebas, denominadas “fine-pitch probes” utilizadas para esta tecnología. El proceso de conexión se mejora, entre otros factores, al existir una doble conexión eléctrica en cada pin del circuito integrado con lo cual se aumenta la fiabilidad del sensado.

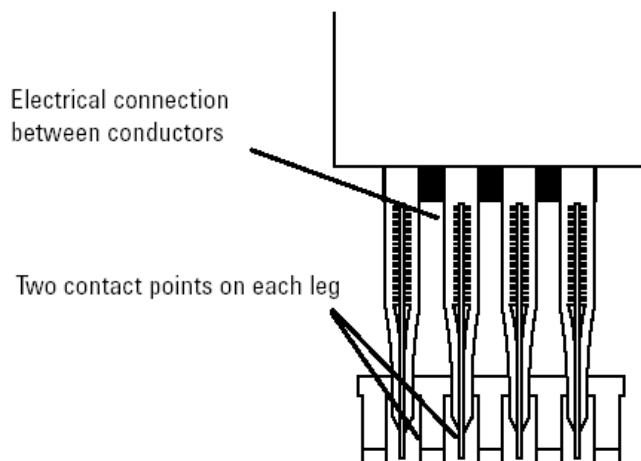


Figura 9.15. Punta de prueba para dispositivos SMD

En la figura 9.16 se muestra una imagen de cómo se realiza la conexión de las modernas puntas de prueba sobre un circuito integrado SMD.

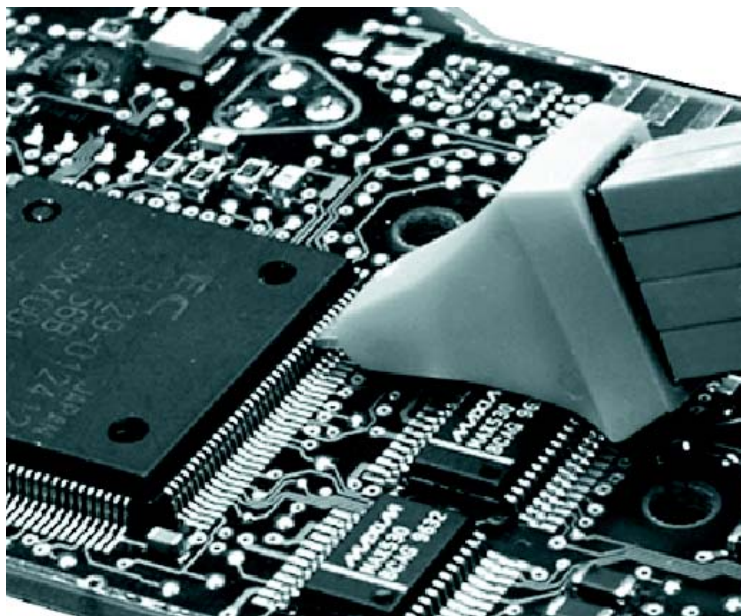


Figura 9.16. Ejemplo de conexión de las puntas de prueba para SMD.

Cuando el número de puntas de prueba requeridas sobre un mismo circuito integrado es grande resulta más conveniente usar adaptadores específicos como el mostrado en la figura 9.17. El adaptador se monta sobre el circuito integrado permitiendo la conexión de puntas de prueba estándar. En este caso se muestra el adaptador apropiado para circuitos integrados tipo TQFP.

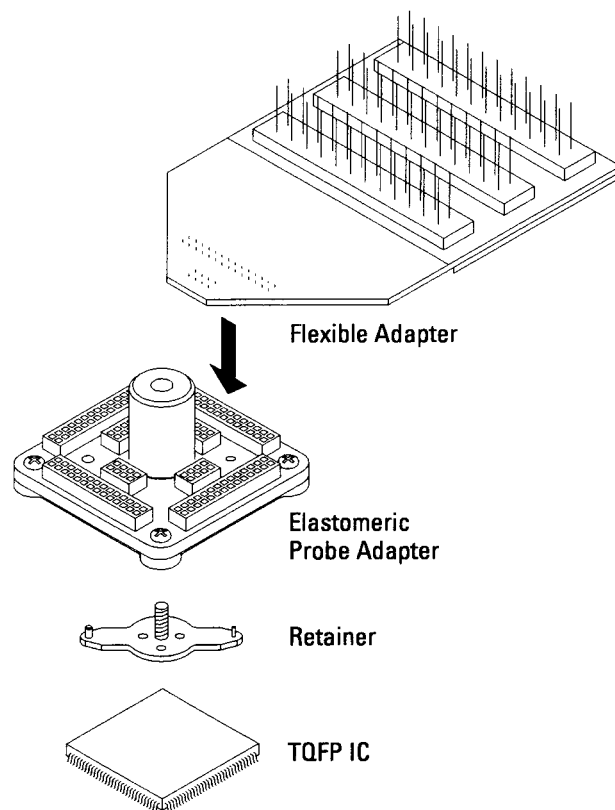


Figura 9.17. Puntas de prueba para dispositivos específicos.

9.4. Bibliografía.

- [1] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).
- [2] “Feeling Comfortable with Logic Analyzers”, Nota de aplicación 1337. Agilent Technologies.
- [3] “The XYZs of Logic Analyzers”, Nota de aplicación de Tektronix. 2001.

10. MEDIDORES DE POTENCIA Y ENERGÍA

10.1. Introducción.

En esta lección se describen inicialmente los equipos electrónicos destinados a medir potencia tanto en circuitos de continua y baja frecuencia como en sistemas de radiofrecuencia y microondas. En el primero de estos casos se suelen realizar medidas por transmisión en las que el equipo de medida toma una pequeña muestra de las magnitudes eléctricas del circuito para determinar la potencia consumida o generada. En este punto se analiza el modo de funcionamiento de los sistemas de medida de potencia electromecánicos y puramente electrónicos.

Para muy altas frecuencias se realizan habitualmente medidas por absorción en las que el elemento de medida es al mismo tiempo la carga que disipa la potencia que se pretende medir. Es el caso de las medidas de potencia con termistor o termoacoplador. También se analiza el proceso de medida de potencia de radiofrecuencia mediante diodos detectores.

Seguidamente se estudian los métodos de medida de energía eléctrica a partir de la integración de la potencia instantánea en un intervalo determinado de tiempo. Para ello se emplean sistemas electromecánicos, utilizados generalmente para la medición de la energía en circuitos conectados a la red de distribución comercial eléctrica, o sistemas electrónicos para mediciones de propósito general.

10.2. Conceptos básicos y definiciones.

En la figura 10.1 se muestra un ejemplo de las formas de onda de tensión $v(t)$, corriente $i(t)$ y potencia $p(t)$ sobre una determinada impedancia Z .

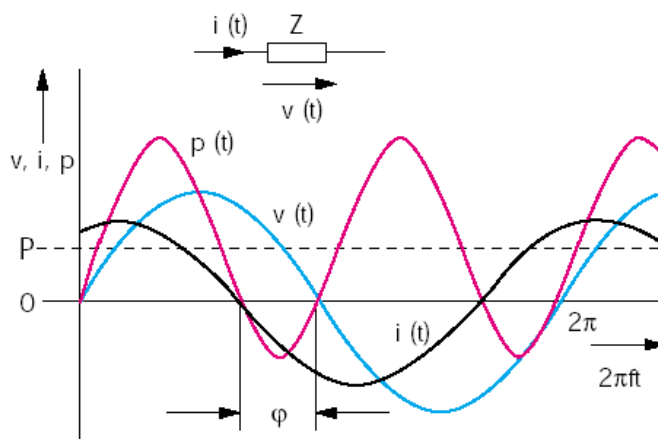


Figura 10.1. Formas de onda de tensión, corriente y potencia.

Se define la potencia instantánea como:

$$P(t) = v(t) i(t) \quad (10.1)$$

La potencia media o potencia activa es el valor medio de la potencia instantánea:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt \quad (10.2)$$

La potencia aparente es el producto de los valores eficaces (RMS) de la tensión y corriente:

$$S = V_{RMS} I_{RMS} \quad (10.3)$$

La potencia reactiva que no tiene carácter disipativo (almacenamiento de energía) es:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (10.4)$$

Se define el factor de potencia como la relación entre la potencia activa y la aparente o reactiva:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Q^2}{P^2}}} \quad (10.5)$$

Para señales sinusoidales se cumple:

$$S = V_{RMS} I_{RMS} = 2V_{pico} I_{pico} \quad (10.6)$$

$$P = V_{RMS} I_{RMS} \cos \varphi \quad (10.7)$$

$$Q = V_{RMS} I_{RMS} \sin \varphi \quad (10.8)$$

$$PF = \frac{P}{S} = \cos \varphi \quad (10.9)$$

En ocasiones se utiliza como unidad de potencia el decibelio vatio (dB) o decibelio milivatio (dBm) que se definen como sigue:

$$P[dBW] = P[dB] = 10 \log_{10}(P[W]) \quad (10.10)$$

$$P[dBmW] = P[dBm] = 10 \log_{10}(P[mW]) \quad (10.11)$$

10.3. Medida de potencia por transmisión.

La medida de potencia mediante el método de transmisión se consigue por la observación del efecto de las señales (tensión y corriente) sobre un sistema calibrado siendo disipada la potencia en su mayor parte sobre la carga del circuito y no sobre el equipo de medida (efecto de carga reducido). Es el modo más indicado para realizar medida de potencia de bajas frecuencias (desde cc hasta centenares de kHz).

10.3.1. Vatímetros electromecánicos.

Se utiliza para la medida de frecuencias bajas, sobre todo de frecuencias de red (50 o 60 Hz), y se basan en la respuesta del electrodinamómetro. El electrodinamómetro, que se muestra en la figura 10.2, se compone de dos bobinas. Una de las bobinas es fija (bobina 1), y la otra es móvil (bobina 2). Por esta razón también se denominan galvanómetros SCMC (Stationary Coil, Movable Coil). La bobina móvil, con gran número de espiras de hilo fino, está dispuesta en el interior de la bobina fija (devanada con hilo más grueso y de pocas espiras). Sobre el eje de la bobina móvil se encuentra la aguja indicadora. En los instrumentos de este tipo se utiliza usualmente un amortiguador de aire que consiste de una aleta (solidaria a la parte móvil) desplazándose en una cámara cerrada.

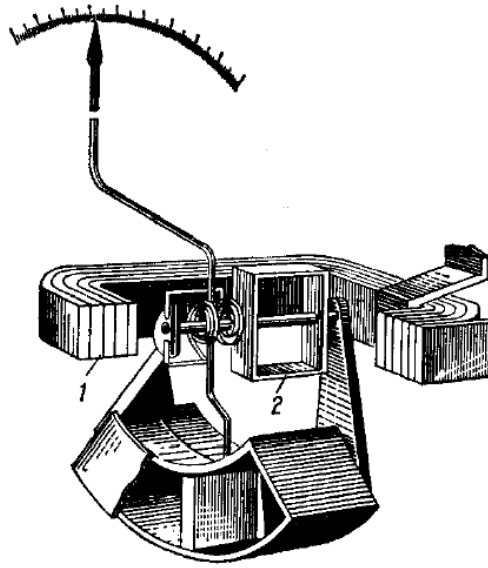


Figura 10.2. Electrodinamómetro.

Sean $i_m(t)$ e $i_f(t)$ las corrientes que pasan por las bobinas móvil y fija, respectivamente. Sobre la bobina móvil actúan tres pares: un par motor, debido a la interacción magnética entre las corrientes por las bobinas, un par antagonista, debido a resortes antagonistas, y un par de amortiguamiento, debido al amortiguador de aire. El par antagonista tiene magnitud $M_{ant} = k\alpha$, donde α es el ángulo de desviación respecto del equilibrio del resorte.

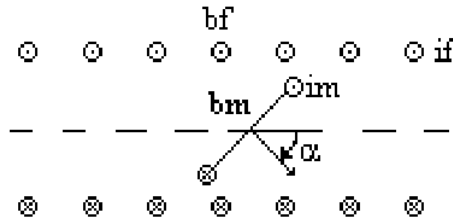


Figura 10.3. Distribución de corrientes en las bobinas del electrodinamómetro.

El par motor tiene magnitud $M_m = C i_m i_f$, siendo C una constante. Para llegar a esto, consideramos el esquema de la figura 10.3, donde b_m y b_f representan las bobinas móvil y fija, respectivamente, e i_m e i_f las corrientes por las bobinas respectivas. Como se sabe de la teoría de electromagnetismo, la energía del campo magnético generado por estas corrientes es:

$$E = \frac{1}{2} L_m i_m^2 + \frac{1}{2} L_f i_f^2 + M i_m i_f \quad (10.12)$$

donde L_m y L_f representan las inductancias de las bobinas b_m y b_f respectivamente, y M la mutua entre ambas. Derivando la ecuación 10.12 respecto del ángulo α , obtenemos la expresión para el par motor sobre la bobina b_m :

$$M_m = \frac{\partial E}{\partial \alpha} = \frac{\partial M}{\partial \alpha} i_m i_f \quad (10.13)$$

En la práctica se intenta que la distribución de las bobinas sea tal que, en el rango de variación de α , M resulte proporcional a α . De este modo resulta $\partial M / \partial \alpha = C$, constante, por lo que la expresión para el par motor resulta la enunciada más arriba, $M_m = C i_m i_f$.

El ancho de banda del electrodinamómetro se reduce como máximo a unos pocos Hz. Esto se debe a la inercia mecánica del instrumento. Por tanto, tendremos que el electrodinamómetro es un *medidor de valor medio*. Esto significa que el par motor que rige la ecuación del movimiento de la bobina móvil del instrumento es el valor medio del par motor instantáneo:

$$\langle M_m \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T M_m(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T C i_m(t) i_f(t) dt = C \left(\frac{1}{T} \int_0^T i_m(t) i_f(t) dt \right) \quad (10.14)$$

El ángulo de equilibrio de la aguja vendrá dado por la ecuación $M_{ant} = \langle M_m \rangle$ o sea:

$$k \alpha_{eq} = C \left(\frac{1}{T} \int_0^T i_m(t) i_f(t) dt \right) \quad (10.15)$$

Por lo tanto, el ángulo de desviación de la aguja indicadora resulta proporcional al valor medio del producto de las corrientes i_f e i_m :

$$\alpha_{eq} = \frac{C}{k} \left(\frac{1}{T} \int_0^T i_m(t) i_f(t) dt \right) \quad (10.16)$$

Supongamos ahora que se quiere medir la potencia media entregada a un circuito de carga. Sean $u(t)$ e $i(t)$ la tensión y la corriente, respectivamente, en bornes del circuito de carga. De la ecuación 10.16 tendremos que el ángulo de desviación resultará proporcional a la potencia media entregada si se logran las siguientes condiciones:

$$\begin{cases} i_f(t) = i(t) \\ i_m(t) = k_1 u(t) \end{cases} \quad (10.17)$$

Estas condiciones se logran aproximadamente con la configuración de la figura 10.4. En ésta, el devanado de la bobina fija está conectado en serie al circuito de carga, y el devanado de la bobina móvil en paralelo. Se conecta una resistencia r_{ad} en serie con el devanado de bobina móvil.

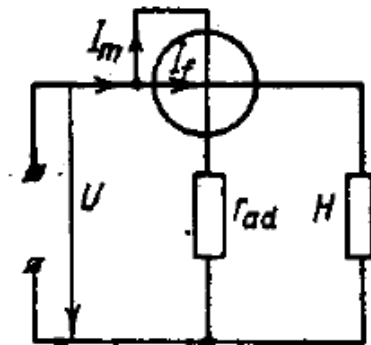


Figura 10.4. Conexión del electrodinamómetro para medida de potencia activa.

Sean r_m y X_m la resistencia y reactancia, respectivamente, del devanado de bobina móvil, y r_f la resistencia del devanado de bobina fija. Si la resistencia agregada r_{ad} es tal que se cumple:

$$\begin{cases} r_{ad} + r_m \gg X_m \\ r_{ad} + r_m \gg |r_f + H| \end{cases} \quad (10.18)$$

tendremos que la ecuación 10.16 se transforma en:

$$\alpha_{eq} = \frac{C}{k} \left(\frac{1}{T} \int_0^T i_m(t) i_f(t) dt \right) \cong \frac{C}{k} \left(\frac{1}{T} \int_0^T \frac{u(t)}{r_m + r_{ad}} i(t) dt \right) = k_w \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt = k_w P \quad (10.19)$$

siendo P la potencia media (activa) entregada al circuito.

Como el ángulo de desviación es proporcional a la potencia, tenemos que el electrodinamómetro conectado como en la figura 10.4 resulta ser un vatímetro con escala lineal. El devanado de la bobina conectada en paralelo (bobina móvil) se denomina devanado voltimétrico, y el devanado de la bobina conectada en serie (bobina fija) se denomina devanado amperimétrico.

10.3.2. Vatímetros electrónicos.

Son circuitos, normalmente analógicos, que se corresponden con lo indicado en el siguiente diagrama de bloques.

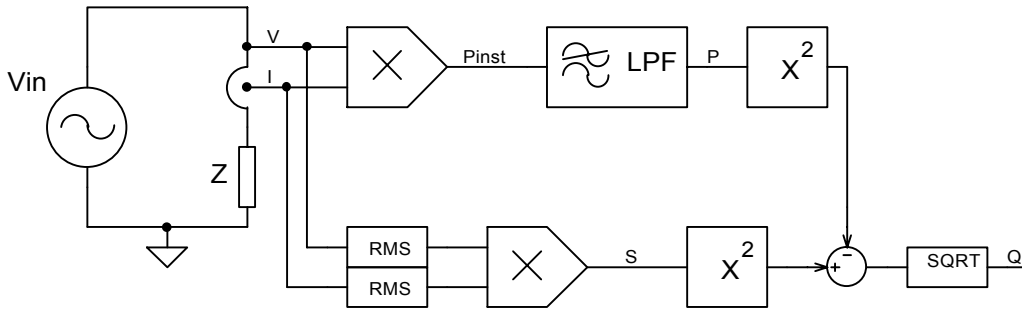


Figura 10.5. Diagrama de bloques de un vatímetro electrónico.

Mediante el multiplicador se obtiene la potencia instantánea. El filtro LPF (Low Pass Filter) actúa obteniendo el valor medio de la potencia instantánea, es decir, la potencia activa P . Por otro lado, mediante circuitos de valor RMS y otro multiplicador, se calcula el valor de la potencia aparente S . Elevando al cuadrado S y P , restando y calculando la raíz cuadrada (SQRT) se obtiene el cuadrado de la potencia reactiva Q .

10.4. Medida de potencia por absorción.

En este método de medida de potencia se utiliza como carga del circuito el propio elemento sensor de la medida. Existen diversos equipos para realizar medidas de potencia por absorción. El método general, que a continuación se plantea, es el del calorímetro en el que teóricamente no existen limitaciones respecto a la frecuencia de entrada, rango dinámico o sensibilidad de la medida de potencia.

Otros equipos de medida de potencia por absorción utilizan dispositivos electrónicos específicos (termistor, termoacoplador, diodo detector) que tienen como salida una señal de cc o baja frecuencia proporcional a la potencia disipada. Éstos son más indicados para realizar medida de potencia en alta frecuencia (RF y microondas). En la figura 10.6 se muestra su correspondiente diagrama de bloques.

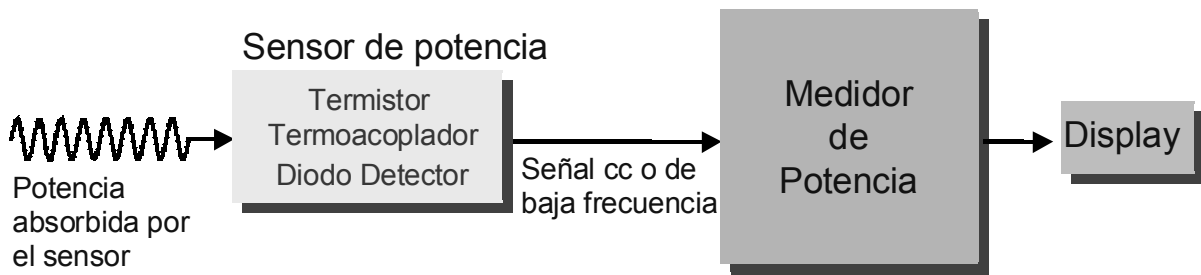


Figura 10.6. Medidas por absorción con dispositivos específicos. Diagrama de bloques.

10.4.1. Calorímetros.

Los calorímetros representan un método de medida de potencia en el que se calcula la potencia disipada observando el incremento de temperatura de un determinado fluido, de capacidad calorífica y flujo (caudal) conocida que se utiliza para refrigerar la carga del circuito.

Cuando el fluido considerado es agua con temperaturas entre 10°C y 60°C se puede demostrar que la potencia de pérdidas extraída por el agua en un circuito de refrigeración se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$P_p = c \gamma Q \theta \quad (10.20)$$

donde P_p es la potencia de pérdidas en vatios, Q es el caudal de agua de refrigeración en metros cúbicos por segundo, θ el incremento de temperatura que sufre el agua al cruzar el circuito, $\gamma = 995 \text{ kg m}^{-3}$ y $c = 4180 \text{ J kg}^{-1} \text{ K}^{-1}$ (parámetros característicos del fluido). Como el caudal expresado en unidades del sistema internacional resulta ser una cantidad muy pequeña se opta normalmente por dar esta expresión considerando la potencia de pérdidas en vatios y el caudal en litros por minuto. De este modo la expresión anterior queda como:

$$P_p(W) = 69 Q(l/min) \Delta T \quad (10.21)$$

donde ΔT es el mencionado incremento de temperatura del agua de refrigeración.

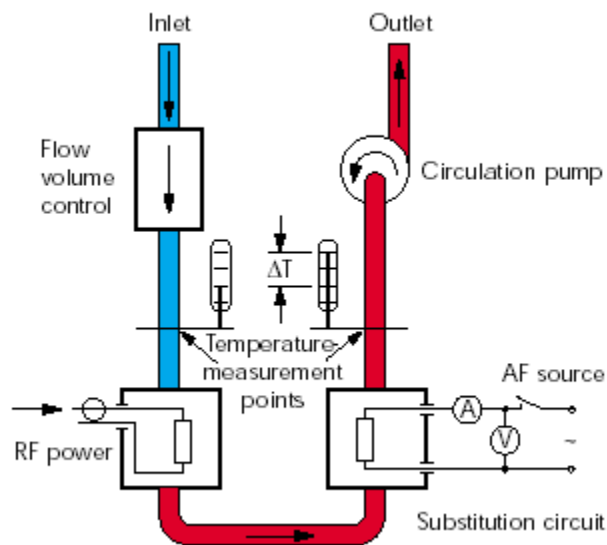


Figura 10.7. Calorímetro.

En la figura 10.7 se muestra el diagrama de bloques de un calorímetro. Se mide el caudal y la temperatura del agua de entrada (fría en color azul) que va a refrigerar la carga del

circuito. En la salida (agua caliente en color rojo) se mide nuevamente la temperatura. La bomba de recirculación asegura el mantenimiento de un caudal constante del fluido de refrigeración. El circuito auxiliar (denominado “substitution circuit”) se utiliza para calibrar el sistema.

A continuación se va a realizar el estudio de funcionamiento de los medidores de potencia por absorción con dispositivos electrónicos específicos.

10.4.2. Balómetros. Termistores.

Se basan en el uso de dispositivos cuya resistividad varía en función de la potencia que disipan. En la figura 10.8 se muestran las curvas que relacionan la resistencia de un termistor con su potencia disipada a distintas temperaturas ambientes.

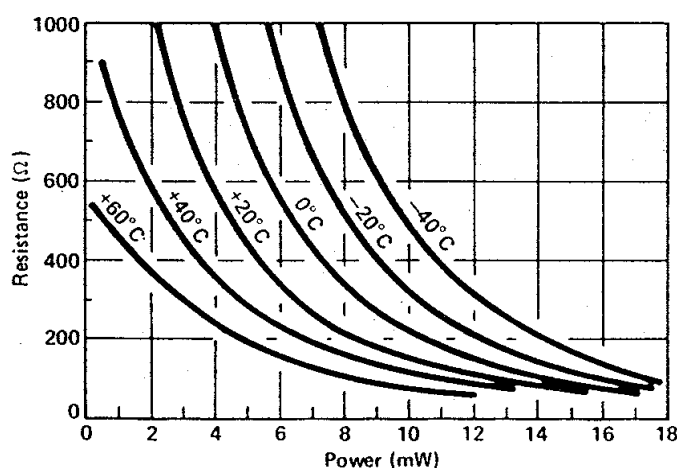


Figura 10.8. Comportamiento de un termistor.

Para realizar la medición de potencia con termistor se utiliza un puente auto-balanceado como el de la figura 10.9.

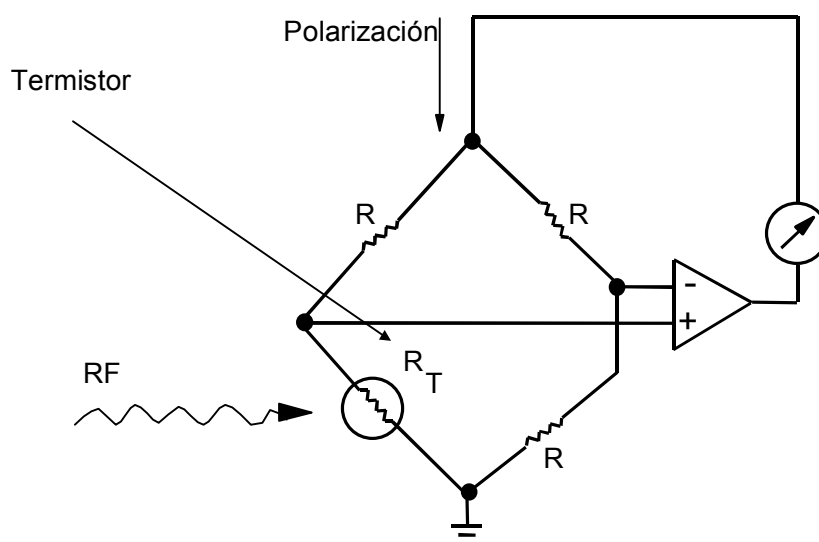


Figura 10.9. Puente auto-balanceado.

La realimentación realizada con el amplificador operacional consigue balancear el puente en todo momento. La tensión de salida del operacional es proporcional a la resistencia del termistor y, por lo tanto, a la potencia disipada. En la figura 10.10 se muestra una modificación de la anterior donde se han conectado dos termistores en serie con lo que es

posible realizar su conexión al puente a través de un condensador de desacoplo para evitar que la I_{rf} se introduzca en el circuito de medida.

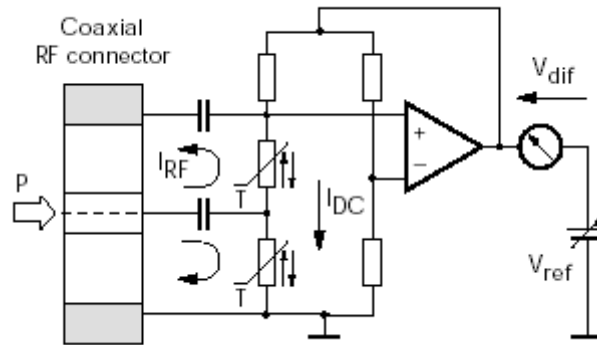


Figura 10.10. Modificación del puente auto-balanceado.

En la figura 10.11 se muestra el circuito completo del medidor de potencia con termistor donde se utiliza un puente auxiliar para compensar la dependencia de la medida con la temperatura. Por comparación de las potencias de las corrientes de polarización aplicadas al puente de radiofrecuencia relativa al puente de compensación se obtiene que:

$$P_{rf} = \frac{V_c^2 - V_{rf}^2}{4R} \quad (10.22)$$

donde: P_{rf} Potencia de radiofrecuencia.
 V_c Tensión aplicada al puente de compensación.
 V_{rf} Tensión aplicada al puente de radiofrecuencia.
 R Resistencia del termistor balanceado.

El medidor M (basado en galvanómetro o DMM) obtiene el valor medio de $V_c^2 - V_{rf}^2$ que según la ecuación 10.22 es un valor proporcional a la potencia de radiofrecuencia.

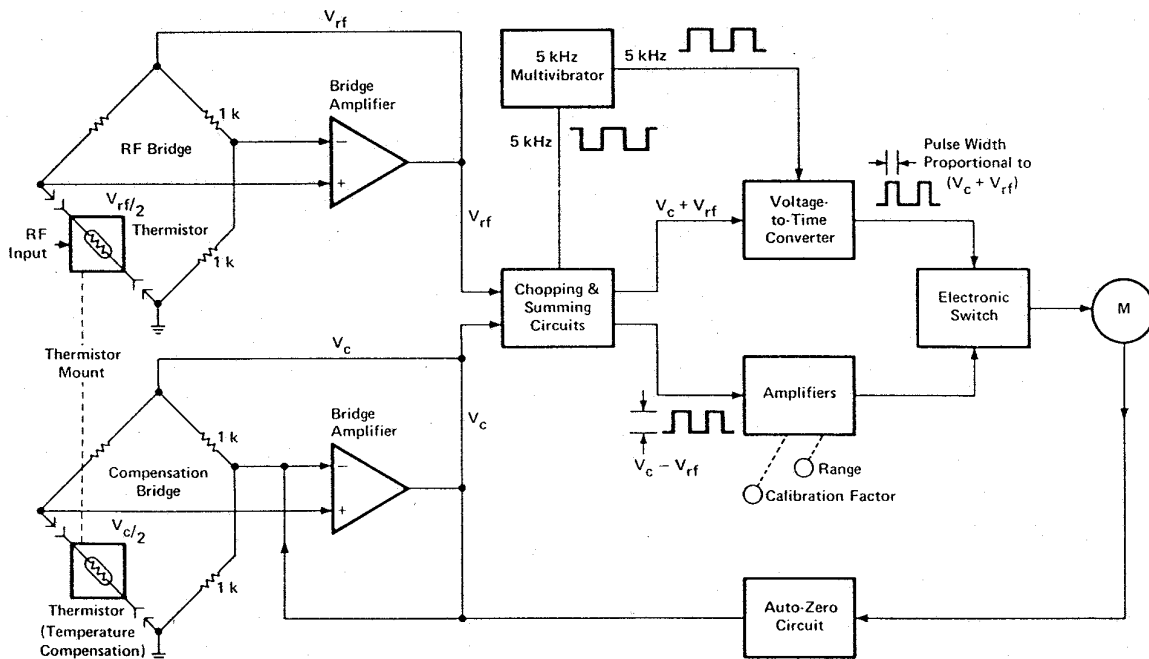


Figura 10.11. Medidor de potencia con termistor con compensación de temperatura.

10.4.3. Termoacopladores.

Otro método utilizado para la determinación de potencias por absorción consiste en utilizar como elementos sensores los denominados termoacopladores. En la figura 10.12 se muestra el principio físico de funcionamiento del termoacoplador. Al calentar la unión de dos elementos conductores distintos aparecen, por agitación térmica, electrones libres (denominados electrones de difusión) que establecen una diferencia de potencial entre la unión caliente y la denominada unión fría (la correspondiente a los otros extremos). La tensión generada es proporcional a la diferencia de temperaturas (potencia en su zona cuadrática) entre las dos uniones.

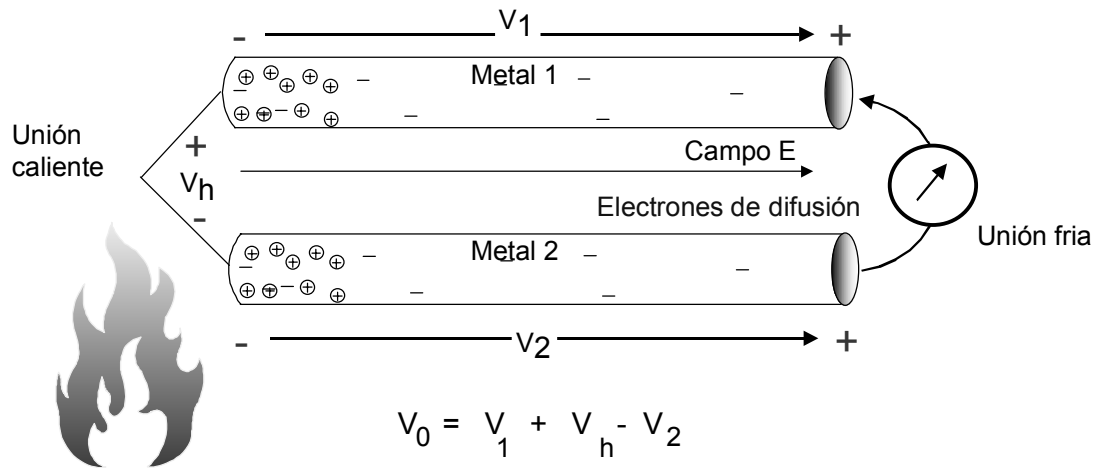


Figura 10.12. Principio de funcionamiento de un termoacoplador.

En la figura 10.13 se muestra la realización práctica de un sensor de potencia con termoacoplador que se materializa por la unión de una película metálica (resistencia) y un semiconductor tipo N. Se utilizan dos termoacopladores idénticos conectados en serie para cc en paralelo para la radiofrecuencia (terminación equivalente de 50Ω). Esta conexión permite cancelar el efecto de la temperatura ambiente sobre la tensión generada por los termoacopladores.

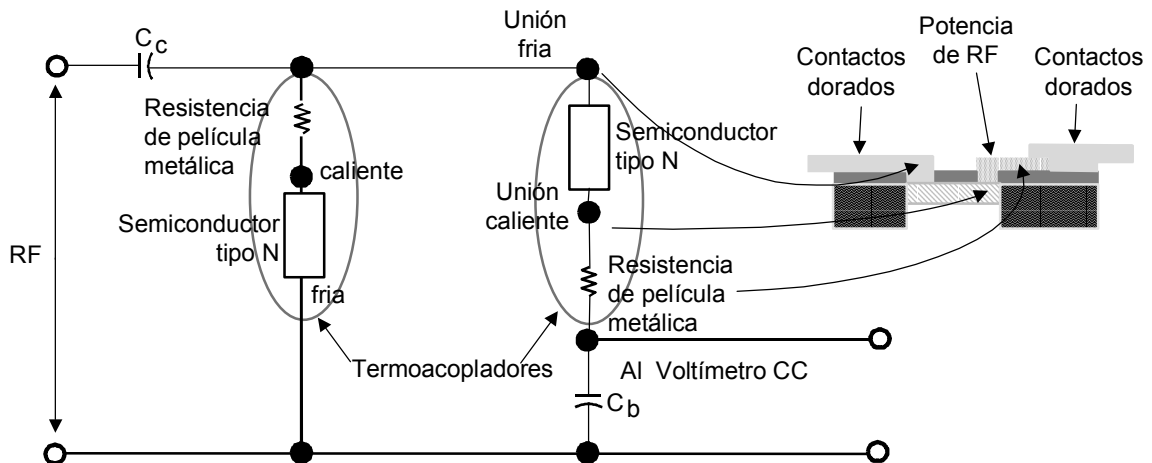


Figura 10.13. Realización práctica de un sensor de potencia con termoacoplador.

10.4.4. Diodos detectores.

En la figura 10.14 se muestra la dependencia de la corriente que fluye a través de un diodo en función de la tensión aplicada. Esta característica es no lineal y se puede demostrar

que para pequeños valores de tensión (milivoltios) esta característica es cuadrática. Se utilizan diodos Schottky para mejorar el rango dinámico del sensor. En la figura siguiente se muestra en azul la respuesta de pequeña señal de diodo y su comparación con la respuesta cuadrática (línea punteada). V_T es un parámetro característico de pequeña señal del diodo que suele tener valores comprendidos entre 25 y 35 mV para diodos Schottky.

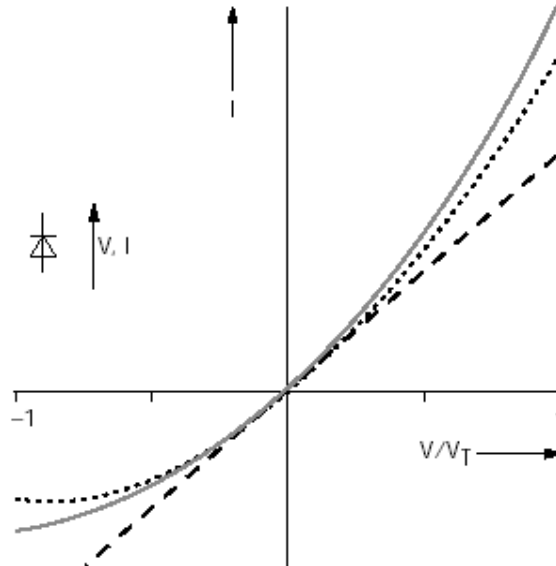


Figura 10.14. Característica de pequeña señal de un diodo.

En la figura 10.15 se muestra el circuito típico utilizado para la medición de potencia. En la zona de trabajo cuadrática la tensión de salida del diodo es proporcional a la potencia disipada.

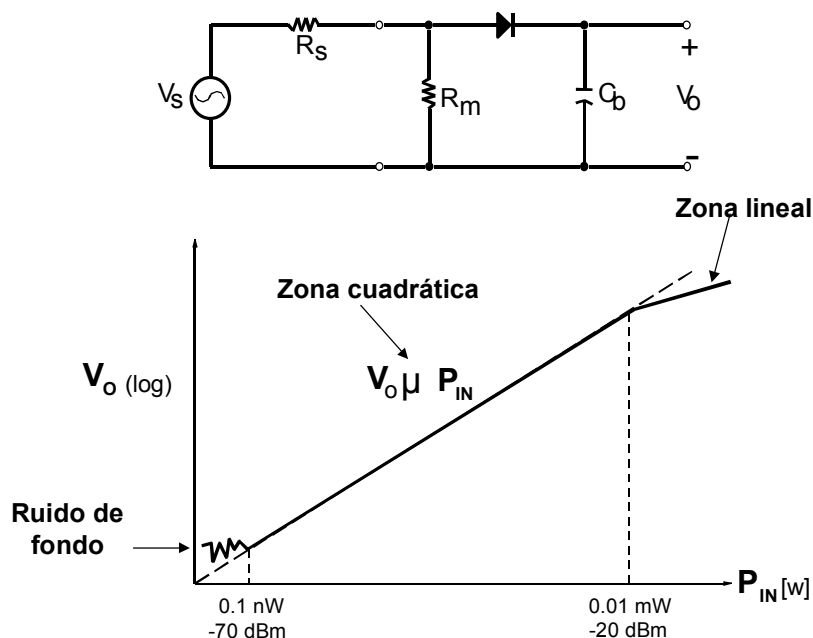


Figura 10.15. Respuesta del diodo detector como medidor de potencia.

Si la fuente de potencia es alterna conviene configurar un circuito que responda tanto a tensiones positivas como negativas. En la figura 10.16 se muestra una configuración que cumple esta última característica donde se ha incluido una resistencia de 50Ω típica de una terminación de radiofrecuencia.

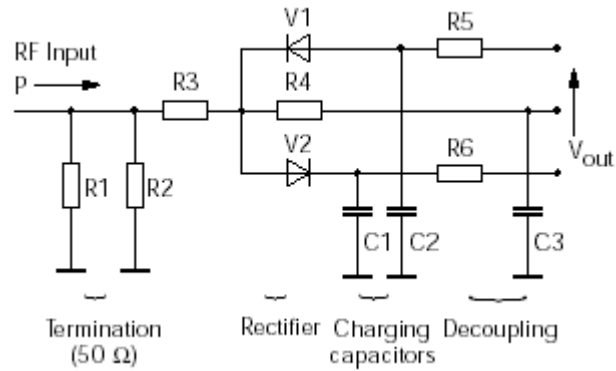


Figura 10.16. Detector de onda completa.

En la figura 10.17 se muestra el diagrama de bloques y formas de onda asociadas del circuito completo de medida de potencia con diodo detector.

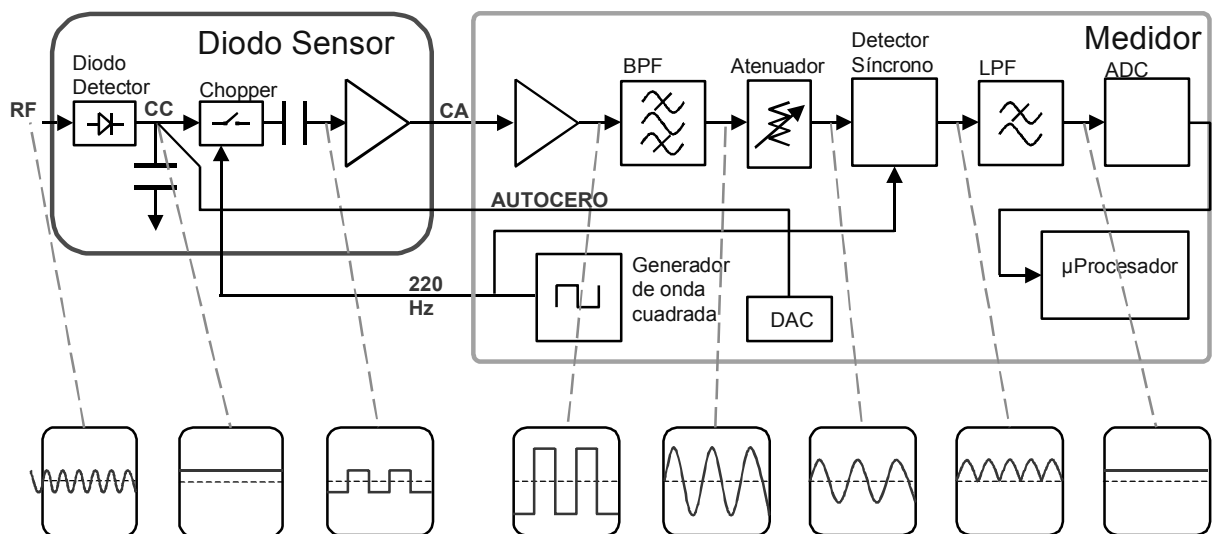


Figura 10.17. Circuito completo de medida con diodo detector.

En la figura 10.18 se muestra un gráfico en que se especifica el rango de entrada válido para los distintos dispositivos de medición de potencia de radiofrecuencia estudiados.

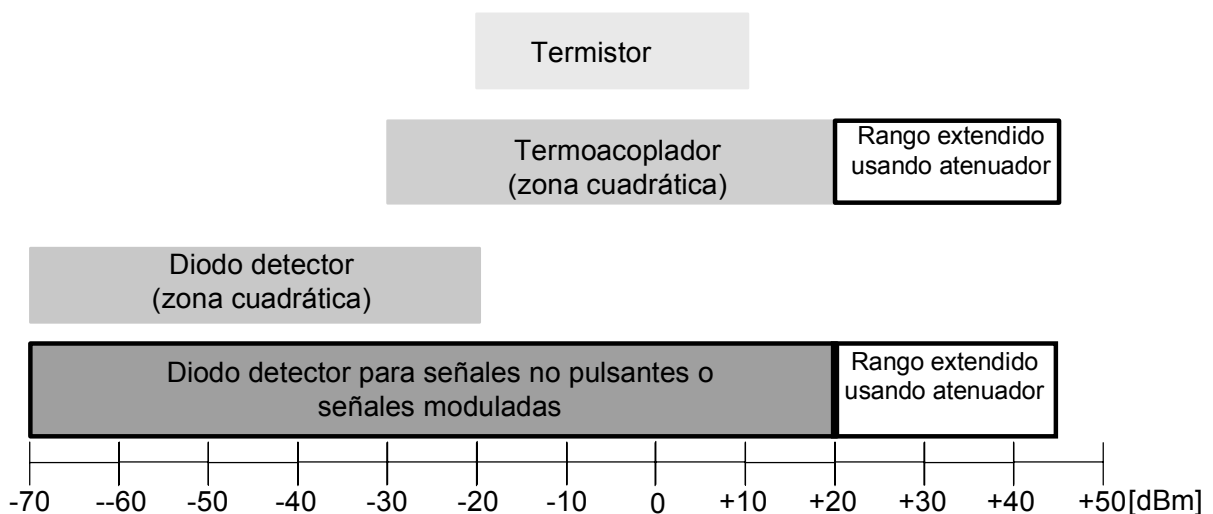


Figura 10.18. Rango de medida de potencia.

10.5. Medidas de energía eléctrica.

La energía eléctrica viene dada por la siguiente expresión:

$$E = \int_{t_1}^{t_2} P(t) dt \quad (10.23)$$

donde t_1 y t_2 corresponden respectivamente a los instantes inicial y final de la medida. Por lo tanto, una vez definido este intervalo de medida, el equipo medidor deberá integrar la potencia. Si ésta es constante en el periodo de medida ($t_2 - t_1$) la energía será simplemente el producto de la potencia por el intervalo tiempo.

10.5.1. Sistemas electromecánicos.

En la figura 10.19 se muestra el esquema del vatímetro o contador de energía que permite realizar mediciones de energía eléctrica de modo electromecánico.

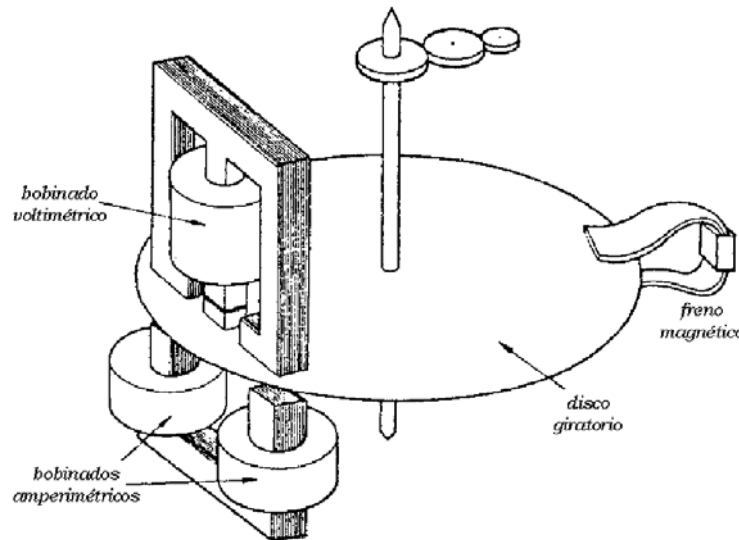


Figura 10.19. Vatímetro o contador de energía.

El funcionamiento de un contador de energía se basa en la aplicación de dos pares sobre un disco metálico: un par motor proporcional a la potencia activa ($V I \cos \varphi$) y un par de frenado proporcional a la velocidad angular ω del disco. En régimen (ω constante) los dos pares son iguales y opuestos:

$$k_1 \cdot \omega = k_2 \cdot V I \cos \varphi \quad (10.24)$$

Integrando la ecuación anterior, se obtiene:

$$N = \int \omega dt = k \int V I \cos \varphi dt = kE \quad (10.25)$$

siendo E la energía entregada al circuito y N el número de vueltas del disco.

La medida de la energía se obtiene entonces de la cuenta del número de vueltas del disco. El par motor proporcional a la potencia activa se obtiene a partir de flujos magnéticos generados por la tensión y la corriente del circuito a medir. La tensión se aplica en un bobinado voltimétrico y la corriente en un bobinado amperimétrico. El par de frenado se

genera a partir de las corrientes parásitas que se producen por el movimiento del disco respecto de un imán permanente.

10.5.2. Sistemas electrónicos.

Son circuitos, normalmente analógicos, que se corresponden con lo indicado en el siguiente diagrama de bloques.

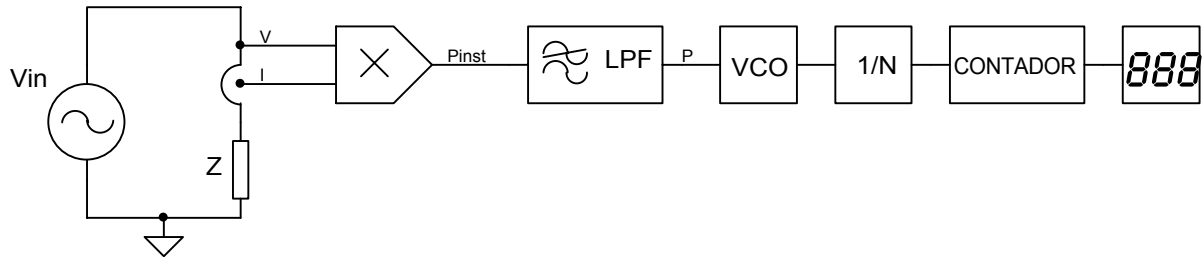


Figura 10.20. Diagrama de bloques de un sistema electrónico de medición de energía.

El circuito oscilador controlado por tensión (VCO) obtiene una señal cuadrada o rectangular cuya frecuencia es proporcional a la potencia instantánea. El contador realiza de modo implícito la integración (acumulación) de la potencia que se visualiza posteriormente. El bloque divisor $1/N$ permite la especificación de las unidades elegidas y los factores de escala incorporados a la medida en la visualización.

10.6. Bibliografía.

- [1] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).
- [2] “Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements” Application Note 64-1C Agilent Technologies.
- [3] “Voltage and Power Measurements. Fundamentals, Definitions, Products” Rohde&Schwarz.

11. EQUIPOS PARA LAS MEDIDAS DE BAJO NIVEL

11.1. Introducción.

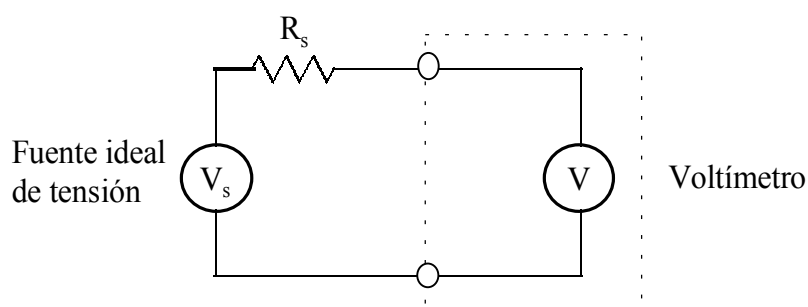
Los equipos electrónicos de propósito general destinados a realizar medidas básicas de tensiones y corrientes de continua, y resistencias (multímetro digitales) no son adecuados para realizar medidas de señales por debajo de $1\mu\text{V}$ o $1\mu\text{A}$, o por encima de $1\text{G}\Omega$. En estos casos se deben utilizar equipos especialmente sensibles e inmunes a perturbaciones externas con los cuales se pueden realizar medidas de bajo nivel con alta exactitud.

Este tema comienza exponiendo y cuantificando las limitaciones teóricas que determinan la existencia del ruido generado por las resistencias (ruido de Johnson) presentes en cualquier medida. Esta limitación viene dada por el valor de las resistencias involucradas directamente en el proceso (impedancia efectiva de salida de la fuente de tensión corriente a medir), por el ancho de banda del sistema de medida y por la temperatura.

Seguidamente se ofrece la lista de los equipos electrónicos destinados a las medidas de bajo nivel, describiendo en cada caso los circuitos fundamentales en los que se basa su funcionamiento. Se estudian las especificaciones típicas de estos equipos con el fin de dar al alumno una base suficiente que le permita realizar la selección del equipo más adecuado para una aplicación dada.

11.2. Conceptos previos.

Cualquier circuito eléctrico real bajo ensayo se puede describir descomponiendo sus componentes reales en componentes ideales. En la figura 11.1 se muestra como ejemplo un circuito donde se pretende medir la tensión de una fuente ideal que se muestra descompuesta por su circuito equivalente de Thevenin.



- V_s Tensión en circuito abierto
- R_s Resistencia Equivalente Thevenin de la fuente

Figura 11.1. Circuito equivalente de una fuente real de tensión.

En cualquier resistencia y, en concreto, para el ejemplo anterior, en la resistencia serie equivalente R_s , la energía térmica produce el movimiento de partículas cargadas. Este movimiento produce ruido llamado ruido de Johnson, causante de limitaciones teóricas de la sensibilidad y resolución de las medidas.

La potencia del ruido viene dada por la siguiente ecuación:

$$P = 4 k T B \quad (11.1)$$

donde: k Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K)
 T Temperatura absoluta en K
 B Ancho de banda de la medida en Hz

En la mayoría de los materiales metálicos este efecto se aproxima a la ecuación anterior mientras que otros materiales producen ruidos aún mayores. En una resistencia de valor R se tiene que:

$$V = 2 \sqrt{k T B R} \quad (11.2)$$

donde V está dado en términos RMS y representa el valor eficaz del ruido de tensión en la resistencia R .

De modo análogo se puede deducir la siguiente expresión:

$$I = 2 \frac{\sqrt{k T B R}}{R} \quad (11.3)$$

donde I está dado en términos RMS y representa el valor eficaz del ruido de corriente en la resistencia R .

Mediante razonamientos estadísticos se puede demostrar que, para una temperatura de 300K, se cumplen las siguientes expresiones para los valores de pico a pico del ruido:

$$V_{p-p} = 6,5 \cdot 10^{-10} \sqrt{R B} \quad (11.4)$$

$$I_{p-p} = 6,5 \cdot 10^{-10} \sqrt{\frac{B}{R}} \quad (11.5)$$

A la vista de las ecuaciones 11.2 y 11.3 se aprecia que para reducir el ruido de Johnson en las medidas de tensión y de corriente se debe reducir o aumentar, respectivamente, el valor de la resistencia. Esto se consigue cuando las fuentes de tensión o de corriente tienden a ser ideales puesto que una fuente de tensión ideal tiene impedancia de salida nula ($R_S = 0$) y una fuente de corriente tiene impedancia de salida infinita ($R_S = \infty$).

En cualquier caso, también se puede reducir el ruido si se baja la temperatura o el ancho de banda. Así, si se reduce la temperatura ambiente del sistema de medida hasta un valor de -270°C (3K) el ruido de tensión se reduce 10 veces respecto al existente en condiciones normales de temperatura. Refrigerando con nitrógeno líquido (77K) se consigue una reducción a la mitad. Sin embargo, resulta más sencillo bajar el ancho de banda de la medida sobre todo si se realizan mediciones en cc. En este caso, siempre es posible utilizar sistemas de bajo ancho de banda promediando medidas sobre un periodo extendido o introduciendo entre la señal y el equipo de medida filtros pasa-bajo.

Para calcular el ancho de banda del equipo de medida se puede utilizar el siguiente criterio que determina que el B es aproximadamente el más pequeño de:

- $\pi/2$ veces la frecuencia superior de corte de los circuitos analógicos de medida del equipo;
- $0,55/t_r$ siendo t_r el tiempo de subida del equipo (del 10% a 90% de la respuesta a la señal escalón);
- 1 Hz si se trata, en general, de equipos con visualización analógica (galvanómetros);

- $0,314/t_{INT}$ siendo t_{INT} el periodo de integración del convertidor ADC en equipos digitales.

En la figura 11.2 se puede observar el límite teórico establecido debido al ruido de Johnson para medidas de tensión para diversos valores de resistencia R_s en condiciones normales de temperatura y con un ancho de banda de 1Hz.

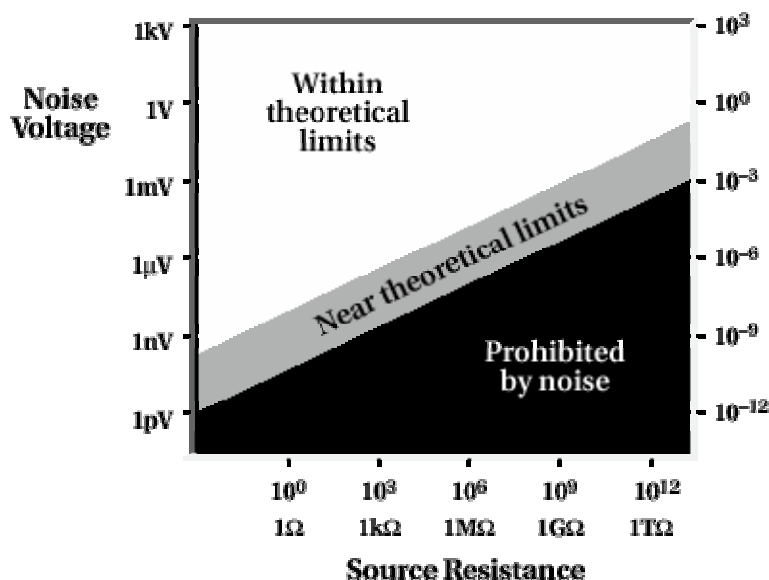


Figura 11.2. Límite teórico en las medidas de tensión.

Sin embargo, a las limitaciones teóricas hay que añadir las que son consecuencia de la inclusión en el circuito de medida de componentes y fuentes parásitas cuyo origen y mitigación estudiaremos en los capítulos siguientes de esta unidad temática. Por esta razón se ha incluido en la figura una zona “cerca de los límites teóricos” que representa, en el mejor de los casos, un límite real práctico en las medidas de bajo nivel.

11.3. Equipos disponibles.

A continuación se va a realizar una breve descripción de los equipos electrónicos disponibles en la actualidad destinados a realizar medidas de magnitudes cc de bajo nivel.

- **Nanovoltímetros.** Son equipos destinados a la medida de pequeñas tensiones en condiciones de baja impedancia. Tienen un efecto de carga reducido comparable a la de un multímetro convencional con bajo nivel de ruido generado y muy reducidas derivas (drift).
- **Picoamperímetros.** Se utilizan para la medida de pequeñas corrientes con efecto de carga despreciable y gran velocidad de medida con un coste reducido si se compara con otros equipos (electrómetro o DMM.)
- **Microóhmetros.** Son equipos destinados a la medida de bajas resistencias con capacidad para realizar medidas a cuatro hilos, compensación de offsets y técnicas “dry circuit testing”.
- **Megaóhmetros.** Estos equipos incorporan fuentes internas de alta tensión dimensionadas para poder realizar medidas de muy grandes resistencias y realizar ensayos de rigidez dieléctrica.

- **DMM.** Son los equipos más populares puesto que permiten realizar medidas tanto de tensión como de corriente y resistencia con coste reducido, y precisión y sensibilidad suficiente en la mayoría de los casos. Sin embargo, su característica de efecto de carga no es suficientemente buena en caso de medidas en condiciones de alta impedancia.
- **Electrómetros.** Constituyen los equipos más indicados para medidas diversas de bajo nivel. Tienen una gran impedancia de entrada lo cual permite realizar medidas de tensión en condiciones de alta impedancia con despreciable efecto de carga. En cuanto a las medidas de corriente, suelen tener prestaciones similares a las de los picoamperímetros. Contienen elementos auxiliares que les permiten medir resistencias tanto de pequeño como de gran valor. También disponen de circuitos internos capaces de medir carga eléctrica (coulombímetros). En general, presentan una capacidad de uso similar a la de los más modernos DMM pero mejorando sus prestaciones en medidas de bajo nivel aunque con un coste superior.
- **SMU.** Son equipos especialmente diseñados para resolver problemas en medidas de bajo nivel debido a su gran versatilidad de uso. Integra un medidor de tensión, otro de corriente, una fuente programable de tensión y otra de corriente con prestaciones comparables o superiores a las de los electrómetros. Se pueden utilizar de modo independiente y también simultáneamente (voltímetro y fuente de corriente o amperímetro y fuente de tensión).

En la figura 11.3 se muestra la función y los rangos de medida de los diversos equipos anteriormente citados. En la primera columna se expresa la magnitud de medida (V=tensión, I=corriente, R=resistencia, Q=carga eléctrica) y en la última la unidad principal correspondiente.

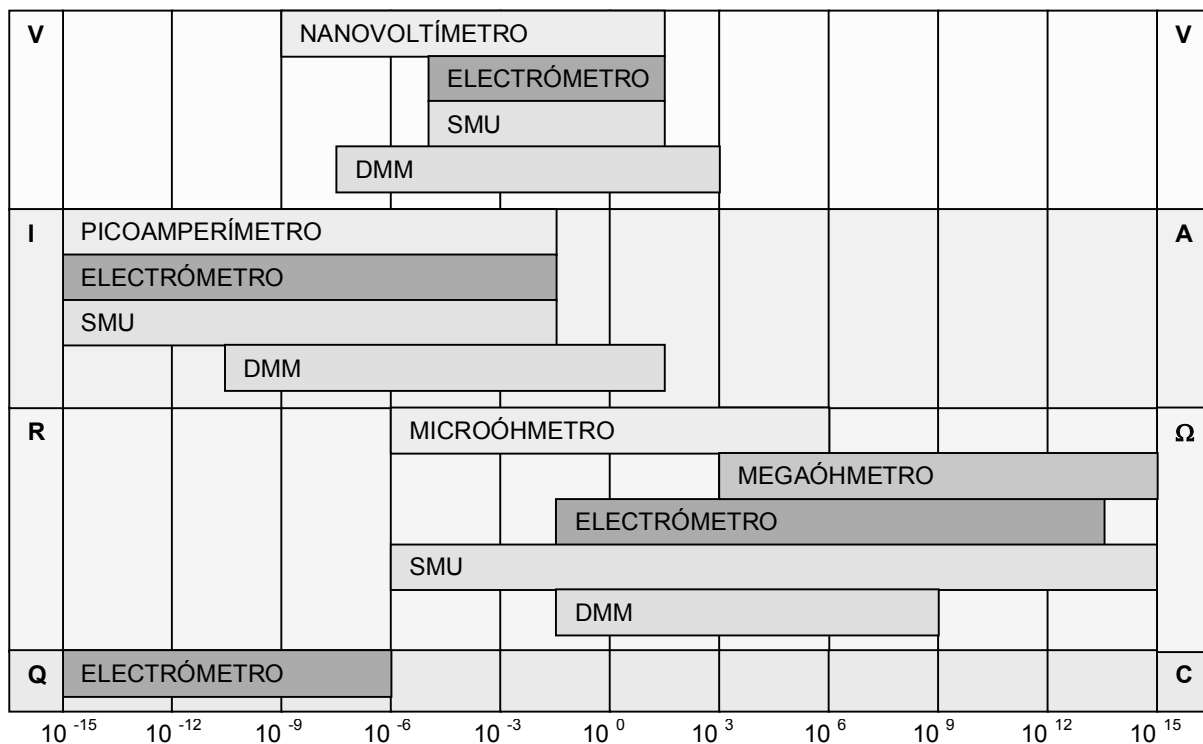


Figura 11.3. Rango de medida de los equipos de bajo nivel.

Como se ha visto hasta ahora, una determinada medida se puede realizar con más de un tipo de equipo, sin embargo, la elección del más oportuno depende (dejando de lado criterios de coste, versatilidad y otros) de las condiciones del ensayo. En el ejemplo de la figura 11.4 se estudia la exactitud (en la última columna) alcanzada por diversos equipos de medición de tensión, considerando diversos parámetros del sistema de medida. R_S es la resistencia de la fuente V_S , C_{IN} y R_{IN} son, respectivamente, la capacidad y resistencia equivalentes de entrada del equipo de medida y e_N y I_N representan los offset de tensión y corriente. De este modo, y considerando los diversos valores que toman estos parámetros para cada equipo, vemos que la mejor elección es, en este caso, la del electrómetro.

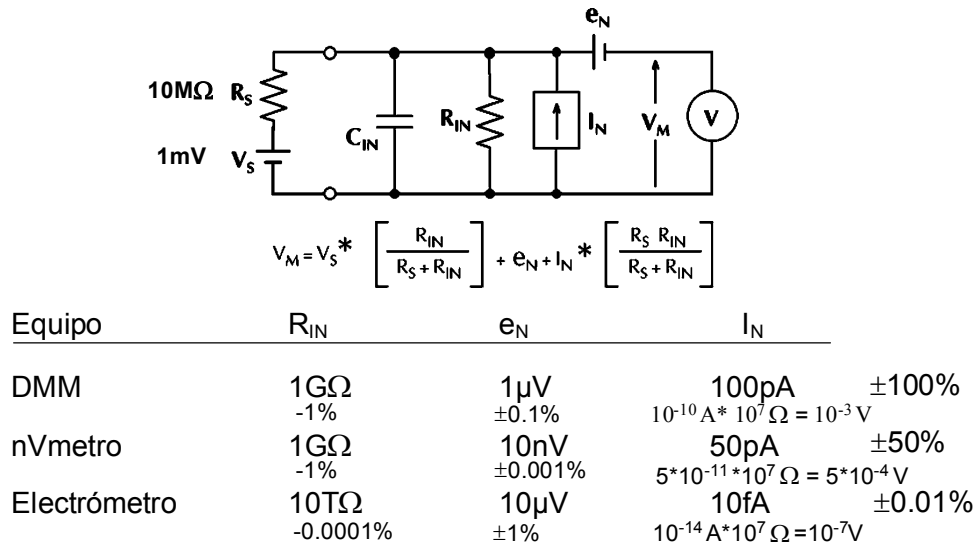


Figura 11.4. Ejemplo de la exactitud de la medida con diversos equipos.

A la vista de este ejemplo se puede concluir de modo general que cuando la resistencia de la fuente es alta ($R_S > 1 \text{ M}\Omega$) el factor de limitación viene dado por el efecto de carga y las corrientes de offset del equipo de medida. Este es el caso de las medidas en condiciones de alta impedancia que serán estudiadas en el tema 12.

Sin embargo, cuando la resistencia de la fuente es baja ($R_S < 1 \text{ M}\Omega$) no se requiere un equipo de muy alta impedancia de entrada y el factor de limitación viene dado, en el caso de medida de bajas tensiones, por las tensiones de offset. Este es el caso de las medidas en condiciones de baja impedancia que serán estudiadas en el tema 13.

11.4. Especificaciones.

A continuación vamos a revisar las especificaciones más importantes de los equipos destinados a las medidas de bajo nivel.

- **Resolución.** Suponiendo que se trate de un equipo digital (caso más usual actualmente), ésta viene dada por el número de cuentas mostradas en el display o por el número de bits del convertidor ADC. Es una magnitud adimensional.

Ejemplos:

1. ADC de 12 bits $\Rightarrow$ Resolución = $1/4096$
2. Display de 5 1/2 dígitos $\Rightarrow$ Resolución = $1/\pm 200.000 = 1/400.000$

- **Sensibilidad.** Viene dada por el más pequeño de los cambios que pueda ser detectado en la señal medida. Se especifica en las unidades de la medida que se esté realizando y depende, por lo tanto, del rango configurado en el equipo.

Ejemplo:

Display de 3 1/2 dígitos con rango de 2V $\Rightarrow$ Sensibilidad = 1mV

Display de 8 1/2 dígitos con rango de 200mA $\Rightarrow$ Sensibilidad = 1nA

- **Exactitud.** Es la medida de la proximidad entre el valor medido y el valor real. Es un dato que ofrece el fabricante y es resultado de la calibración efectuada previamente. Se calcula como $\pm$ (% de la medida + % del rango). A partir de este dato se puede calcular la incertidumbre de la medida (máximo error relativo).

Ejemplo:

DMM con rango de 2V y 0,5V de señal de entrada cuya exactitud es $\pm$ (0,03% de la medida + 0,01% del rango).

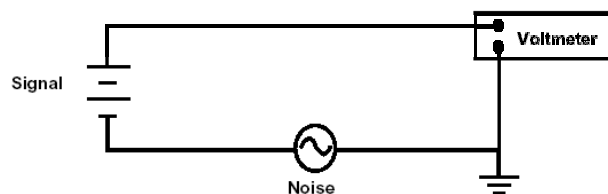
Incetidumbre = $\pm$ (0,03% * 0,5V + 0,01% * 2,0V) = $\pm$ 350uV

En ocasiones la exactitud se expresa como $\pm$ (% de la medida + N cuentas LSB)

- **NMRR. (Normal Mode Rejection Ratio).** Es el factor de rechazo del ruido en modo diferencial. Se expresa usualmente en dB y viene dado por :

$$NMRR = 20 \log \left[\frac{\text{pico del ruido DM}}{\text{pico de error por DM}} \right] \quad (11.6)$$

En la figura siguiente se muestra un ejemplo de especificación del NMRR.



- NMRR Normal-Mode Rejection Ratio
- Noise reduced by factor of 10 for every 20dB rejection
- For example: 80dB = 10,000 reduction
=> 1V noise reduced to less than 100μV

Figura 11.5. Factor de rechazo en modo diferencial.

- **CMRR. (Common Mode Rejection Ratio).** Es el factor de rechazo del ruido en modo común. Se expresa usualmente en dB y viene dado por :

$$CMRR = 20 \log \left[\frac{\text{pico del ruido CM}}{\text{pico de error por CM}} \right] \quad (11.7)$$

En la figura siguiente se muestra un ejemplo de especificación del CMRR.

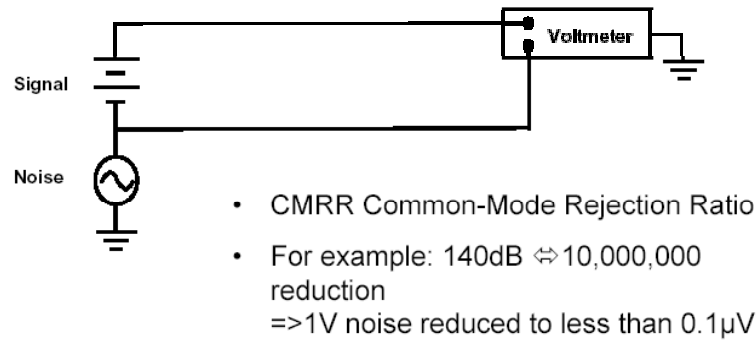


Figura 11.6. Factor de rechazo en modo común.

11.5. Criterios básicos de diseño.

11.5.1. Voltímetros.

Para la medición de tensiones en electrómetros se utilizan circuitos con amplificadores operacional especiales de muy alta impedancia de entrada llamados amplificadores electrométricos, como el mostrado en la figura 11.7. La tensión de salida, debidamente amplificada, se introduce como entrada en el convertidor ADC del equipo.

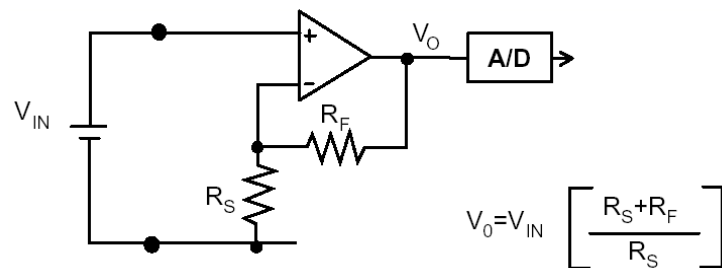


Figura 11.7. Amplificador electrométrico.

11.5.2. Amperímetros.

Para medir corriente existen dos alternativas. En los DMM el circuito típico es el de amplificador y resistencia shunt como el mostrado en la figura 11.8. El efecto de carga de este circuito, denominado “shunt ammeter”, viene dado por una tensión igual al $I_{IN}R_S$ donde R_S es el valor de la resistencia de shunt.

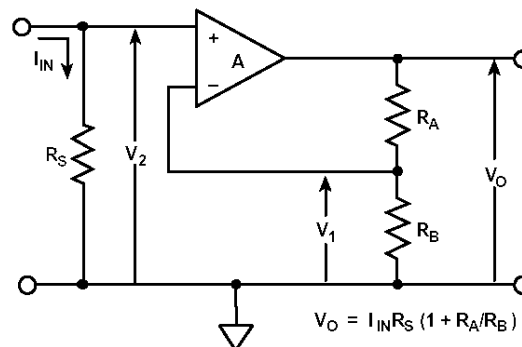


Figura 11.8. Amperímetro con shunt.

En ocasiones este valor puede ser demasiado elevado. En los picoamperímetros y electrómetros se utiliza el circuito de la figura 11.9 denominado “feedback picoammeter”. Si la ganancia en lazo abierto del amplificador es suficientemente alta, la caída de tensión V_I (efecto de carga) a la entrada del picoamperímetro puede ser despreciable. ($V_I = I R_F / A$ con $A=10^4 \dots 10^6$)

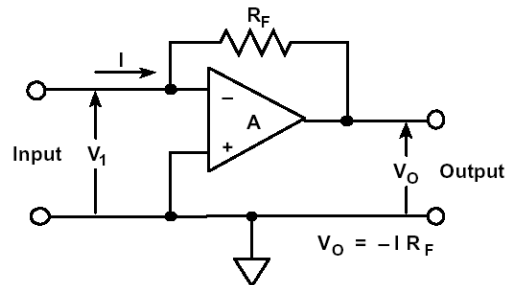


Figura 11.9. “Feedback picoammeter”.

11.5.3. Medidores de carga eléctrica.

En muchos electrómetros es posible realizar mediciones de carga eléctrica para lo cual se utilizan amplificadores operacionales con realimentación capacitiva como se muestra en la figura 11.10. Es el caso de los denominados coulombímetros. Al cerrar el interruptor S , la carga a medir $Q=C_1 V_1$ almacenada en un condensador (C_1) de valor desconocido, se transfiere al condensador conocido C_f de realimentación del circuito. Si la ganancia en lazo abierto de amplificador operacional es suficientemente alta, se demuestra que $V_O=Q/C_f$ con lo que es posible la medición de la carga eléctrica conectada en la entrada del electrómetro.

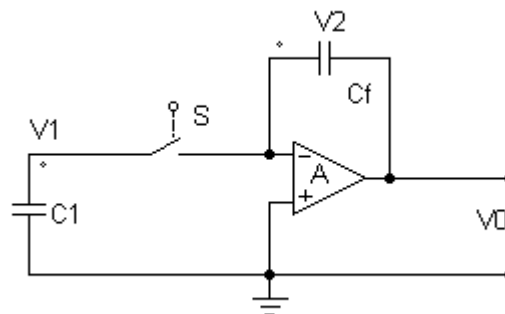


Figura 11.10. Coulombímetro.

11.5.4. Medidores de resistencia eléctrica.

Como ya se vio en la lección 6, es posible medir la resistencia de un dispositivo mediante la medida directa de la tensión entre sus bornes y la corriente que lo atraviesa. Este es el método que se utiliza en mediciones de bajo nivel. En las figuras 11.11 y 11.12 se muestran las dos posibles opciones de medida de resistencias. La primera de ellas, con fuente de tensión y medidor de corriente, es apropiada para la medida de altas resistencias, mientras que la segunda opción, con fuente de corriente y medidor de tensión, es más utilizada para la medición de bajas resistencias. Este último circuito es el normalmente incluido en los DMM y electrómetros. Ambos métodos pueden ser realizados mediante SMU.

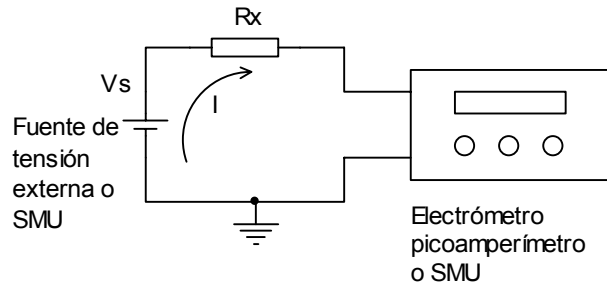


Figura 11.11. Medida de resistencia con fuente de tensión y picoamperímetro.

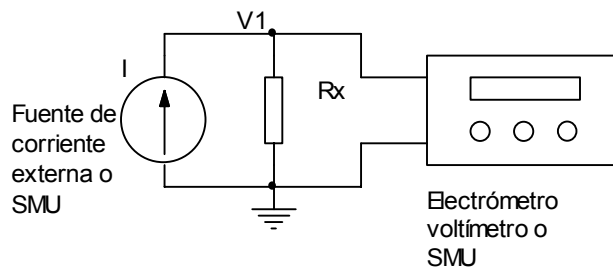


Figura 11.12. Medida de resistencia con fuente de corriente y voltímetro.

En la figura 11.13 se muestra la realización típica del circuito de medida de resistencias “fuente de corriente integrada + voltímetro”. La corriente de ensayo que se inyecta a la resistencia R_x a medir es $I = V_s / R$.

El valor obtenido de tensión de salida es $V_o \approx V_1 = I R_x = V_s R_x / R$ con el cual es posible realizar la medición.

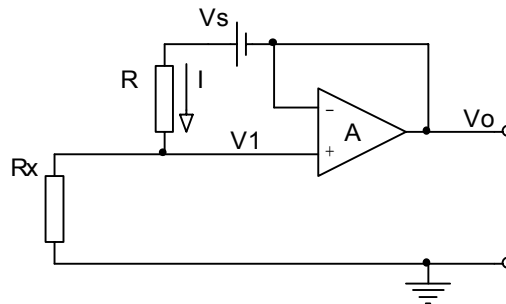


Figura 11.13. Fuente de corriente integrada en DMM y electrómetros.

11.6. Bibliografía.

- [1] “Low Level Measurements”, 5ª edición. Keithley.
- [2] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).

12. MEDIDAS EN SITUACIONES DE ALTA IMPEDANCIA

12.1. Introducción.

Las medidas realizadas en fuentes de tensión con grandes impedancias internas están sujetas a importantes fuentes de error. El más notable de ellos es el debido al efecto de carga de las resistencias de entrada de los voltímetros que se utilizan en la medición, pero también hay que considerar otros de relevante importancia como son las corrientes de offset, las resistencias y capacidades externas presentes en las conexiones.

El equipo básico utilizado en estas medidas es el electrómetro cuyo funcionamiento y uso se analiza para medidas de fuentes de tensión con grandes impedancias de salida, medidas de corrientes de bajo nivel y medidas de altas resistencias. La utilización del conductor de guarda, cuya entrada está disponible en los electrómetros modernos y otras técnicas de medida contribuyen a minimizar los errores cometidos.

En condiciones de alta impedancia, el estudio de las propiedades de los materiales aislantes merece una atención particular. La elección del dieléctrico adecuado permite minimizar las pérdidas incrementando la resistencia de aislamiento y reducir los errores debidos a las corrientes generadas por efecto triboeléctrico y piezoeléctrico.

12.2. Medidas de tensión y corriente.

La característica fundamental de las medidas en condiciones de alta impedancia es la presencia de bajas corrientes en el circuito de medida. Es el caso de las medidas de fuentes de tensión con altas resistencias en serie o de la medida de fuentes de corriente muy pequeñas. En estas circunstancias se deben tener en cuenta los valores de las resistencias y fuentes de corrientes adicionales del circuito. Las fuentes de tensión de offset no se consideran si suponemos que las tensiones a medir no son demasiado pequeñas (este caso se estudiará en el tema siguiente). En la figura 12.1 se muestra el circuito equivalente para la medida de tensiones en condiciones de alta impedancia.

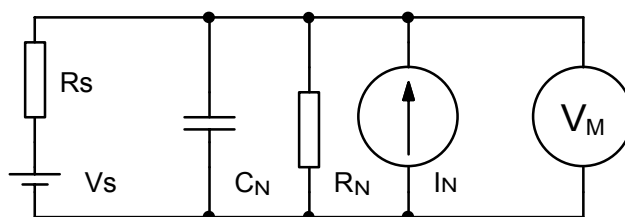


Figura 12.1. Circuito equivalente para medidas de tensión en condiciones de alta impedancia.

La tensión de medida se ve reducida por la acción de la resistencia R_N y aumentada o reducida (según el signo) por el efecto de la fuente de corriente I_N de modo que se cumple la siguiente relación en régimen estacionario:

$$V_M = V_S \left(\frac{R_N}{R_S + R_N} \right) + I_N \left(\frac{R_N R_S}{R_S + R_N} \right) \quad (12.1)$$

La siguiente figura muestra el circuito equivalente para medidas de corriente en condiciones de alta impedancia.

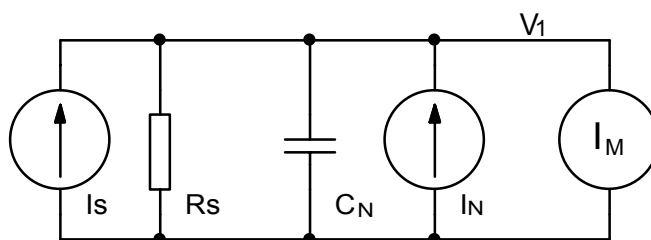


Figura 12.2. Circuito equivalente para medidas de corriente en condiciones de alta impedancia.

Con la utilización de circuitos “feedback picoammeters” la tensión V_I puede despreciarse y, por lo tanto, el efecto de R_S . En este caso la corriente de medida se ve aumentada o reducida (según el signo) únicamente por efecto de la fuente de corriente I_N de modo que se cumple la siguiente relación en régimen estacionario:

$$I_M = I_S + I_N \quad (12.2)$$

En ambos casos la presencia de capacidades sólo implica la existencia de errores transitorios durante el proceso de carga de los condensadores.

Por lo tanto, se plantea la existencia de dos tipos diferenciados de errores: el efecto de carga debido a las resistencias y capacidades, y el offset de corriente. Para poder analizar los posibles métodos de reducción de estos errores se debe considerar la resistencia R_N descompuesta en otras dos resistencias R_{IN} y R_L conectadas en paralelo. La primera de ellas corresponde a la resistencia de entrada del equipo de medida de tensión mientras que la segunda es la resistencia de carga que equivale a las resistencias externas conectadas en paralelo con la entrada del equipo de medida (cables y elementos de conexión). Por otro lado, la fuente de corriente I_N se descompondrá en otras dos fuentes de corriente, conectadas también en paralelo: I_{OI} y I_{OE} . La primera de ellas es la corriente de offset interna del equipo y la segunda es externa al equipo y depende también de los elementos de conexión y aislamiento.

A continuación se estudiarán por separado métodos de compensación y los orígenes de estos errores presentes en condiciones de alta impedancia.

12.2.1. Efecto de carga y guardas.

En la figura 12.3 se muestra la ubicación en el circuito, de las resistencias responsables del efecto de carga.

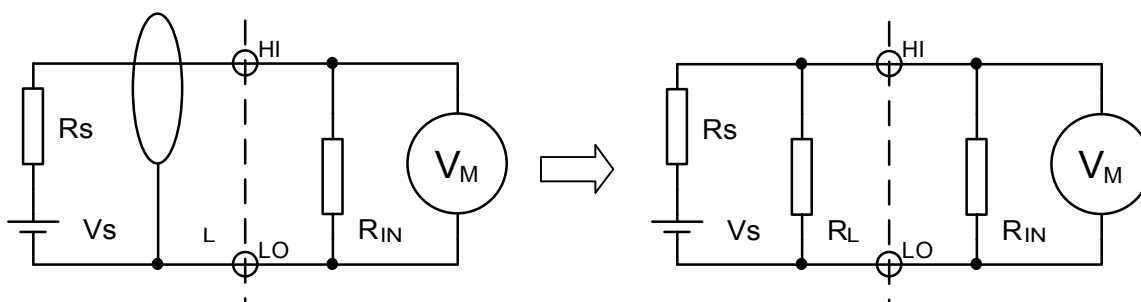


Figura 12.3. Resistencias responsables del efecto de carga.

La efecto de la resistencia R_{IN} no puede ser compensado pero si minimizado realizando una adecuada elección del equipo de medida. Los electrómetros modernos presentan resistencias de entrada del orden de $100T\Omega$ lo cual permite, en la mayoría de los

casos, despreciar su efecto de carga. Sin embargo, la resistencia R_L tiene valores variables y en ocasiones altos en función de las características del sistema de conexión del equipo a la fuente.

El uso de las denominadas guardas resulta ser un buen método para minimizar el efecto de carga de estas resistencias. En la figura 12.4 se muestra el esquema de conexión de la guarda para reducir el efecto de carga resistivo.

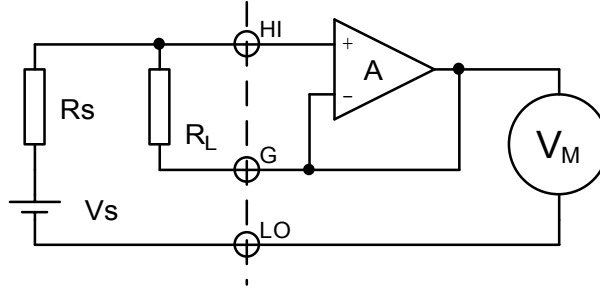


Figura 12.4. Conexión del terminal de guarda para minimizar el efecto de carga resistivo.

El terminal de guarda corresponde con la salida del amplificador de ganancia unidad incluido en el circuito de medida y suele estar presente en todos los equipos para medidas de bajo nivel. En este caso se cumple la siguiente relación:

$$V_M = V_S \left(\frac{AR_L}{R_S + AR_L} \right) \quad (12.3)$$

donde $A = 10^4 \dots 10^6$ es la ganancia del amplificador operacional.

Mediante esta conexión, si suponemos que la ganancia del amplificador operacional incluido es suficientemente alta, la resistencia de carga del cable resulta estar conectada a puntos equipotenciales del circuito y por lo tanto no existe corriente de carga.

Como ya indicamos anteriormente, si consideramos el circuito de la figura 12.5, el efecto de carga capacitivo implica un error transitorio de medida debido a la evolución temporal exponencial de la tensión de carga del condensador equivalente C_L externo al equipo, determinada por la siguientes expresiones:

$$V_M = V_S (1 - e^{-t/R_S C_L}) \quad (12.4)$$

$$Q_{IN} = V_S C_L \quad (12.5)$$

donde Q_{IN} es la carga eléctrica en la entrada del equipo.

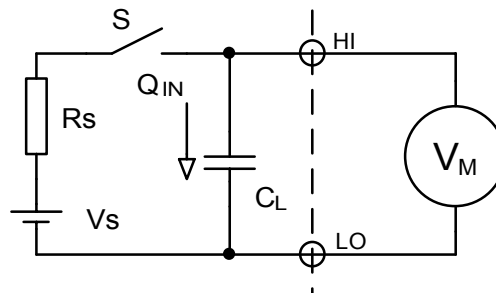
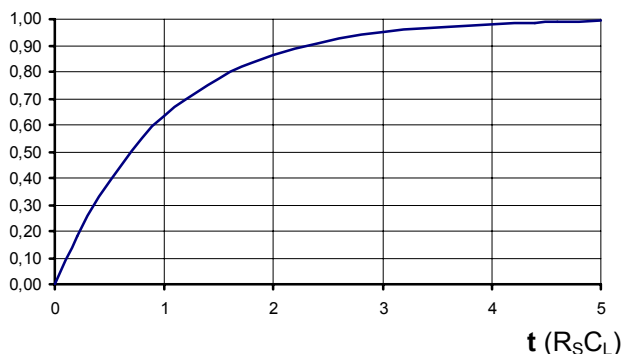


Figura 12.5. Circuito equivalente de la capacidad de carga del cable de conexión.

En la figura 12.6 se muestra dicha evolución temporal exponencial y una tabla con los valores de V_M alcanzados para diferentes tiempos de medida.

$V_M(Vs)$



t normalizado a $R_S C_L$	V_M en % respecto de V_S
1	63%
2	86%
3	95%
4	98%
5	99,3%

Figura 12.6. Respuesta exponencial de carga del condensador equivalente.

En este caso, como se muestra en la figura 12.7, se puede utilizar la guarda para reducir el efecto de carga de la capacidad equivalente del cable de conexión. En esta situación se cumple que:

$$V_M = V_S (1 - e^{-At/R_S C_L}) \quad (12.6)$$

$$Q_{IN} = \frac{V_S C_L}{A} \quad (12.7)$$

donde $A = 10^4 \dots 10^6$ es la ganancia del amplificador operacional.

Mediante la conexión de la guarda se consigue reducir en un factor A el tiempo de carga y, por tanto, el error cometido para un tiempo de espera dado, y reducir la carga a la entrada en un factor también de valor A .

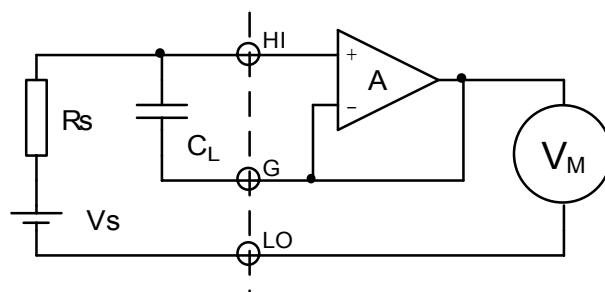


Figura 12.7. Conexión del terminal de guarda para minimizar el efecto de carga capacitivo.

12.2.2. Resistencia de aislamiento.

Para mejorar en lo posible el efecto de carga de las resistencias externas al equipo de medida se puede, además, realizar una adecuada elección de los materiales aislantes dedicados a la construcción de los cables y los elementos de conexión y sujeción. Para realizar esta elección se han de consultar, entre otros, los siguientes parámetros del material aislante:

- **Resistividad volumétrica.** Determina las pérdidas de corriente a través del material.
- **Resistividad superficial.** Determina las pérdidas de corriente por la superficie del material que es función, fundamentalmente, de los materiales contaminantes

depositados en estas superficies y de la cantidad de agua que pueda absorber el material (coeficiente de absorción de agua).

En la tabla 12.1 se muestra la relación de estos parámetros para los principales materiales utilizados como aislantes.

Material	Resistividad volumétrica ($\Omega \text{ cm}$)	Resistencia a la absorción de agua
Zafiro	$> 10^{18}$	Muy buena
Teflón	$> 10^{18}$	Muy buena
Polietileno	10^{16}	Buena
Poliestireno	$> 10^{16}$	Buena
Cerámico	$10^{14} \div 10^{15}$	Mala
Nylon	$10^{13} \div 10^{14}$	Mala
Epoxy	$> 10^{13}$	Mala
PVC	$5 \cdot 10^{13}$	Muy buena

Tabla 12.1. Propiedades de algunos materiales aislantes.

12.2.3. Offset de corriente.

En la figura 12.8 se muestra la ubicación en el circuito de las fuentes de offset de corriente.

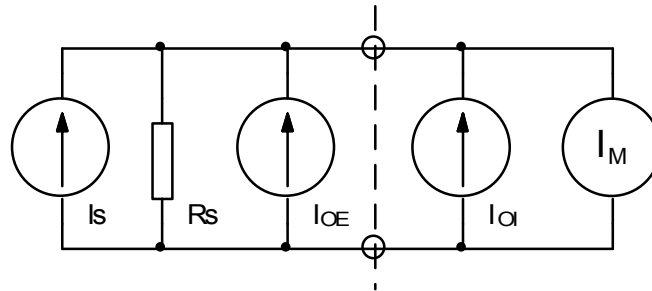


Figura 12.8. Fuentes responsables del offset de corriente.

La fuente I_{OI} es interna pero se puede compensar mediante el denominado proceso de “autocero”. Consiste en medir la corriente cuando el circuito externo está totalmente desconectado y restar esta cantidad a las medidas posteriores mediante el sistema digital de proceso y visualización del equipo. Debido a que el offset interno del equipo es variable, este proceso de “autocero” debe repetirse con frecuencia con el objeto de realizar una compensación óptima.

La fuente I_{OE} es externa y debido a su gran variabilidad no siempre se puede compensar mediante el “autocero” ya que en ocasiones puede sobrepasar el rango de entrada del equipo. En estos casos debe suprimirse mediante la inclusión de una fuente auxiliar I_{SU} de corriente debidamente ajustada como se muestra en la figura 12.9. En dicha figura se ha suprimido, para simplificar, la fuente de offset de corriente interna del equipo de medida.

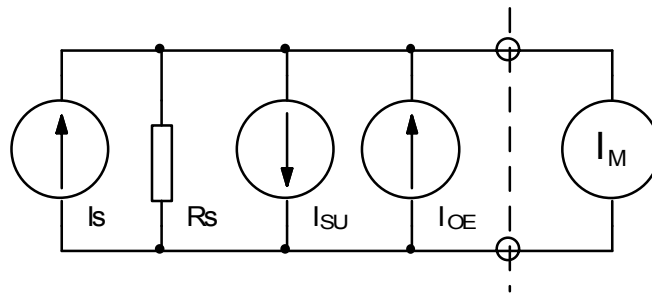


Figura 12.9. Uso de una fuente auxiliar para suprimir el offset de corriente.

En cualquier caso se han de conocer y mitigar en lo posible las fuentes de offset externas, también denominadas fuentes de corrientes generadas y que se estudian en el siguiente apartado.

12.2.4. Generación de corrientes de offset.

A continuación se estudian algunas de las más importantes fuentes de corrientes generadas.

- **Efecto triboeléctrico.** Cuando existe fricción entre conductores y aislantes aparecen electrones libres que ocasionan desbalances de carga que causan corrientes. Un ejemplo típico podría ser el de la corriente generada en cables coaxiales como muestra la figura 12.10.

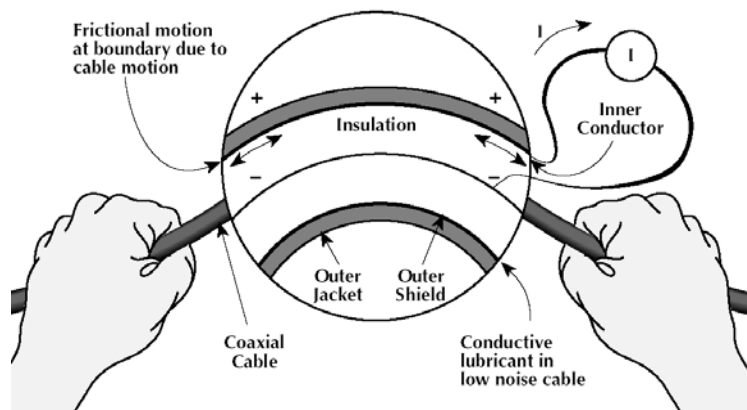


Figura 12.10. Efecto triboeléctrico.

Existen cables especiales denominados de “bajo ruido” en los que se minimiza el efecto triboeléctrico utilizando aislantes adecuados (polietileno) e incorporando lubricantes conductores (grafito) entre conductores y aislantes con los que se consigue reducir la fricción al tiempo que se consiguen superficies cilíndricas equipotenciales que disminuyen la separación de cargas. Además, se requiere seguir las siguientes pautas para minimizar las corrientes generadas por efecto triboeléctrico:

- Mantener los cables bien sujetos a superficies libres de vibraciones.
- Utilizar cables tan cortos como sea posible y en ambientes sin cambios grandes de temperatura.
- Eliminar o desacoplar mecánicamente los dispositivos que producen vibraciones.
- **Efecto piezoeléctrico.** Esfuerzos mecánicos aplicados sobre la estructura cristalina de ciertos materiales plásticos originan almacenamiento de cargas de modo similar a la originada en materiales piezoeléctricos. En la figura 12.11 se muestra un ejemplo de las corrientes generadas por efecto piezoeléctrico.

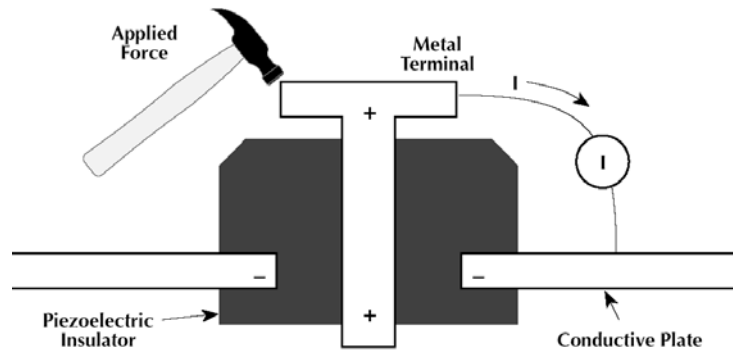


Figura 12.11. Efecto piezoeléctrico.

Para reducir estas corrientes se deben utilizar materiales aislantes con efecto piezoeléctrico mínimo así como limitar los esfuerzos mecánicos sobre los ellos.

- **Efecto electroquímico.** La existencia de iones químicos constituye pequeñas baterías entre los conductores del circuito, especialmente en la superficie de los circuitos impresos como muestra la figura 12.12.

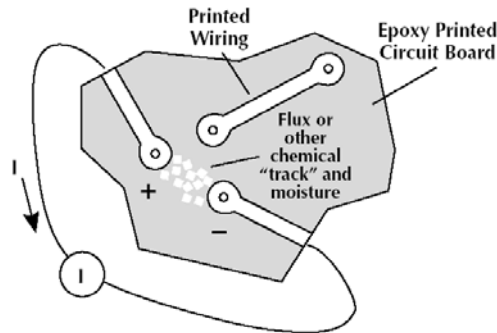


Figura 12.12. Uso de una fuente auxiliar para suprimir el offset de corriente.

Para minimizar este efecto se deben elegir materiales de bajo coeficiente de absorción de agua, reducir los niveles de humedad ambiente y mantener limpio el circuito mediante disolventes puros.

En la figura 12.13 se muestra un gráfico comparativo de los niveles de la corriente generada por diferentes efectos y materiales en contraste con el ruido de corriente de Johnson para altos valores de R_S .

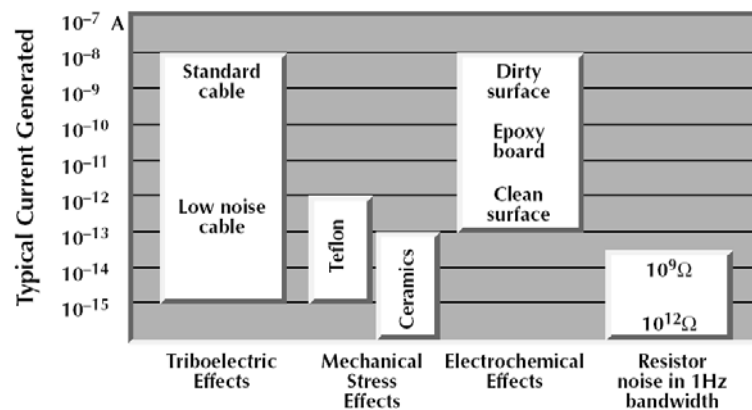


Figura 12.13. Amplitudes típicas de las corrientes generadas.

12.3. Medidas de alta resistencia.

12.3.1. Método de tensión constante.

Este método requiere el uso de un electrómetro actuando como pico-amperímetro y una fuente auxiliar de tensión o de un SMU debidamente configurado siguiendo el esquema de la figura 12.14.

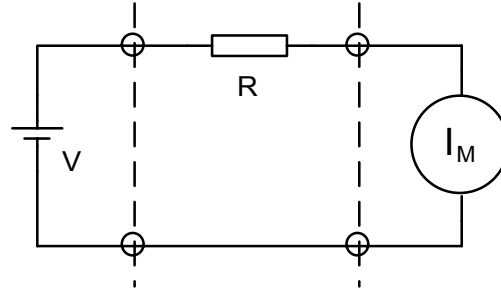


Figura 12.14. Método de tensión constante.

De este modo se puede calcular el valor de la resistencia como:

$$R = \frac{V}{I_M} \quad (12.8)$$

El valor de las resistencias de muy alto valor ($>1\text{G}\Omega$) es normalmente función de la tensión aplicada, por lo tanto, se prefiere este método de tensión constante para evitar variaciones del valor de la resistencia.

En la figura 12.15 se muestra el circuito para la medida de la resistencia R considerando la resistencia parásita equivalente R_L del sistema de conexión y sujeción.

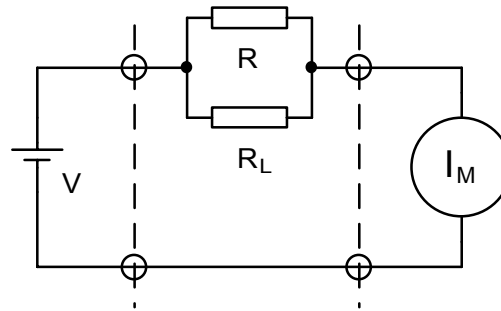


Figura 12.15. Circuito equivalente considerando la resistencia parásita.

En este caso se comete un error que se puede calcular teniendo en cuenta las siguientes expresiones:

$$R = \frac{V}{I_R} \quad ; \quad R_M = \frac{V}{I_M} = \frac{V}{I_R} \left(\frac{I_R}{I_R + I_{R_L}} \right) \quad (12.9)$$

Para compensar el valor de R_L se puede utilizar el denominado método “baseline supresión” que consiste en dos pasos. Inicialmente se mide la corriente de pérdidas (I_{R_L}) debida únicamente a R_L desconectando del circuito la resistencia R . Posteriormente, se mide nuevamente la corriente ($I_R + I_{R_L}$) una vez conectada R y así ya se puede obtener el valor buscado $R = V/I_R$.

En la figura 12.16 se muestra la utilización de una guarda para suprimir la corriente de pérdidas. De este modo el separador con el que se sujeta el extremo derecho de la resistencia tiene es sus extremos la misma tensión ya que la caída de tensión en bornes del pico-amperímetro es despreciable y, por lo tanto, no hay corriente.

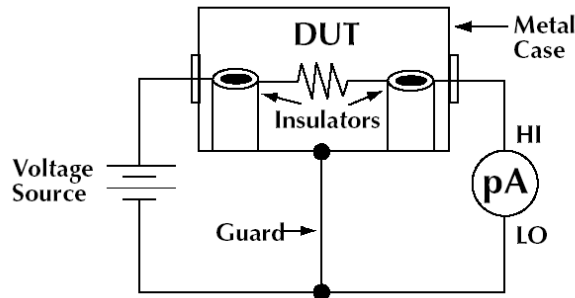


Figura 12.16. Uso de guardas para medida de resistencias con el método de tensión constante.

12.3.2. Método de corriente constante.

Este método requiere el uso de un electrómetro actuando como voltímetro y una fuente auxiliar de corriente o de un SMU debidamente configurado siguiendo el esquema de la figura 12.17.

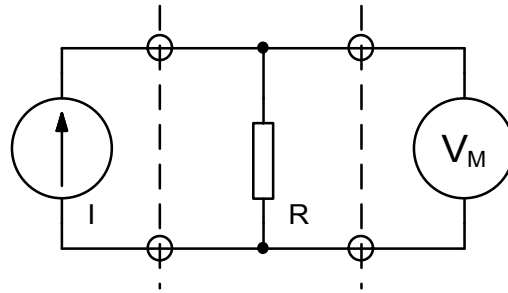


Figura 12.17. Circuito equivalente considerando la resistencia parásita.

De este modo se puede calcular el valor de la resistencia como:

$$R = \frac{V_M}{I} \quad (12.10)$$

Normalmente esta configuración de medida aparece integrada en el interior de los electrómetros modernos. En la figura 12.18 se muestra el circuito para la medida de la resistencia R considerando la resistencia de entrada del electrómetro R_{IN} y la equivalente de los cables y elementos de conexión R_L .

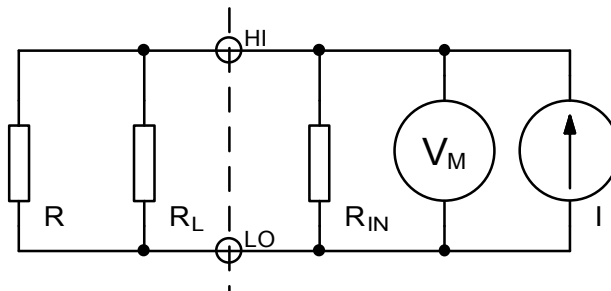


Figura 12.18. Circuito equivalente para medidas de resistencia con electrómetro.

En este caso se comete un error que se puede calcular teniendo en cuenta la siguiente expresión:

$$R_M = \frac{V_M}{I} = R \left(\frac{R_N}{R + R_N} \right) \quad (12.11)$$

donde R_N es el paralelo de las resistencias parásitas determinado por:

$$R_N = \frac{R_L R_{IN}}{R_L + R_{IN}} \quad (12.12)$$

El error debido a la presencia de R_{IN} no puede ser suprimido a no ser mediante la elección de un adecuado electrómetro de muy elevado valor de resistencia de entrada. Para compensar el error debido a R_L se puede utilizar la guarda que los electrómetros disponen para la medida de resistencias. Este terminal de guarda es la salida de un amplificador de ganancia unidad dispuesto como se muestra en la figura 12.19. Al no existir diferencia de tensión en la resistencia R_L no aparecen corrientes de fuga y no hay error.

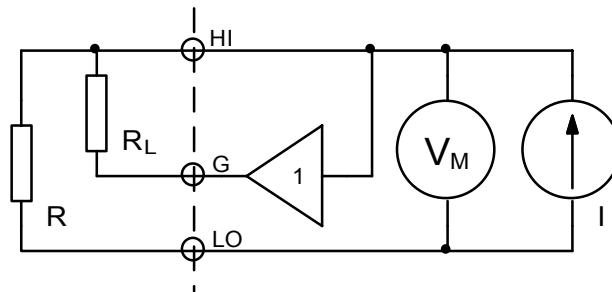


Figura 12.19. Uso del terminal de guarda en medidas de resistencia.

12.4. Bibliografía.

- [1] "Low Level Measurements", 5ª edición. Keithley.
- [2] "Electronic Instrumentation Handbook", Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).

13. MEDIDAS EN SITUACIONES DE BAJA IMPEDANCIA

13.1. Introducción.

En este tema se estudia el uso de los equipos electrónicos destinados a realizar medidas de alta exactitud de bajas tensiones y bajas resistencias incluyendo el análisis de las fuentes de error y los métodos para minimizar su efecto en la medida.

Inicialmente se acomete el estudio de la medida de bajas tensiones en condiciones de baja impedancia donde pueden aparecer errores significativos como consecuencia de tensiones de offset e interferencias debidas a diversas fuentes de ruido que normalmente no se tienen en cuenta en las medidas de señales de alta amplitud. Se cuantifican con ayuda de ejemplos los errores que provienen de las tensiones de offset dedicando especial atención al estudio de los potenciales termoeléctricos y de los métodos utilizados para cancelar o minimizar su impacto en la medida. También se estudian los errores que son generados por fuentes de ruido, incluyendo el ruido de Johnson y los campos magnéticos externos, y por la presencia de bucles de tierra y corrientes de modo común.

Seguidamente se tratan las medidas de baja resistencia para las cuales hay que considerar fuentes adicionales de error que provienen de la resistencia de los cables de medida, de los contactos no óhmicos y del posible calentamiento de los dispositivos bajo ensayo. En este apartado se describen los métodos empleados para reducir estos errores entre los que cabe resaltar las técnicas de medida a cuatro hilos, los métodos de compensación de offsets y los ensayos “dry circuit”.

13.2. Medidas de baja tensión.

13.2.1. Tensiones de offset.

Cuando se conecta un voltímetro a un circuito de baja impedancia se observan lecturas distintas de cero incluso cuando la fuente de tensión se desconecta o cortocircuita. Esto es debido las tensiones de offset que se pueden situar en el circuito tal y como muestra el equivalente de la figura 13.1.

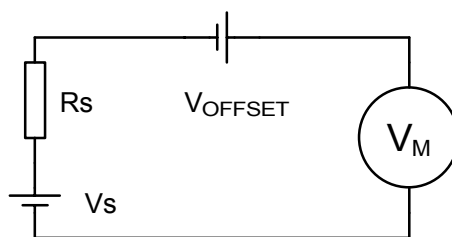


Figura 13.1. Tensión de offset en un circuito de medida de bajo nivel.

En esta situación se comete un error que se puede extraer de la siguiente expresión:

$$V_M = V_s \pm V_{OFFSET} \quad (13.1)$$

Esta tensión de offset tiene como origen, fundamentalmente, los potenciales termoeléctricos, el offset interno del equipo de medida, y las tensiones generadas por las diferentes fuentes de ruido.

13.2.2. Potenciales termoelectricos.

Cuando diferentes partes del circuito de medida conectadas con conductores de materiales distintos están a disímiles temperaturas aparecen tensiones debidas al denominado efecto termoelectrico (ver apartado 10.4.3) representadas en la figura 13.2.

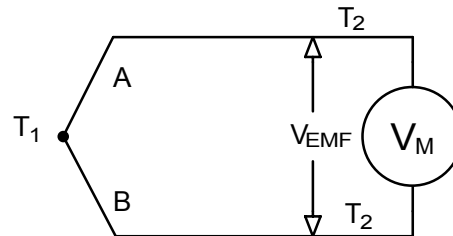


Figura 13.2. Potencial termoelectrico.

El valor de esta tensión es el indicado por la ecuación 13.2, donde Q_{AB} es el coeficiente de Seebeck característico de cada par de materiales y T_1 y T_2 las temperaturas de las diferentes partes del circuito.

$$V_{EMF} = Q_{AB} (T_1 - T_2) \quad (13.2)$$

La siguiente tabla muestra los valores del coeficiente de Seebeck para diferentes materiales. Kovar es una aleación especial (cobalto, níquel y hierro) utilizada frecuentemente para la fabricación de termopares.

MATERIALES	Coeficiente de Seebeck Q_{AB}
Cu – Cu	$\leq 0,2 \mu\text{V/K}$
Cu – Ag	$0,3 \mu\text{V/K}$
Cu – Au	$0,3 \mu\text{V/K}$
Cu – Pb/Sn	$1 - 3 \mu\text{V/K}$
Cu – Si	$400 \mu\text{V/K}$
Cu – Kovar	$40 - 70 \mu\text{V/K}$
Cu – CuO	$1000 \mu\text{V/K}$

Tabla 13.1. Coeficientes de Seebeck de pares de materiales comunes.

Para minimizar el efecto de los potenciales termoelectricos se deben seguir las siguientes pautas:

- Construir el circuito de medida utilizando los mismos materiales conductores, limpios, libres de óxido y sin soldaduras con aportación de otros materiales.
- Eliminar los gradientes de temperatura entre las distintas partes del circuito utilizando elementos adecuados de refrigeración y acoplo térmico.
- No realizar las medidas hasta que se haya alcanzado el equilibrio térmico de los diversos componentes del circuito. Para ello se debe utilizar un adecuado control de la temperatura ambiente y de los dispositivos del circuito.

En la figura 13.3 se muestra un ejemplo en el que aparecen diversas fuentes de potencial termoelectrico debidas a las conexiones de materiales distintos entre la fuente y el equipo de medida.

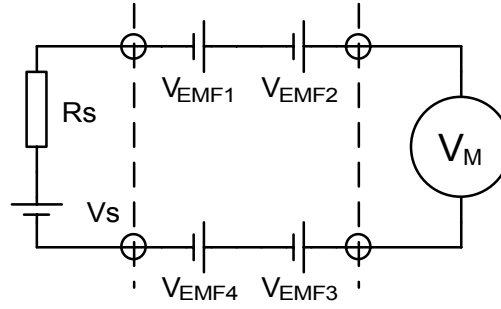


Figura 13.3. Diferentes potenciales termoelectricos debidos a las conexiones en un circuito de medida.

Para cancelar el efecto de los potenciales termoelectricos se puede utilizar métodos similares al ilustrado en la figura 13.4. Supongamos que se pretende medir la diferencia de tensión existente entre dos celdas estándar de tensión (pequeñas pilas de referencia en medidas de bajo nivel). Para ello se conectan en anti-serie. Si las celdas fueran iguales la lectura sería nula.

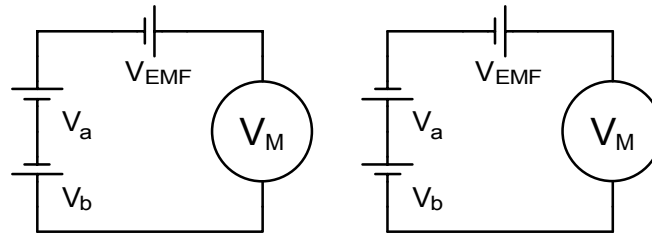


Figura 13.4. Método de cancelación del potencial termoelectrico.

Sin embargo, la existencia de potenciales termoelectricos implica un error que se extrae de la siguiente ecuación.

$$V_1 = V_{EMF} + V_a - V_b \quad (13.3)$$

Si invertimos la polaridad de las celdas, la tensión medida será:

$$V_2 = V_{EMF} + V_b - V_a \quad (13.4)$$

Y si calculamos la media entre las dos medidas se observa que el termino que incluye el error debido al potencial termoelectrico se cancela.

$$\frac{V_1 - V_2}{2} = \frac{V_{EMF} + V_a - V_b - V_{EMF} - V_b + V_a}{2} = V_a - V_b \quad (13.5)$$

13.2.3. Offset interno.

Los equipos dedicados a las medidas de tensiones de bajo nivel raramente dan una lectura cero incluso manteniendo la entrada cortocircuitada debido al offset interno del equipo que puede ser suprimido mediante un ajuste interno activado por la función “Zero” (pone a cero la indicación del display) o por la función “Rel” (muestra medidas relativas respecto del actual valor) del panel frontal del equipo.

Usualmente el offset interno varía con la temperatura, por ello debe mantenerse el equipo funcionando un tiempo suficiente denominado “warm up time”, que puede ser de hasta dos horas, antes de proceder al proceso de supresión anteriormente citado.

13.2.4. Ruido de Johnson.

Como ya vimos al comienzo del tema 11 existe una limitación teórica de la sensibilidad en medidas de tensión de bajo nivel debido a la tensión causada por el ruido de Johnson. Esta tensión puede considerarse también como un offset cuyo valor rms viene dado por la siguiente expresión.

$$V = \sqrt{4kTBR} \quad (13.6)$$

Por ejemplo, a temperatura ambiente de 293K, una resistencia equivalente de la fuente de tensión de 10kΩ y un ancho de banda de 5kHz tendremos un ruido de Jonson de 1μV rms. Para minimizar este error se ha de reducir la temperatura, el ancho de banda del equipo de medida o la resistencia de salida de la fuente.

13.2.5. Ruido EMI.

Las interferencias electromagnéticas producidas por sistemas emisores de perturbaciones electromagnéticas pueden ocasionar mediciones erráticas, offset o saturación de los circuitos de entrada del equipo de medida. Para mitigar estos efectos se deben alejar los cables, los equipos de medida y los dispositivos bajo ensayo lo más posible de las fuentes de interferencia.

En cualquier caso, es conveniente usar pantallas, blindajes o filtros para atenuar la perturbación. Normalmente el apantallamiento de los cables de medida suele reducir notablemente las interferencias. Cuando el nivel de perturbación electromagnética es mayor se debe extender esta pantalla de modo que encierre totalmente el DBE. En la figura 13.5 se muestra un ejemplo de circuito de medida con doble apantallamiento que suele ser el más eficaz ante interferencias EMI. La pantalla de los cables de medida y el blindaje interior del DBE están conectadas al potencial de referencia del circuito de medida (terminal LO) para obtener una buena atenuación de EMI mientras que la pantalla exterior se refiere al potencial de tierra de protección.

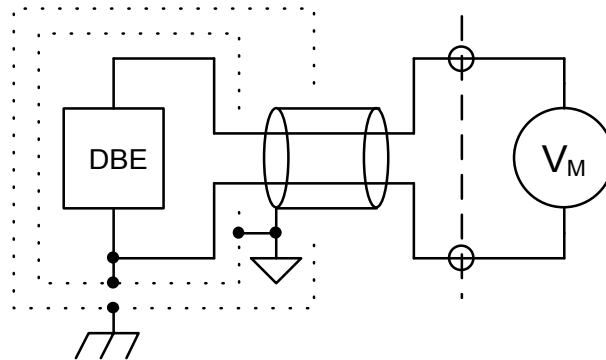


Figura 13.5. Doble apantallamiento para atenuar interferencias EMI.

13.2.6. Campos magnéticos.

Supóngase el circuito de la figura 13.6 que encierra una superficie A y que está situado en las proximidades de un campo magnético B. La variación en el tiempo de la intensidad del campo o del área genera una tensión cuyo valor es:

$$V_B = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d(\vec{B}A)}{dt} = \vec{B} \frac{dA}{dt} + A \frac{d\vec{B}}{dt} \quad (13.7)$$

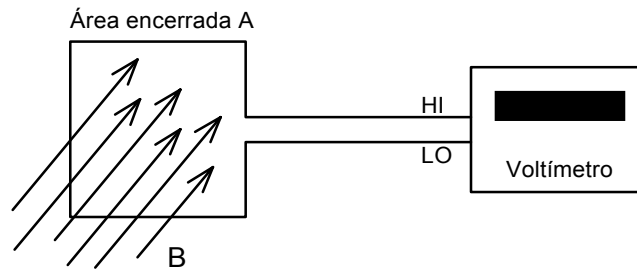


Figura 13.6. Tensión generada por campos magnéticos.

Para reducir esta tensión se deben seguir las siguientes recomendaciones:

- Mantener los valores de B y A tan pequeños como sea posible reduciendo el área encerrada por los cables de sistema de medida y alejándolo de las fuentes del campo magnético.
- Mantener B y A constantes en el tiempo minimizando las vibraciones y movimientos que pueden producir los cambios de área y atenuando o filtrando el efecto de los campos magnéticos alternos.

En la figura 13.7 se muestra una sencilla manera de reducir las tensiones generadas por los campos magnéticos trenzando los cables de medida. La tensión generada es mucho menor que en el circuito superior cuyo cableado encierra una gran superficie.

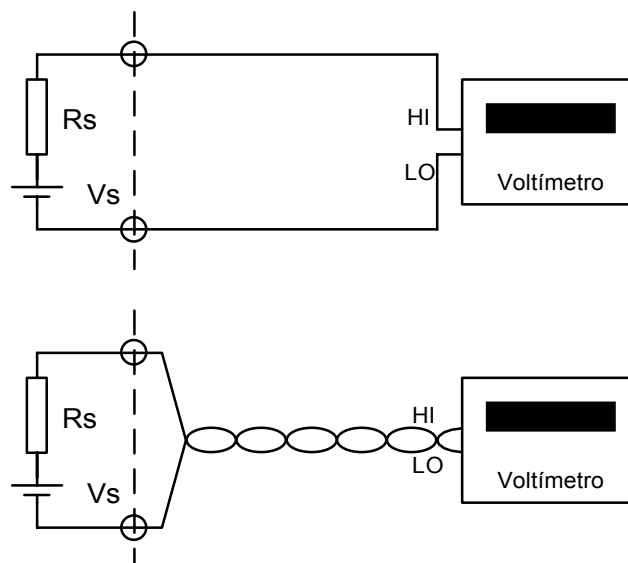


Figura 13.7. Minimización de las interferencias producidas por campos magnéticos.

13.2.7. Bucles de masa.

La presencia de bucles de masa es, en la mayor parte de los casos, la responsable de la generación de tensiones de error más considerables. Cuando la fuente y el equipo de medida están conectados cada uno de ellos al mismo potencial de tierra se forma un bucle de masa como el mostrado en la figura 13.8.

La tensión V_G existente entre puntos alejados de la línea de tierra no es nula en la mayoría de los casos. Esta tensión genera corrientes que son las responsables directas del error de la medida según se deduce de la siguiente ecuación

$$V_{IN} = V_S + IR \quad (13.8)$$

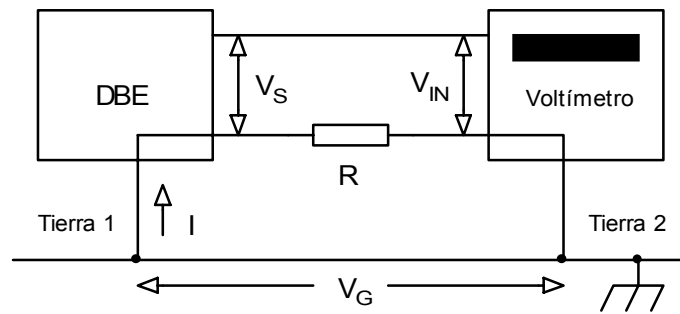


Figura 13.8. Circuito con conexión de tierra doble.

Para reducir este error se deben realizar conexiones sencillas (un solo punto) como la mostrada en la figura 13.9. En estas circunstancias aparece una impedancia Z_{CM} de gran valor que reduce en gran medida la corriente I y por lo tanto el error.

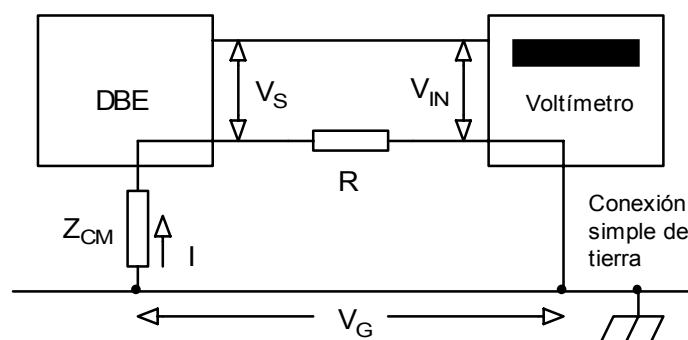


Figura 13.9. Circuito con conexión de tierra única.

13.2.8. Corrientes en modo común.

La presencia de corrientes en modo común está asociada con problemas de ruido que pueden significar la aparición de grandes offsets en la medida. Estas corrientes se generan normalmente entre el terminal LO del equipo y su chasis que está conectado a tierra. En la figura 13.10 se muestra un ejemplo de cómo se genera esta corriente debida, en este caso, al insuficiente aislamiento entre primario y secundario del transformador de alimentación del equipo.

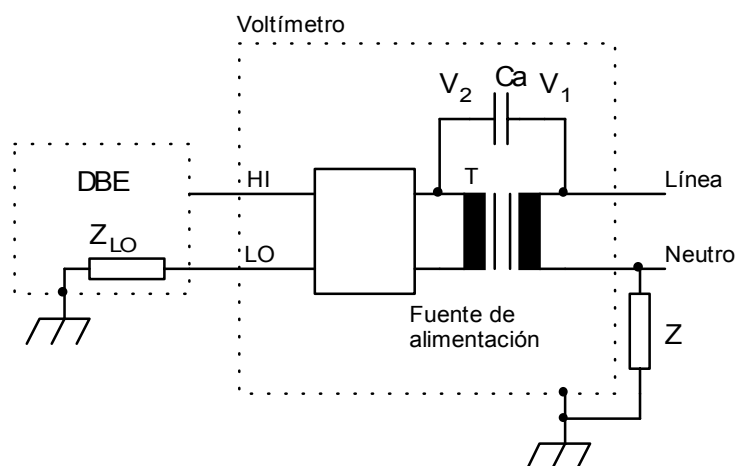


Figura 13.10. Generación de corrientes en modo común.

La tensión que soporta el condensador equivalente de acoplo C_a produce una corriente cuyo valor viene dado por:

$$I_{CM} = 2\pi f C_a (V_2 \pm V_1) \quad (13.9)$$

Para minimizar en lo posible este efecto se debe de garantizar la correcta conexión del DBE a los terminales de entrada del equipo de medida. En la figura 13.11 se muestra un ejemplo en el cual se pretende medir la tensión en el punto central del divisor formado por R_1 y R_2 . En el circuito correspondiente al diagrama superior la corriente en modo común I_{CM} no genera errores mientras que en el siguiente circuito, donde las conexiones se han intercambiado, la corriente I_{CM} atraviesa las resistencias del divisor provocando errores.

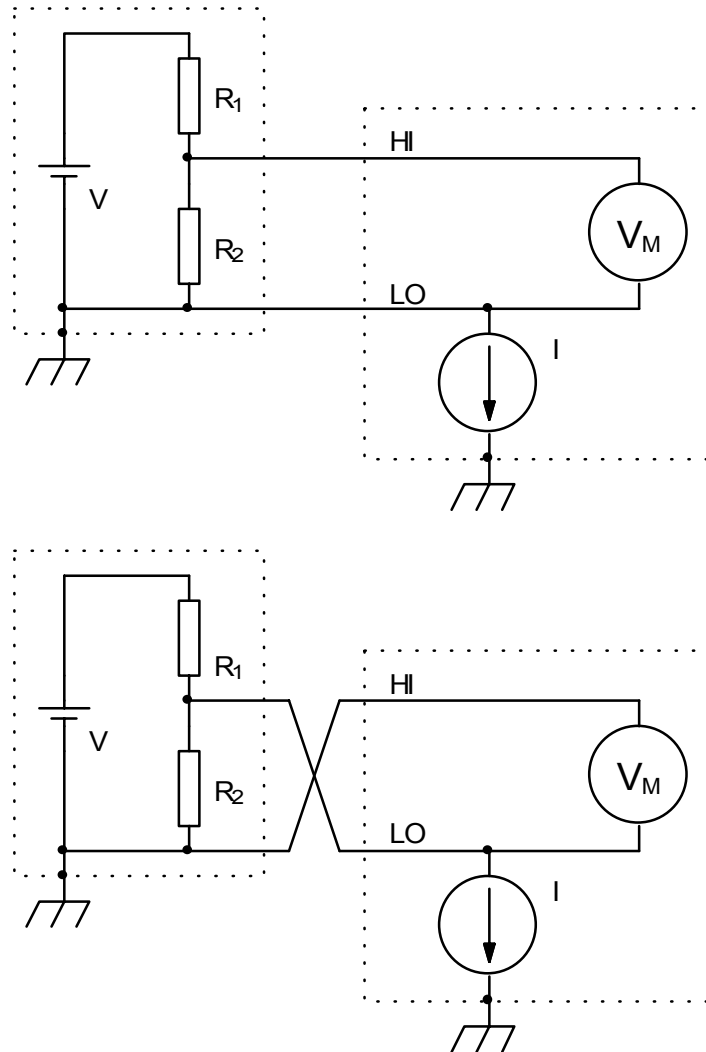


Figura 13.11. Efecto del intercambio de los cables sobre el modo común.

En cualquier caso, para reducir los efectos de la corriente en modo común siempre es posible aislar convenientemente el DBE del potencial de tierra. De este modo se corta el camino de retorno de la corriente en modo común.

13.2.9. Efecto de los contactos no óhmicos.

Los contactos no óhmicos corresponden a uniones entre conductores que permanecen cubiertos de láminas de óxido. De este modo se consiguen conexiones no lineales que se pueden comportar como rectificador de señales alternas (campos magnéticos, EMI, etc.)

generando offsets de tensión continua. Para reducir este efecto se deben de utilizar contactos limpios libres de oxido o materiales nobles como el indio o el oro.

En la figura 13.12 se muestra un gráfico comparativo de la magnitud de las tensiones de error generadas por los distintos efectos anteriormente estudiados. Se observa que los bucles de tierra y los potenciales termoelectricos son los más importantes con amplitudes que pueden alcanzar valores de incluso un millón de veces superior a la tensión del ruido de Johnson.

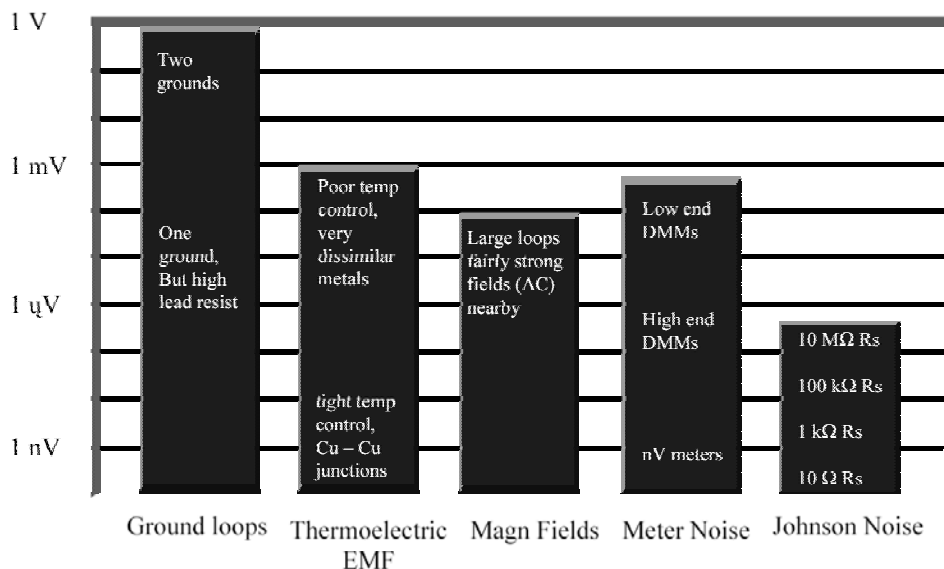


Figura 13.12. Diferentes valores de tensión de error generadas.

13.3. Medidas de baja resistencia.

El método usualmente más eficaz para realizar medidas de baja resistencia es el que utiliza una fuente de corriente y un medidor de tensión. Por lo tanto, al medir bajas resistencias se observarán bajas tensiones en el circuito. En estas circunstancias, los errores cometidos tendrán orígenes similares a los ya estudiados. En este apartado se estudiarán éstos y otros posibles errores y sus métodos de compensación en medidas de baja resistencia.

13.3.1. Medidas a dos y cuatros hilos.

En la figura 13.13 se muestra el circuito equivalente correspondiente a una medida simple (dos hilos) de resistencia.

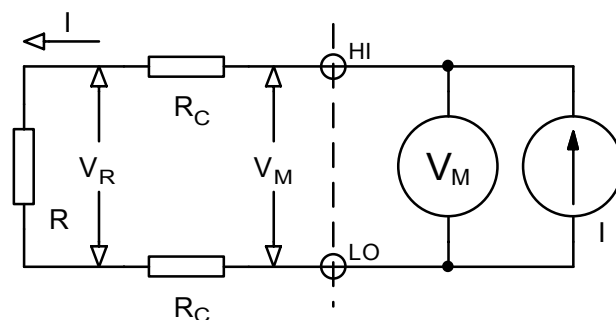


Figura 13.13. Medidas de resistencia con dos hilos.

Siendo R_C el valor de la resistencia de los conductores que se utilizan para realizar la conexión entre la resistencia R y el equipo de medida, se cumple la siguiente expresión:

$$R_M = \frac{V_M}{I} = R + 2R_C \quad (13.10)$$

Si el valor de la resistencia a medir es comparable a la de los cables se comete un error apreciable entre el valor medido R_M y el real.

Para subsanar esta situación se realizan las medidas denominadas de cuatro hilos donde se independizan las conexiones correspondientes a la fuente de corriente y al medidor de tensión. La resistencia de los cables no implica ningún error en el circuito de la fuente de corriente ni tampoco en el circuito medidor de tensión si se supone despreciable su corriente de entrada (R_{IN} muy alta).

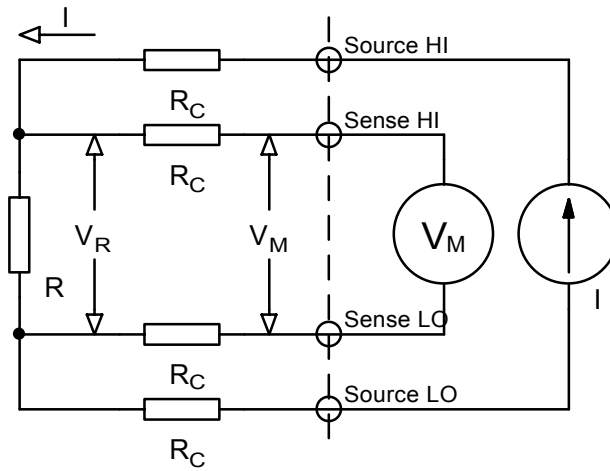


Figura 13.14. Medidas de resistencia con cuatro hilos.

En este caso se puede considerar que no hay error en la medida y que se cumple la siguiente expresión:

$$R = \frac{V_R}{I} \approx \frac{V_M}{I} = R_M \quad (13.11)$$

13.3.2. Efecto de los potenciales termoelectrónicos.

Para compensar el efecto de los potenciales termoelectrónicos en medidas de resistencia se puede utilizar el método de cancelación por inversión de la corriente de medida según muestra la figura 13.15.

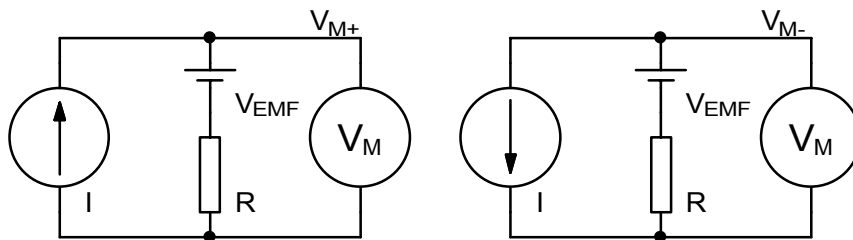


Figura 13.15. Cancelación de potenciales termoelectrónicos.

En una primera medida se conecta la fuente de corriente con polaridad directa. El resultado de la medida es el siguiente:

$$V_{M+} = V_{EMF} + IR \quad (13.12)$$

En una segunda medida se conecta la fuente de corriente con polaridad inversa. Ahora el resultado de la medida es:

$$V_{M-} = V_{EMF} - IR \quad (13.13)$$

Finalmente, si se calcula la media de las dos medidas anteriores los potenciales termoeléctricos se cancelan cumpliéndose las siguientes expresiones:

$$V_M = \frac{V_{M+} - V_{M-}}{2} = IR \quad (13.14)$$

$$R = \frac{V_M}{I} \quad (13.15)$$

Otro método equivalente consiste en realizar la segunda medida sin fuente de corriente de modo que se cumplen las siguientes ecuaciones donde, nuevamente, se cancela el efecto del potencial termoeléctrico.

$$V_{M1} = V_{EMF} + IR \quad (13.16)$$

$$V_{M2} = V_{EMF} \quad (13.17)$$

$$V_M = (V_{EMF} + IR) - V_{EMF} = IR \quad (13.18)$$

$$R = \frac{V_M}{I} \quad (13.19)$$

Este método de medida resulta fácilmente automatizable y muchos de los electrómetros modernos disponen de esta función de supresión de error. En la figura 13.16 se muestran los circuitos equivalentes para cada paso de la medida y el cronograma correspondiente.

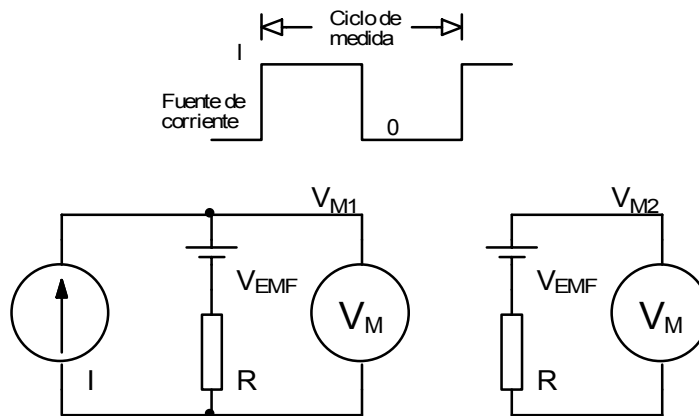


Figura 13.16. Compensación de offset en medidas de resistencia.

13.3.3. Efecto del calentamiento de los dispositivos.

Muchos componentes resistivos presentan una característica que hace que su valor de resistencia cambie con la temperatura. Por ello se ha de evitar el calentamiento del DBE durante la medida controlando la temperatura ambiente y, fundamentalmente, evitando pérdidas importantes por efecto Joule en la resistencia. Se debe, por lo tanto, realizar la medida con la menor corriente o durante el menor tiempo posible (one-shot trigger mode).

13.3.4. Ensayos dry-circuit.

Durante el ensayo de dispositivos específicos como relés, interruptores, conectores, etc. donde se desea medir la resistencia de sus contactos se utiliza el método dry-circuit cuyo diagrama se muestra en la figura 13.17.

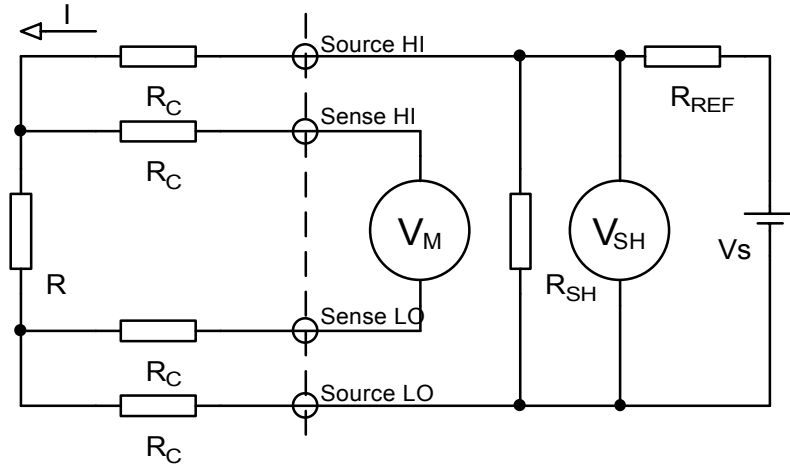


Figura 13.17. Ensayo dry-circuit.

Se trata de un método de medida de baja resistencia a cuatro hilos con fuente de corriente y tensión de prueba limitada según la siguiente expresión:

$$R = \frac{V_M}{I} = \frac{V_M}{\left(\frac{V_S}{R_{REF}} - \frac{V_{SH}}{R_{SH}} \right)} \quad (13.20)$$

Mediante este método se garantiza que la tensión ($< 20\text{mV}$) y la corriente ($< 100\text{mA}$) de prueba no destruyen la posible película aislante existente entre los contactos y que falsearía el ensayo.

13.4. Bibliografía.

- [1] “Low Level Measurements”, 5ª edición. Keithley.
- [2] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).

14. APLICACIONES DE MEDIDAS DE BAJO NIVEL

14.1. Introducción.

Para terminar esta unidad temática se describe una serie de aplicaciones donde se utilizan los equipos electrónicos y las técnicas de medida y reducción de errores estudiados en los temas anteriores. El objeto de esta lección es ofrecer información práctica suficiente que permita configurar el sistema de medida más adecuado para un caso dado.

Se comienza describiendo aplicaciones de medida de tensión en situaciones de alta impedancia, en concreto medidas del coeficiente de absorción dieléctrica en condensadores y medidas electroquímicas (pH y conductividad de soluciones).

A continuación se estudian algunas aplicaciones de medida de bajas corrientes como son las utilizadas para medir pérdidas en condensadores y para caracterizar semiconductores. En el siguiente apartado se detallan los métodos usados en medida de altas resistencias para poder obtener los valores de resistividad de materiales aislantes.

Se dedican nuevos apartados para el estudio de aplicaciones de medida de carga y capacidad, y medida de tensiones de bajo valor. Esta última sección incluye la descripción de las medidas de temperatura de alta exactitud que se realizan en aplicaciones diversas.

Para terminar se realiza una revisión de las técnicas de medida de bajas resistencias dando soluciones concretas para aplicaciones de medidas de resistividad de materiales conductores.

14.2. Medida de tensión en condiciones de alta impedancia.

14.2.1. Medidas de absorción dieléctrica en condensadores.

Usualmente los dipolos de las moléculas que componen un material dieléctrico no sometido a un campo eléctrico están orientados de modo aleatorio. Así por ejemplo, se espera que un condensador descargado y desconectado de su circuito tenga una tensión nula entre sus extremos. Sin embargo, lo que realmente ocurre es que parte de estos dipolos permanecen orientados, tras la aplicación de un campo eléctrico, observándose una tensión residual en bornes del condensador. Este fenómeno se denomina absorción dieléctrica y se puede expresar en tanto por cien de la tensión residual frente a la tensión de carga.

$$\% \text{ Absorción Dieléctrica} = \frac{\text{Tensión residual}}{\text{Tensión de carga}} \times 100 \% \quad (14.1)$$

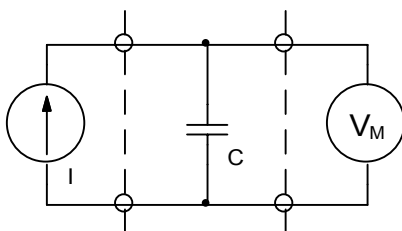


Figura 14.1. Medida de la absorción dieléctrica de un condensador mediante un SMU.

Para realizar su medida se puede utilizar un SMU configurado como fuente de corriente y medidor de tensión y conectado al condensador bajo ensayo como se muestra en la figura 14.1. El proceso de medida tiene tres fases bien diferenciadas:

- **Carga.** La fuente de corriente carga el condensador hasta un nivel prefijado que se mantiene durante un tiempo t_1 .
- **Descarga.** Se programa la fuente para descargar el condensador y mantenerlo a tensión 0V durante un tiempo t_2 .
- **Recuperación.** Se programa la fuente de corriente a 0 nA y se mide la tensión residual transcurrido un tiempo t_3 . En el diagrama de la figura 14.2 se muestra la forma de onda de tensión del condensador durante el proceso e medida. Se obtiene la absorción dieléctrica a través del cálculo $(V/V_R) \times 100$.

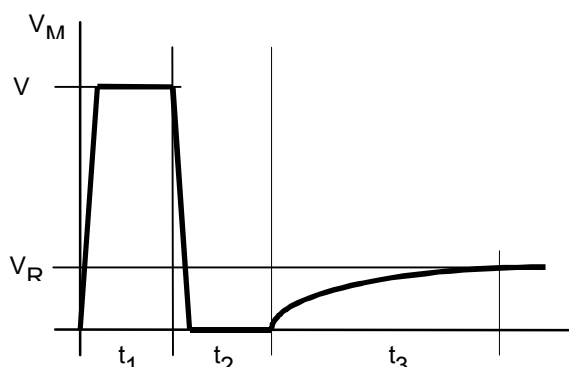


Figura 14.2. Evolución de la tensión del condensador.

También se puede realizar esta medida mediante un electrómetro y algunos componentes externos. En la figura 14.3 se muestra el circuito de medida de absorción dieléctrica mediante un electrómetro que dispone de una salida auxiliar fuente de tensión. Los conmutadores S_1 y S_2 se programan de modo que S_1 esté cerrado y S_2 abierto durante la carga, S_1 abierto y S_2 cerrado durante la descarga y S_1 y S_2 abiertos durante la fase de recuperación. R_1 permite fijar la corriente de carga y R_2 la de descarga.

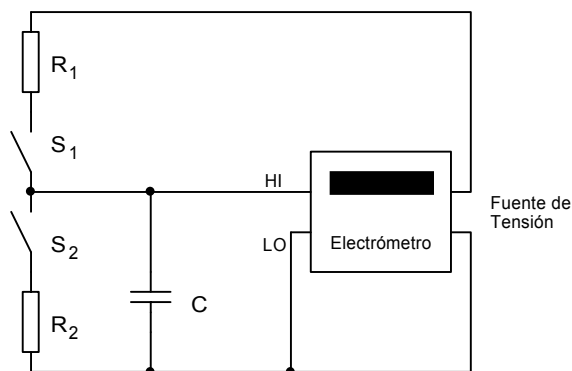


Figura 14.3. Medida de la absorción dieléctrica de un condensador mediante un electrómetro.

14.2.2. Mediciones electroquímicas.

Normalmente las medidas electroquímicas se realizan con electrodos específicos sumergidos en disoluciones cuya concentración iónica, conductividad, o grado de acidez o alcalinidad (pH) se quiere medir. Son medidas de tensión en condiciones de alta impedancia

realizadas con electrómetro o con SMU (fuente de corriente - medidor de tensión). En la figura 14.4 se observa la tensión de salida típica de un electrodo de medida de pH para temperatura de 25 °C. Esta medida se realiza sumergiendo dos electrodos (uno específico y otro de referencia) entre los cuales aparece una resistencia equivalente grande (de 10MΩ a 1GΩ) en serie con la fuente de tensión equivalente del conjunto solución-electrodos.

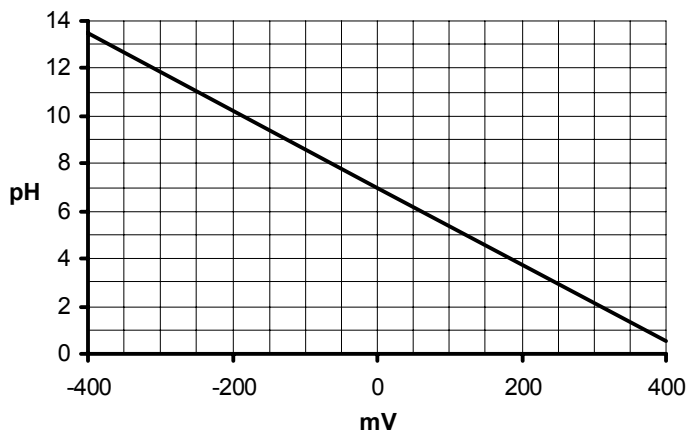


Figura 14.4. Medición del pH.

Para medidas de conductividad de soluciones se puede utilizar un SMU configurado como se indica en la figura 14.5.

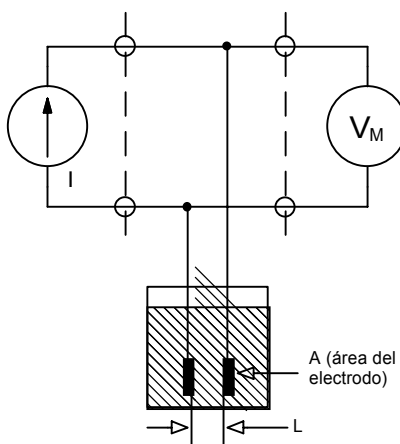


Figura 14.5. Medición de la conductividad de una solución.

En estas condiciones se determina la conductividad mediante la siguiente expresión:

$$\sigma = \frac{L}{VA} \quad (14.2)$$

donde:

σ = Conductividad (Siemens/m).

A = Sección de la superficie de enfrentamiento de los electrodos (m²).

L = Distancia de separación de los electrodos (m).

Para mejorar la medida se debe de utilizar una corriente tan pequeña como sea posible y alternar la polaridad para prevenir la polarización de los electrodos.

14.3. Medida de baja corriente.

14.3.1. Medidas de corriente de pérdidas en condensadores.

Una de las características relevantes de un condensador es su resistencia de pérdidas que se representa, dentro del circuito equivalente del condensador real, en paralelo con el resto. Esta resistencia es la responsable de la corriente de pérdidas del condensador y está relacionada con la calidad del dieléctrico del condensador. Por ello también se denomina resistencia de aislamiento. En la figura 14.6 se muestra un diagrama del correspondiente circuito de medida de estas pérdidas utilizando SMU o equivalente (electrómetro y fuente de tensión).

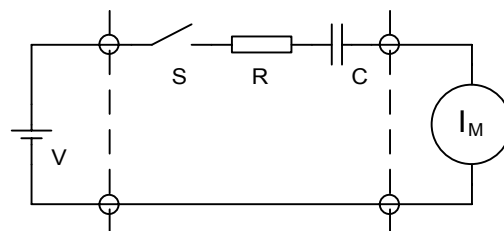


Figura 14.6. Medición de la corriente de pérdidas en condensadores.

C es el condensador bajo ensayo. La misión de R es doble: por un lado permite limitar la corriente de carga y por otro limita el aumento de la ganancia de alterna del pico-amperímetro feedback para así reducir el efecto del ruido sobre la medida. Un diseño razonable de R es tal que la constante de tiempo RC esté entre 0,5 y 2 segundos. El interruptor S se utiliza para referir temporalmente la medida. Una vez cerrado se determina un tiempo de espera suficiente ($>5RC$) y entonces se realiza la medida de la corriente I_M . El valor de la resistencia de pérdidas se determina mediante el cálculo V/I_M .

14.3.2. Mediciones de baja corriente en semiconductores.

Muchos de los parámetros descriptivos de semiconductores se obtienen mediante mediciones de baja corriente. Como ejemplo expondremos el método de medida de la corriente de pérdidas de un diodo. El circuito de medida es similar al utilizado en el caso anterior pero teniendo en cuenta que la resistencia equivalente de pérdidas puede no ser, en este caso, independiente de la tensión aplicada. Por lo tanto, se hace recomendable el uso de SMU que dispone de la capacidad de programación de su fuente de tensión. En la figura 14.7 se muestra el correspondiente circuito de medida.

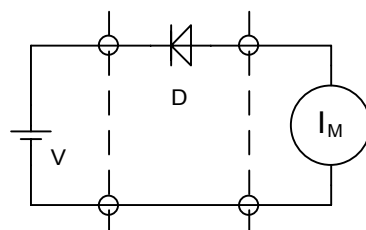


Figura 14.7. Medición de la corriente de pérdidas en diodos.

Para medir la corriente de pérdidas debe polarizar al diodo inversamente. Para prevenir interferencias electrostáticas se suele colocar el diodo en un soporte apantallado que además debe ser opaco a la luz, ya que las uniones diodo son fotosensibles. Variando adecuadamente el valor de la tensión del SMU se puede trazar la curva característica de pérdidas del diodo.

14.4. Medida de alta resistencia.

14.4.1. Medidas de resistividad de materiales aislantes.

Un material no conductor viene caracterizado por su resistividad tanto en su volumen como en su superficie. Para determinar la primera de ellas se puede construir un sistema de medida como el mostrado en la figura 14.8.

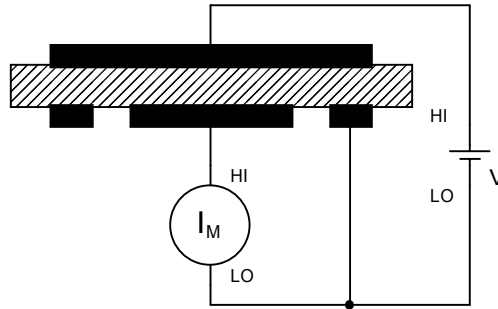


Figura 14.8. Medición de la resistividad en volumen.

El material bajo ensayo representado es una lámina plana cuya resistividad definida a través de su espesor viene dada por la siguiente expresión:

$$\rho = \frac{K_v V}{e I} \quad (14.3)$$

donde:

ρ = Resistividad en volumen (Ωm).

K_v = Constante del útil de medida basada en su geometría (m^{-1}).

V = Tensión aplicada (V).

e = Espesor de la lámina de material (m).

I = Corriente medida (A).

Los contactos del útil de medida más cercanos a los bordes de la lámina se consideran como guardas del circuito y se conectan al terminal LO para que las corrientes a través de las superficies de los bordes del material no pasen por el pico-amperímetro.

Para medir la resistividad superficial se deben hacer unas pequeñas variaciones en el circuito anterior tal y como muestra la figura 14.9. En este caso se mide la resistividad de la superficie inferior del material y el contacto superior del útil de medida se considera como guarda para que el pico-amperímetro no detecte las pérdidas a través del volumen del material.

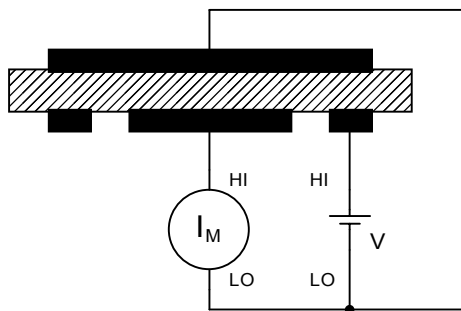


Figura 14.9. Medición de la resistividad superficial.

En este caso la resistividad superficial viene dada por la ecuación 14.4.

$$\sigma = \frac{K_s V}{I} \quad (14.4)$$

donde:

σ = Resistividad superficial (Ω).

K_s = Constante del útil de medida basada en su geometría (adimensional).

V = Tensión aplicada (V).

I = Corriente medida (A).

14.5. Medida de carga eléctrica.

14.5.1. Medidas de capacidad.

Para realizar medidas de capacidad se puede utilizar el circuito de la figura 14.10 donde la fuente de tensión V debe ser programable (por ejemplo un SMU configurado como fuente de tensión).

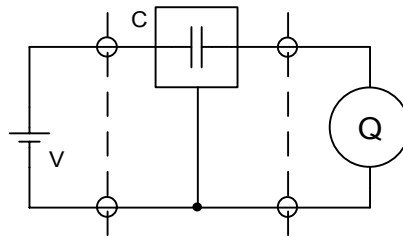


Figura 14.10. Medida de capacidad con coulombímetro.

Si provocamos un salto de tensión en la fuente desde V_1 a V_2 , el valor del cambio de carga $Q_2 - Q_1$ medida por el coulombímetro será:

$$Q_2 - Q_1 = C(V_2 - V_1) \quad (14.5)$$

de donde resulta inmediato despejar el valor de la capacidad del condensador C . Para evitar interferencias electrostáticas durante la medida el condensador se suele situar en el interior de una caja apantallada conectada al terminal LO.

14.5.2. Medidas de muy baja corriente.

Es posible utilizar coulombímetros para realizar medidas de muy baja corriente. Para ello se puede construir un circuito de medida como el mostrado en la figura 14.11.

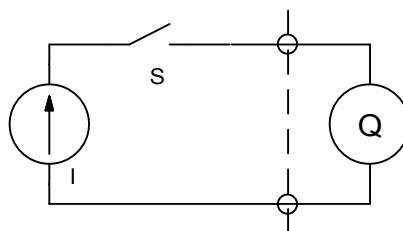


Figura 14.11. Medida de corriente con coulombímetro.

Se puede demostrar fácilmente que el cambio de carga medida por el coulombímetro en función de la corriente de entrada y del tiempo que permanece cerrado el conmutador S (ver apartado 11.5.3) viene dada por la siguiente expresión:

$$I = \frac{C \Delta V}{\Delta t} = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \quad (14.6)$$

Para un tiempo de un segundo la lectura de la medida del cambio de carga es igual que la corriente de entrada.

14.6. Medida de baja tensión.

14.6.1. Medidas de temperatura de alta resolución.

Los termistores y los termoacopladores (o termopares) son los elementos sensores más ampliamente utilizados para realizar medidas de temperatura. Ambos tienen una linealidad y exactitud similares pero el termistor requiere excitación eléctrica externa mientras que el termoacoplador no (genera tensión por efecto termoeléctrico). Por esta razón suele ser más habitual la elección de este último tipo de sensor en aplicaciones industriales o científicas. La medida de la temperatura se puede hacer directamente midiendo la tensión generada por el termoacoplador aplicando las técnicas ya estudiadas para minimizar el efecto de los offset o tensiones generadas causantes de error.

Existen diversos tipos de termoacopladores cada uno de ellos construido con un determinado par de materiales y con un rango de temperaturas y una sensibilidad dada. En la tabla siguiente se muestran las características básicas de los termoacopladores de uso más frecuente.

Termoacoplador	T	J	K
Par de materiales	Cobre/Constantan (1)	Hierro/Constantan	Níquel-cromo/Alumel (2)
Rango de temperatura	-150 °C ÷ 350 °C	0 °C ÷ 700 °C	0 °C ÷ 1200 °C
Sensibilidad	40 µV/°C	50 µV/°C	40 µV/°C

(1) Constantan es una aleación de cobre y níquel.

(2) Alumel es una aleación de níquel y aluminio.

Tabla 14.1. Características de los termoacopladores.

14.7. Medida de baja resistencia.

14.7.1. Medidas de resistividad de materiales conductores.

En la figura 14.12 se muestra el esquema correspondiente a la medida de resistividad de materiales metálicos. Mediante una fuente de corriente y un medidor de tensión (los de un SMU por ejemplo) conectados como indica la figura.

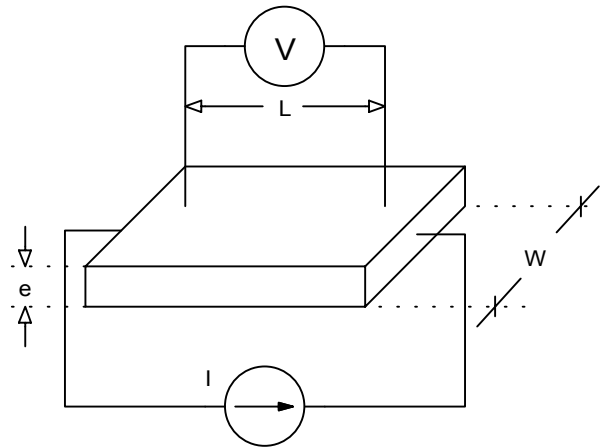


Figura 14.12. Medida de resistividad de una pieza metálica.

Se puede obtener el valor de la resistividad utilizando la siguiente expresión:

$$\rho = \frac{V A}{I L} \quad (14.7)$$

donde:

- ρ = Resistividad en volumen (Ωm).
- V = Tensión aplicada (V).
- I = Corriente medida (A).
- A = Sección que atraviesa la corriente ($e \times W$) (m^2).
- L = Distancia entre las puntas de contacto del voltímetro (m).

14.8. Bibliografía.

- [1] “Low Level Measurements”, 5ª edición. Keithley.

15. INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL

15.1. Introducción.

Este tema desarrolla las tecnologías asociadas a la instrumentación virtual. Comenzando con la introducción, conceptos y definiciones básicas, se tratará especialmente el bus de instrumentación IEEE-488 (GPIB) para realizar la comunicación de un equipo electrónico individual a un ordenador o para implementar sistemas de instrumentación, dedicando especial atención a las diferentes líneas definidas en el estándar y a las especificaciones del mismo.

Inicialmente se introducen las diversas posibilidades existentes en el mercado de programación de instrumentos virtuales y se presentan y describen de modo básico el software LabVIEW y el HP-VEE. El estudio más profundo de la programación de instrumentos virtuales se realizará en las correspondientes sesiones prácticas del laboratorio de esta asignatura.

15.2. Introducción a la instrumentación virtual.

Muchas veces la realización de una medida requiere la intervención de varios equipos e instrumentos electrónicos; unos generan estímulos sobre el dispositivo que se pretende medir, y otros recogen la respuesta a estos estímulos. Este conjunto de instrumentos que hace posible la realización de la medida, recibe el nombre de sistema de instrumentación IS (Instrumentation System). Todo sistema de instrumentación consta de unos equipos, un sistema de interconexión de éstos y un controlador inteligente que gestiona el funcionamiento de todo el sistema y da las órdenes para que una medida se realice correctamente.

La utilización manual de instrumentos para realizar medidas es prácticamente un hecho aislado, sólo en los procesos de investigación y desarrollo de nuevos prototipos, o en entornos docentes es una práctica habitual. A nivel industrial las medidas para el control de un determinado proceso, las pruebas funcionales sobre un equipo o el control de calidad de la producción se realizan de manera automática. La automatización de las medidas requiere que los equipos gocen de un cierto grado de inteligencia para que puedan ser gobernados por un controlador que se comunica con los instrumentos a través de un BUS de instrumentación (GPIB, VXI, RS232...). En la figura 15.1 se muestra el ejemplo de un IS.

Un instrumento virtual consiste en uno o varios ordenadores tipo personal o workstation (de entorno industrial o doméstico) equipados con un software específico, equipos electrónicos tradicionales o tarjetas hardware con drivers apropiados, el equipo bajo ensayo y los sensores, sondas o actuadores necesarios para intercambiar información con él. Los instrumentos virtuales representan un cambio esencial sobre los sistemas de instrumentación tradicionales hasta otros en los que se aprovecha la potencia de la informática y la capacidad de conectividad de los ordenadores actuales. Con los instrumentos virtuales, ingenieros y científicos pueden configurar sistemas de instrumentación que satisfacen sus necesidades exactamente (user-defined) en lugar de estar limitados por las prestaciones de los equipos electrónicos tradicionales (vendor-defined). El software es una de las piedras angulares de un sistema de instrumentación virtual.

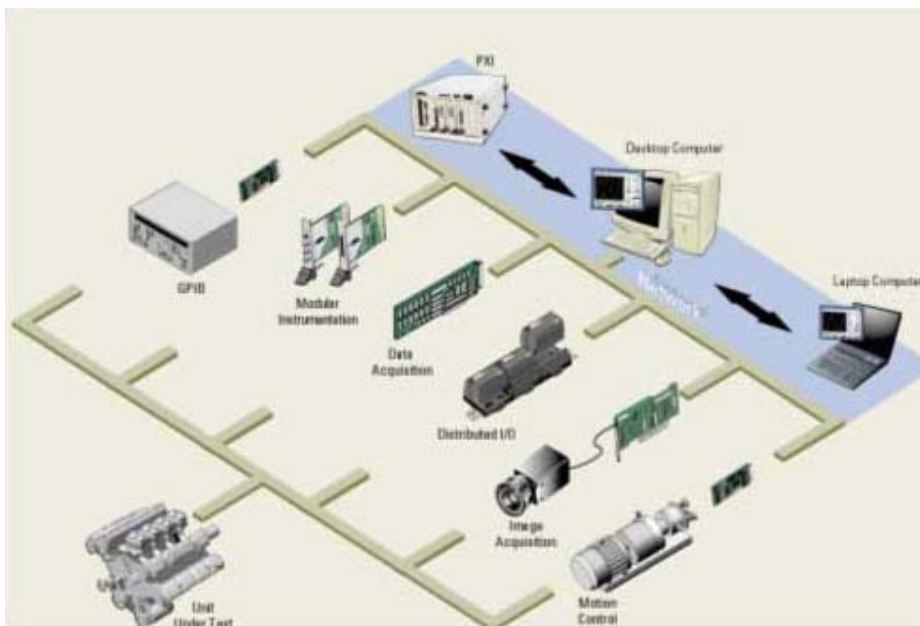


Figura 15.1. Ejemplo de sistema de instrumentación.

Actualmente existen diversas aplicaciones en el mercado de entre las que cabe destacar LabVIEW de National Instruments y HP-VEE de Agilent Technologies (antigua HP). Todas ellas se caracterizan por basarse en lenguajes de la programación gráfica (visual).

La palabra LabView está formada por las iniciales de **L**aboratory **V**irtual **I**nstrument **E**ngineering **W**orkbench. Es un entorno gráfico para el desarrollo de aplicaciones en el campo de la instrumentación, desde la adquisición de datos hasta el control remoto de equipos electrónicos. El entorno dispone de librerías matemáticas, para el análisis de datos y de los drivers de control de la mayoría de equipos existentes.

HP-VEE es otra aplicación análoga menos extendida pero de similar potencia para la generación de VI. La palabra HPVEE corresponde al acrónimo de **H**ewlett-**P**ackard's **V**isual **E**ngineering **E**nvironment.

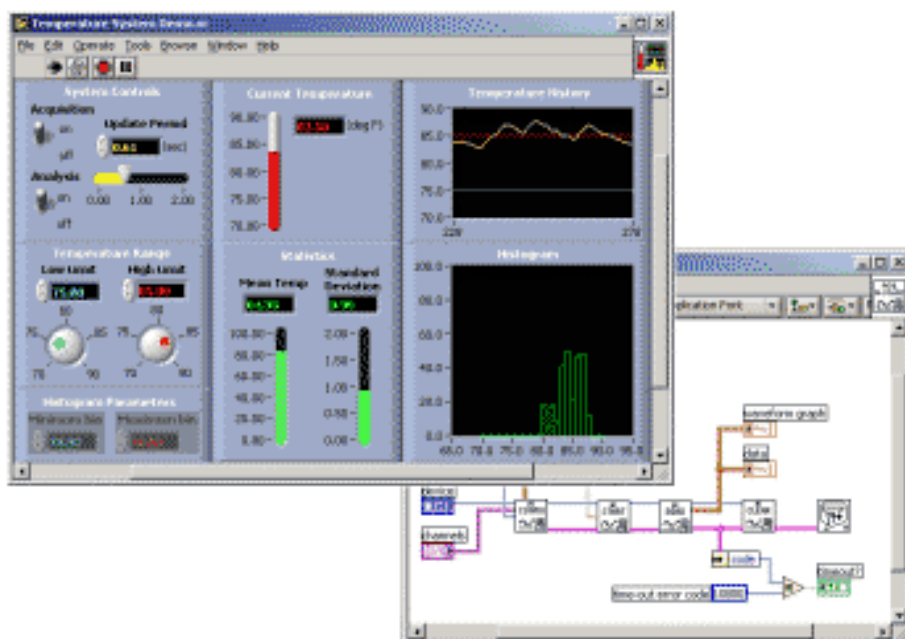


Figura 15.2. Panel frontal y el diagrama de bloques de un programa de VI.

En general, un programa de VI consta de dos partes bien diferenciadas, el Panel Frontal (Front Panel) y el Diagrama de Bloques (Block Diagram). El panel frontal es la interface del programa con el usuario, en él están representadas todas las entradas y salidas del programa. Por analogía a un instrumento real, las entradas del panel frontal se llaman controles y las salidas indicadores. El diagrama de bloques es el código de programación escrito en lenguaje gráfico. Los distintos componentes del diagrama de bloques son los nodos del programa. Los componentes están interconectados unos con otros. Estas interconexiones definen el flujo de datos en el diagrama de bloques. La figura 15.2 muestra el panel frontal y el diagrama de bloques de un programa de VI.

15.3. Estudio del bus IEEE-488.

Como ya hemos visto, un sistema típico de VI está constituido por un conjunto de dispositivos capaces de comunicarse entre ellos y por un programa que controla dicha comunicación. El programa de control puede estar alojado en uno o varios de los dispositivos que forman el conjunto aunque, usualmente, el dispositivo que se encarga del control de un sistema de VI es un ordenador, mientras que los demás dispositivos suelen ser aparatos de medida (multímetros, osciloscopios, sensores, ...) y otros equipos (generadores de señal, fuentes de alimentación, controles de velocidad de motores, otros ordenadores, ...).

En un sistema como el del que disponemos en el laboratorio, el dispositivo de control es un ordenador personal. Tanto el ordenador como los diferentes dispositivos que vamos a interconectar están dotados de un hardware de comunicaciones denominado GPIB. La interconexión se realiza utilizando cables apantallados de 24 hilos acabados en ambos extremos con un conector doble macho-hembra. Este tipo de cable permite cablear los dispositivos usando una configuración lineal, una configuración en estrella o una combinación de ambas. La Fig. 15.3 muestra las configuraciones lineal y en estrella.

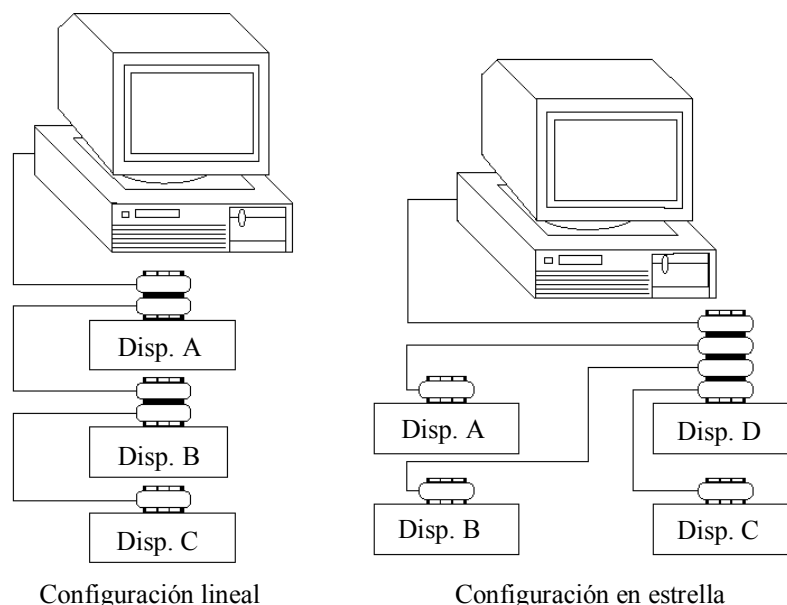


Figura 15.3. Configuraciones lineal y en estrella.

La Fig. 15.4 muestra un ejemplo de configuración con tarjetas múltiples. La tarjeta gpib0 comunica al ordenador con el voltímetro y la tarjeta gpib1 con el plotter y la impresora.

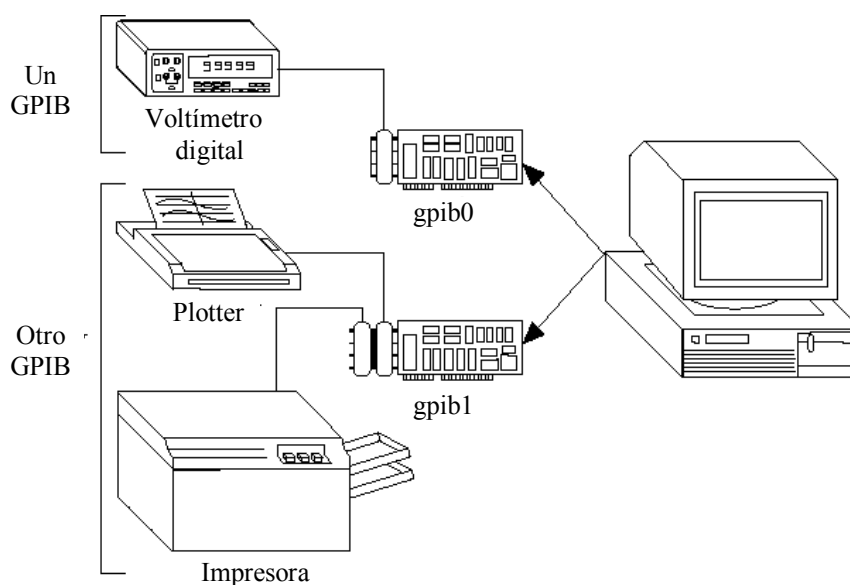


Figura 15.4. Ejemplo de configuración.

El bus GPIB ha sido diseñado para conseguir una velocidad de transmisión elevada y, si queremos no perder esta característica, se ha de limitar el número de dispositivos en el bus y la distancia física que separa a dichos dispositivos. Las siguientes restricciones son típicas:

- Una separación máxima de 4 m entre cualesquiera dos dispositivos, y una separación media de 2 m entre nodos del bus.
- Una longitud total de cable máxima de 20 m.
- Un máximo de 15 dispositivos conectados a cada bus, con, al menos, dos terceras partes en funcionamiento simultáneo.

Para obtener mejor velocidad se añaden las siguientes observaciones:

- Todos los dispositivos del sistema deben estar en funcionamiento simultáneamente.
- Las longitudes de los cables han de ser tan cortas como sea posible, con un máximo total de 15 m para cada bus.
- Debe de haber al menos la carga equivalente a un dispositivo por cada metro de cable.

En caso de que no se puedan mantener algunas de las anteriores restricciones siempre se puede recurrir a hardware adicional diseñado para expandir el bus y permitir aumentar las longitudes de los cables y el número de dispositivos interconectados.

15.3.1. Breve descripción del bus GPIB.

La norma estándar ANSI/IEEE Standard 488.1-1987, también conocida como General Purpose Interface Bus (GPIB), describe una interface estándar para comunicaciones entre instrumentos y controladores de varios fabricantes. Contiene información sobre las especificaciones eléctricas, mecánicas y funcionales. GPIB es una interface digital de comunicaciones de 8 bit en paralelo con velocidades de transmisión de datos de 1 Mbyte/s, que utiliza un handshake de tres hilos. El bus soporta un Controlador del Sistema, normalmente un ordenador, y hasta 14 instrumentos adicionales. La norma ANSI/IEEE Standard 488.2-1992 amplía a la IEEE 488.1 definiendo el protocolo de comunicaciones del

bus, un conjunto de códigos y formatos de datos comunes y un conjunto genérico de comandos para los dispositivos.

Los dispositivos GPIB pueden ser Talkers (emisores), Listeners (receptores) o Controllers (controladores). Un Talker envía mensajes, los Listeners los reciben y el Controller (normalmente un ordenador) organiza el flujo de la información por el bus. Este último es quien define los enlaces de la comunicación y envía comandos GPIB a los dispositivos. Algunos dispositivos son capaces de jugar más de un solo papel. Un voltímetro digital, por ejemplo, puede ser un Talker o un Listener. Si el sistema dispone de una tarjeta GPIB (como así ocurre en el laboratorio), ésta puede actuar como Talker, como Listener y como Controller.

Todos los dispositivos y tarjetas GPIB han de tener asignada una dirección GPIB única que los identifique. Esta dirección está formada por dos partes: una dirección primaria y una dirección secundaria opcional. La primaria es un número entre 0 y 30. El Controller usa esta dirección para formar una dirección talk (envío) o listen (recepción) que se envía por el bus GPIB al establecer comunicación con un dispositivo. Una dirección talk se forma activando el bit 6, el bit TA (Talk Active) de la dirección GPIB. Una dirección listen se forma activando el bit 5, el bit LA (Listen Active). Por ejemplo, si un dispositivo está en la dirección 1, el Controller envía hex 41 (dirección 1 con el bit 6 activado) para poner al dispositivo en el modo Talker. Como el Controller está, normalmente, en la dirección primaria 0, envía hex 20 (dirección 0 con el bit 5 activado) para convertirse a sí mismo en un Listener. La siguiente tabla muestra los bits de configuración de la dirección GPIB:

Posición del bit	7	6	5	4	3	2	1	0
Significado	0	TA	LA	Dirección primaria GPIB (de 0 a 30)				

Tabla 15.1. Bits de la dirección GPIB.

Los dispositivos se comunican por el bus enviando mensajes. Las líneas de señal transfieren esos mensajes a través de la interface GPIB. Estas líneas se distribuyen en 3 buses específicos: el bus de datos (data bus), el bus de establecimiento de comunicación (handshake bus) y el bus de control (management bus). El esquema de distribución de líneas del bus se muestra en la figura 15.5.

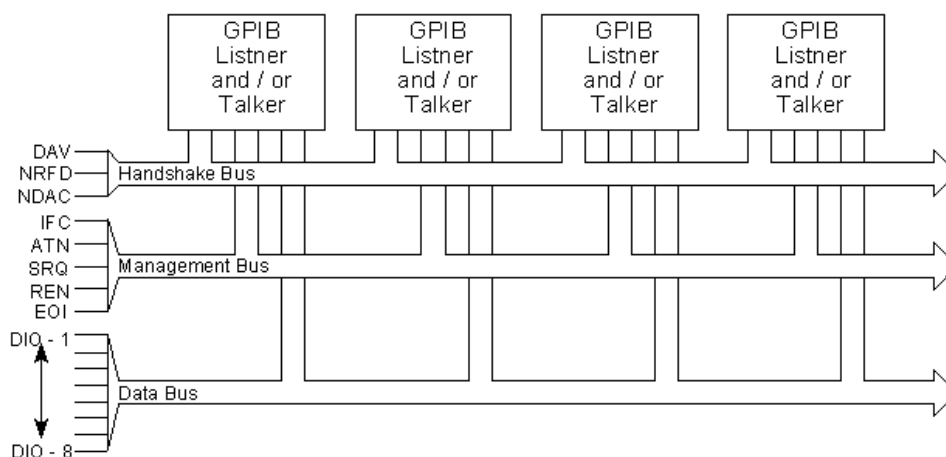


Figura 15.5. Estructura del bus GPIB.

Físicamente, el bus consta de 16 líneas de señal apantalladas (10 con retorno común y 6 pares trenzados con retorno individual). La figura 15.6 muestra la distribución de estas líneas en el conector estándar del bus GPIB.

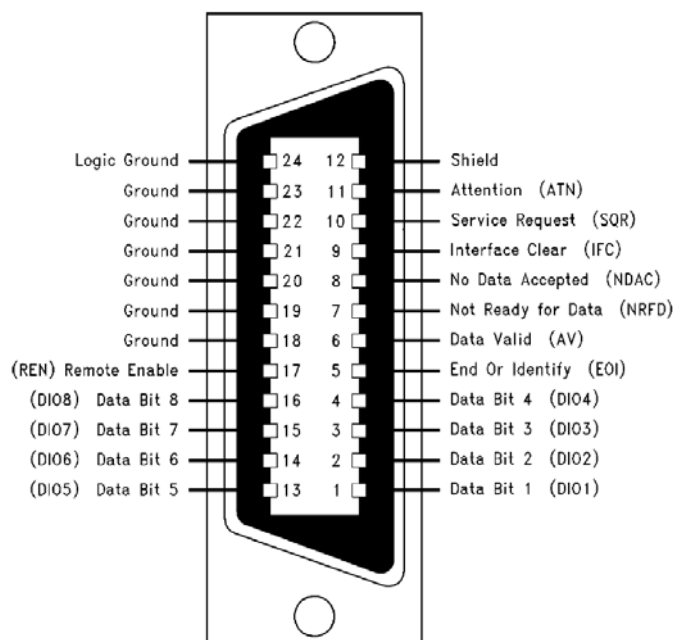


Figura 15.6. Distribución de las líneas en el conector estándar del bus GPIB.

Las ocho líneas de datos, DIO1 hasta DIO8, llevan mensajes con datos o comandos. Las tres líneas de handshake de hardware controlan de forma asíncrona la transferencia de mensajes entre dispositivos, garantizando la ausencia de errores en las líneas de transmisión de datos. La siguiente tabla muestra las líneas de handshake.

Línea	Descripción
NRFD (not ready for data)	El dispositivo receptor está/no está preparado para recibir un byte del mensaje. También se usa por el Talker para transferencias a alta velocidad.
NDAC (not data accepted)	El dispositivo receptor ha/no ha aceptado un byte del mensaje.
DAV (data valid)	El dispositivo emisor indica que las señales en las líneas de datos son estables (válidas).

Tabla 15.2. Líneas de “handshake bus”.

Por último, tenemos las cinco líneas del “management bus” que organizan el flujo de información a través del bus, que se muestran en la tabla siguiente.

Línea	Descripción
ATN (attention)	El Controller pone ATN a Verdadero cuando envía comandos y a Falso cuando envía datos.
IFC (interface clear)	El Controller configura la línea IFC para inicializar el bus.
REN (remote enable)	El Controller usa la línea REN para configurar los dispositivos en modo local o remoto.
SRQ (service request)	Cualquier dispositivo puede usar la línea SRQ para solicitar servicio del Controller de forma asíncrona.
EOI (end or identify)	Un Talker usa la línea EOI para marcar el final de un mensaje de datos. El Controller usa EOI cuando controla la identificación de los dispositivos del bus.

Tabla 15.3. Líneas de “management bus”.

15.4. Bibliografía.

- [1] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).
- [2] “LabVIEW 6i. Programación Gráfica para el Control de Instrumentos”. A. Mánuel. Paraninfo. Madrid, 2001. ISBN 84-238-2817-X.
- [3] National Instruments: <http://www.ni.com>.
- [4] Agilent: <http://www.agilent.com>.

16. DISEÑO DE EQUIPOS ELECTRÓNICOS

16.1. Introducción.

El diseño es primordial en la práctica de la ingeniería y por ese motivo en este tema centraremos nuestra atención en el diseño de los equipos electrónicos, desde la especificación de las necesidades del sistema a la construcción y evaluación de prototipos. Es conveniente resaltar la importancia fundamental que tienen los dominios involucrados en el proceso de diseño: el del usuario del equipo y el del fabricante o proveedor del mismo. El primero es el que utilizará el equipo, por lo que será el que establezca los diferentes requisitos que deberá verificar; el segundo será el que realizará las distintas tareas necesarias para que pueda fabricarse el sistema que verifique estos requisitos. La distinción entre estos dominios nos llevará a la definición de las etapas fundamentales de que consta el proceso de diseño: el establecimiento de las especificaciones, el diseño físico del sistema y la construcción y ensayo de los prototipos. Las especificaciones básicas que el equipo deberá cumplir se clasificarán como prestaciones (el equipo deberá realizar las funciones para las que ha sido diseñado), fiabilidad (deberá realizarlas durante un tiempo suficiente y unas condiciones determinadas) y coste (la fabricación del equipo será económicamente viable).

Centraremos a continuación nuestra atención en el diseño físico del equipo utilizando metodologías adecuadas. El método preferido es el top-down que permite dividir un proyecto de considerable magnitud en pequeños módulos cuyo diseño se aborda con mayor facilidad. Esta particularidad permite introducir un concepto de gran importancia en el diseño de equipos: la modularidad, por la que todo diseño tiene una organización distribuida consistente en muchas partes orgánicas conectadas entre sí. En esta lección se tratará también el diseño de los interfaces, que constituye un aspecto importantísimo del diseño de sistemas complejos, y el uso de sistemas computerizados como ayuda al diseño (CAD). Una vez realizado el diseño físico la siguiente fase consiste en la realización de prototipos y la ejecución de los ensayos que demuestren la conformidad del diseño, su fiabilidad y su seguridad. Se introducen técnicas de ensayo que serán ampliadas en el tema siguiente. Por último se dedicará un apartado especialmente dedicado a la generación de la documentación del diseño.

16.2. Proceso del diseño.

Comenzaremos por dar una definición de diseño: *“Proceso de selección de alternativas que se convierten en resultado específico que permite realizar una tarea que verifica una serie de requisitos”*. Para realizar un diseño se parte de conocimientos ya existentes procedentes de investigaciones anteriores. Por ello hay que distinguir entre proceso de diseño e investigación.

Durante el proceso de diseño se han de diferenciar las siguientes etapas o fases:

- **Fase conceptual** en la que se parte de una serie de especificaciones y se desarrolla una o varias ideas como inicio del diseño.
- **Diseño físico** en la que se selecciona y desarrolla una de las ideas iniciales dotándola de estructura y contenido de modo que se cumplan las especificaciones iniciales y atendiendo a adecuados criterios de calidad, fiabilidad, manufacturabilidad, ergonomía y apariencia estética.

- **Construcción de prototipos** de acuerdo al diseño físico realizado.
- **Fase de ensayo** en donde los prototipos serán probados para verificar las especificaciones del diseño.

A continuación vamos a desarrollar el contenido y modo de ejecución de estas fases que componen el proceso de diseño.

16.2.1. Especificación de las necesidades.

La especificaciones básicas del diseño se construyen en base a los siguientes apartados:

- **Prestaciones.** Es el conjunto de especificaciones concretas establecidas directamente a partir de las necesidades que se pretende cubrir mediante el diseño. Se deben tener en cuenta también las especificaciones adicionales que implica el cumplimiento de la normativa que sea aplicable en cada caso.
- **Fiabilidad.** Se debe de especificar los parámetros correspondientes, que más tarde estudiaremos, relativos a la fiabilidad esperada del objeto del diseño. Esta definición dependerá fundamentalmente del tipo de mercado al que vaya destinado el diseño.
- **Seguridad.** Se añadirán todas aquellas especificaciones adicionales con las que se garantice el cumplimiento de la normativa de seguridad aplicable.
- **Coste.** Es una restricción muy importante cuando se trata de diseños industriales en los cuales se fija un coste máximo del proyecto de diseño que garantice la amortización de las inversiones.

16.2.2. Diseño físico.

16.2.2.1. Metodología.

En el esquema de la figura 16.1 se muestra el diagrama de flujo básico de las tareas que permiten realizar un diseño electrónico.

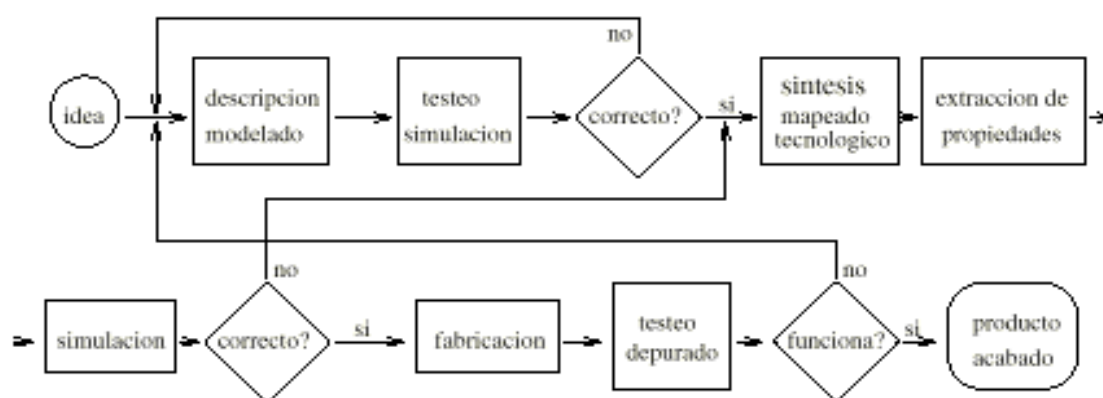


Figura 16.1. Flujo del diseño de equipos electrónicos.

Partiendo de la idea seleccionada en la fase conceptual, la metodología utilizada durante el diseño físico incluye la descripción y modelado del circuito y su ensayo mediante simulaciones o cálculos. El resultado satisfactorio de estos ensayos permite validar la idea y su primera aproximación física.

Posteriormente se realizan los trabajos de síntesis (selección final de circuitos y componentes) y trazado de esquemáticos. Como resultado se obtiene la segunda aproximación física de la cual se extraen las propiedades y prestaciones del diseño que deben coincidir o superar a las impuestas inicialmente y que se validan si los resultados de las simulaciones son correctas. En este punto acaba la fase de diseño físico que se completará mediante la fabricación y ensayo de los prototipos que estudiaremos en apartados siguientes.

Esta fase del diseño es, por norma general, la más laboriosa e importante y requiere para su ejecución de una metodología específica. Podemos distinguir dos metodologías básicas de diseño:

- **Diseño basado en la experiencia.** En muchas ocasiones se aborda el diseño de un equipo electrónico cuya estructura y especificaciones son similares a las de otros ya realizados previamente. El resultado del diseño es, por lo tanto, una modificación o mejora de los anteriores con el fin de adaptarlo a las nuevas especificaciones.
- **Diseño sistemático.** Este método de diseño consiste en aplicar determinadas reglas jerárquicas para establecer los flujos o procesos de diseño con las que obtener el producto deseado minimizando los costes y riesgos del diseño. Existen dos tipos de diseño sistemático que describimos a continuación.

Diseño bottom-up. El flujo del diseño arranca de los componentes o subcircuitos más básicos (bottom) hasta alcanzar el diseño completo (up). En la figura 16.2 se muestra un ejemplo del esquema que se sigue en un diseño bottom-up. Mediante esta metodología los diseñadores realizan sus trabajos basándose más en los elementos disponibles que en los que realmente requiere el diseño. Una vez elegidos los elementos básicos se pasa a agruparlos en bloques y así sucesivamente hasta alcanzar el diseño del sistema. Este método tiene como inconveniente fundamental que sólo es posible validar el diseño, comprobando el cumplimiento de todos los requerimientos, cuando éste ha concluido y se ha realizado.

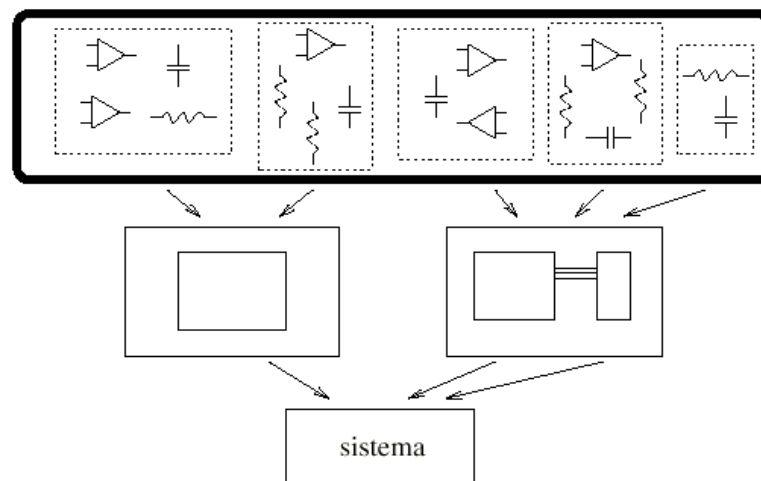


Figura 16.2. Método de diseño bottom-up.

Diseño top-down. El flujo del diseño se inicia planteando como único bloque el que corresponde al sistema completo (top) que va siendo dividido en subsistemas (down) cada vez menos complejos hasta alcanzar el diseño de los componentes o subcircuitos más básicos. En la figura 16.3 se muestra un ejemplo del esquema que se sigue en un diseño top-down.

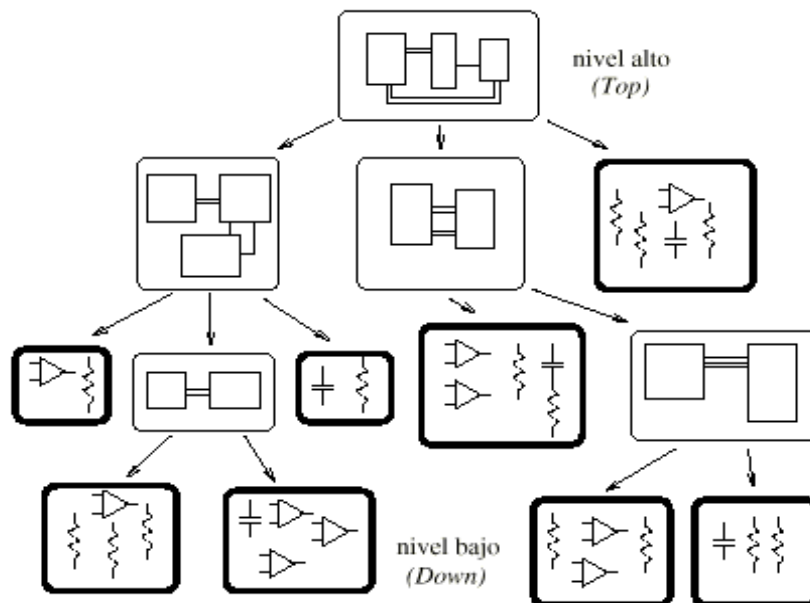


Figura 16.3. Método de diseño top-down.

Esta metodología permite ir desarrollando el diseño de modo que se asegure continuamente el cumplimiento de las especificaciones requeridas pudiéndose validar cada paso mediante simulaciones. Actualmente el método top-down se utiliza ampliamente para todo tipo de diseño y en especial para diseños digitales donde es incluso posible automatizar el proceso mediante herramientas adecuadas. La metodología top-down es la más efectiva puesto que se puede comprender fácilmente y se presta a la fácil generación de la documentación del diseño, a la repartición de tareas entre miembros de un equipo de trabajo y a la programación de los tiempos de ejecución de dichas tareas.

16.2.2.2. Modularidad.

La modularidad es, como ya se citó en la introducción de este tema, la cualidad de un diseño físico dotado de una organización distribuida consistente en muchas partes orgánicas conectadas entre sí. Cada una de estas partes se denomina módulo. El concepto de modularidad permite que el diseño sea fácilmente realizable, ejecutando el diseño, construcción y ensayo de cada módulo de modo individual, y actualizable, actuando únicamente sobre el módulo que requiera un proceso de rediseño. Además, el diseño con éxito de los módulos permite su utilización para nuevos proyectos.

16.2.2.3. Importancia de los interfaces.

El concepto de interface se aplica a los dispositivos, mecanismos y procedimientos de enlace, conexión y comunicación entre los diferentes elementos de un sistema. Como elementos del sistema debemos incluir a los módulos, los sistemas (máquinas) y los usuarios (hombre). De ahí que existan tres tipos básicos de interface:

- **Interface módulo/módulo.** Se debe realizar el diseño de los distintos módulos de modo que se garantice su compatibilidad, es decir, que los circuitos, conectores, tecnología, niveles de las señales y alimentaciones, características dinámicas, etc. permitan la interconectividad de los módulos. En situaciones especiales en las cuales se requiere que algunos módulos del diseño se puedan instalar “en caliente” (hot-plug), como por ejemplo las tarjetas PC-card de un ordenador o los módulos

rectificadores de una fuente de alimentación CC ininterrumpida, se ha de dedicar una especial atención al diseño de las interfaces correspondientes.

- **Interface máquina/máquina.** En la actualidad es poco usual que los equipos electrónicos trabajen aisladamente sino que lo normal es que formen parte de un sistema de instrumentación compuesto por diferentes equipos conectados entre sí. Por esta razón es muy importante que durante el proceso de diseño se incorporen al equipo dispositivos adecuados que permitan la comunicación con equipos de su entorno. Estos dispositivos constituyen los denominados interface máquina/máquina que deben concebirse atendiendo al cumplimiento de los estándares de comunicaciones actualmente vigentes (líneas analógicas con tensiones de control 0..10V o lazos de corriente 0..20mA o 4..20mA, líneas digitales de control entrada-salida, buses digitales RS232, RS485, CAN, o GPIB, buses inalámbricos como blue-tooth o puertos infrarrojos, etc.).
- **Interface hombre/máquina.** La mayoría de los equipos electrónicos requieren o pueden requerir de la presencia de un operador para su uso. En este caso la correcta utilización de los equipos depende del adecuado diseño de los interfaces hombre máquina. Este diseño debe de atender a dos conceptos básicos que son la accesibilidad y operatividad, mediante las cuales se garantiza el gobierno de los parámetros fundamentales de funcionamiento del equipo, y la ergonomía, que posibilita su uso eficaz.

16.2.2.4. Diseño asistido por ordenador. CAD.

En todo diseño es necesario, por no decir obligatorio, el uso de herramientas computerizadas de diseño. Esto añade muchas ventajas de entre las cuales podemos destacar las siguientes:

- Repetitividad del proceso de diseño ya que se utilizarán siempre las mismas técnicas y criterios.
- Mantenibilidad del diseño puesto que el uso de herramientas CAD facilita los procesos de actualización del diseño.
- Reducción de costes y plazos de ejecución.
- Facilidad de archivo de la documentación del diseño.
- Aumento de la fiabilidad del diseño ya que las herramientas de diseño asistido pueden ayudar a la detección de errores.
- Automatización o simplificación de determinadas tareas del diseño (análisis o cálculos, simulaciones, diseño esquemáticos, PCBs, partes eléctricas y cableados, partes mecánicas y sistemas de refrigeración, fabricación de prototipos (CAM), ensayos, planificación y seguimiento de proyectos, etc.).

Actualmente los lenguajes de descripción de hardware son esenciales para realizar el diseño de sistemas digitales. Entre ellos cabe destacar el VHDL (Very High Speed Hardware Description) que es un lenguaje orientado a la descripción o modelado de hardware, el cual hereda buena parte de los conceptos de los lenguajes de programación de alto nivel (C y Pascal) y especialmente del lenguaje EDA (Electronic Design Automation). El lenguaje VHDL-AMS (Analog and Mixed Signal), es un lenguaje de descripción de hardware para sistemas digitales, analógicos y mixtos, y representa una respuesta al creciente desarrollo de sistemas que incorporan señales analógicas de entrada salida y procesamiento digital. La incorporación de este lenguaje supone una clara reducción en los tiempos de diseño.

16.2.3. Construcción de prototipos.

Para comprobar el cumplimiento de las especificaciones de nuestro diseño es siempre necesario fabricar uno a varios prototipos que permitan realizar los ensayos pertinentes. El prototipo es el primer producto que surge como consecuencia del proceso de diseño físico.

Si los ensayos del prototipo dan un resultado negativo se deben tomar las acciones necesarias para resolver las desviaciones detectadas y fabricar un segundo prototipo repitiéndose este proceso tantas veces como sea necesario.

En algunos casos no es posible fabricar un prototipo de la misma “proporción” que el producto final, como ocurre, por ejemplo, en el diseño de grandes instalaciones o de equipos de muy alto coste. En este caso se debe tender a la fabricación de prototipos escalados o de las partes más críticas o conflictivas del producto final del diseño.

Uno de los factores más importantes que rige el proceso de fabricación de los prototipos es su tiempo de ejecución con el objeto de no incorporar grandes retrasos al proyecto del diseño. En la fabricación de prototipos el “plazo” prevalece sobre el “coste” por regla general.

En diseños que representan una gran innovación tecnológica suele ser habitual fabricar una serie de prototipos que son distribuidos entre determinados usuarios para detectar su futura aceptación dentro del correspondiente mercado. Estos son los a veces denominados productos “versión beta”.

Una vez validado por los ensayos, el prototipo debe ser convenientemente analizado para optimizar su proceso de fabricación en serie con el objeto fundamental de reducir sus costes de producción. Se ha de tener en cuenta que estos trabajos de “industrialización” no alteren en ningún caso características del prototipo que puedan llevar al no cumplimiento de las especificaciones.

16.2.4. Ensayo.

Es la última fase del proceso de diseño en la que se comprueba experimentalmente el cumplimiento de todas las especificaciones de partida. Mediante los ensayos se determinan las prestaciones reales del diseño que deben igualar o superar a las inicialmente planteadas. En el diseño de equipos electrónicos se deben realizar al menos los siguientes ensayos:

- Ensayos de conformidad para comprobar la adecuaciones de las prestaciones del prototipo.
- Ensayos en la peor condición para conocer los límites del funcionamiento del diseño.
- Ensayos ambientales para conocer el efecto sobre el equipo de los factores ambientales (temperatura, vibración, polvo, lluvia, radiación solar, etc.).
- Ensayos de compatibilidad electromagnética realizando tanto ensayos de emisión como de inmunidad.
- Ensayos de seguridad para garantizar que nuestro diseño cumpla la normativa de seguridad vigente.
- Comprobación de las predicciones de fiabilidad mediante ensayos acelerados o ensayos burn-in.

En cualquier caso la realización de los ensayos debe de atender al cumplimiento de la normativa aplicable.

16.3. Calidad, fiabilidad y seguridad.

Se define **calidad** de modo general como el “conjunto de propiedades y características de un producto, proceso o servicio que le confieren su aptitud para satisfacer necesidades establecidas o implícitas”. Por lo tanto, un equipo electrónico es de calidad cuando su diseño logra la satisfacción del cliente o usuario. Para conseguirlo el diseño ha de reunir un conjunto de factores o cualidades de entre los cuales cabe destacar los siguientes:

- Funcionalidad, si cubre las necesidades del usuario.
- Coste, si el producto es competitivo.
- Mantenibilidad, si las operaciones de mantenimiento o reparación son escasas y fáciles.
- Utilidad, si el equipo es fácil de usar.
- Durabilidad, si el periodo anterior a la obsolescencia del diseño es suficientemente amplio.
- Fiabilidad, si el tiempo de vida útil (antes de averías) es alto.
- Seguridad, si cumple los estándares de seguridad vigentes.

De entre los anteriores factores los dos últimos son, sin duda, los más importantes. Por lo tanto, conviene recordar algunos conceptos referentes a la fiabilidad y la seguridad del diseño.

La **fiabilidad** $R(t)$ es la probabilidad de que un dispositivo funcione adecuadamente durante un período de tiempo dado t en su aplicación prevista y viene dada por la siguiente expresión:

$$R(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t) dt} \quad (16.1)$$

La tasa de fallos $\lambda(t)$ es el número de dispositivos o equipos que fallan por unidad de tiempo referido al número de ellos que sobrevive en el instante t o, expresado de forma más habitual, la velocidad de fallo de un dispositivo. En la figura siguiente se muestra la evolución temporal típica de la tasa de fallos de un equipo electrónico. Es la habitualmente denominada “curva bañera”.

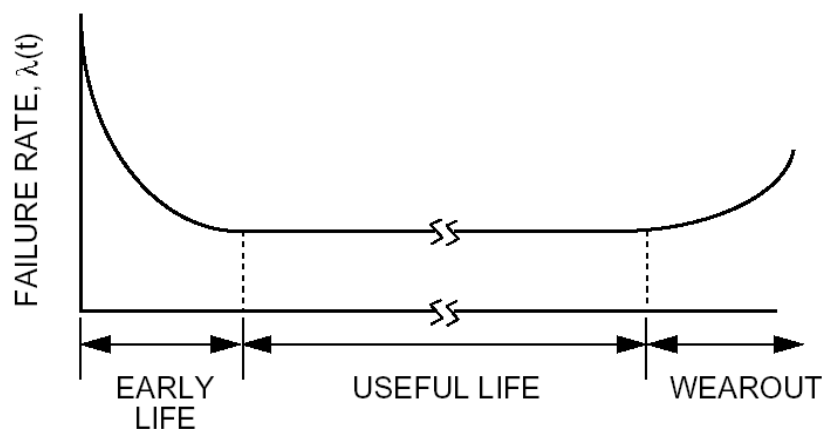


Figura 16.4. Evolución temporal de la tasa de fallos.

En esta curva se distinguen tres zonas:

- La zona de mortalidad infantil (early life). Esta zona está definida para un tiempo pequeño y en ella se observa un alto porcentaje de fallos debido a fallos de diseño o bien a falta de calidad en el proceso de fabricación.
- La zona de vida útil (useful life). En esta zona la tasa de fallo $\lambda(t)$ es aproximadamente constante. Los fallos que ocurren en esta zona se deben fundamentalmente a causas accidentales o aleatorias.
- La zona de envejecimiento (wear out). En esta zona el período de vida del componente o sistema termina y su tasa de fallos crece muy rápidamente debido al envejecimiento de los componentes cuya fiabilidad ha sido mermada por el desgaste de los mismos durante el período de funcionamiento del equipo.

Puesto que en zona de interés para la medida de la fiabilidad la tasa de fallos es constante $\lambda(t) = \lambda$ se cumple que:

$$R(t) = e^{-\lambda} \quad (16.2)$$

Usualmente el MTBF (Mean Time Between Failures) se utiliza como dato estadístico para la medida de la fiabilidad. Este término se puede definir como tiempo medio entre fallos. Estrictamente hablando, el MTBF solamente se aplica a aquellos componentes, sistemas o equipos capaces de ser reparados. Para elementos que no pueden ser reparados el concepto que se aplica es el MTTF (Mean Time To Failure) que representa el tiempo esperado para que un elemento falle. La expresión que permite el cálculo del MTBF es la siguiente:

$$MTBF = \int_0^{\infty} R(t) dt = \frac{1}{\lambda} \quad (16.3)$$

Su significado real se deduce sin más que sustituir t por $MTBF$ en la ecuación 16.2:

$$R(MTBF) = e^{-1} = 0,3678 \quad (16.4)$$

Es decir, el MTBF es un tiempo tal que el dispositivo de que se trate tiene una probabilidad de sobrevivir del 36,78%.

Si se trata de sistemas compuestos de varios dispositivos o equipos, la tasa de fallos total λ_T se calculará sumando las tasas de fallos de los n dispositivos que lo componen:

$$\lambda_T = \lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n \quad (16.5)$$

y por lo tanto, el MTBF del sistema será:

$$MTBF_T = \frac{1}{\lambda_T} = \frac{1}{\frac{1}{MTBF_1} + \frac{1}{MTBF_2} + \dots + \frac{1}{MTBF_n}} \quad (16.6)$$

En cuanto a la **seguridad** debemos garantizar que nuestro diseño cumpla la normativa de seguridad vigente. La norma EN 60950 es una de las que determina los procesos de ensayo de seguridad eléctrica. Se realizan ensayos y se verifican parámetros del equipo de modo que se garantice la seguridad del equipo y del usuario en términos concernientes a aislamiento y choques eléctricos, riesgos mecánicos, rigidez dieléctrica, resistencia al fuego, calentamiento, corrientes de fuga a tierra y circuitos de protección, funcionamiento anormal, grado de protección al polvo y a la penetración de agua (código IP), detalles de construcción segura, marcado, etiquetado, documentación e instrucciones de uso, etc.

Otro factor importante en cuanto a la calidad del diseño y relacionado en cierto modo con la seguridad es el referente a la compatibilidad electromagnética (EMC). Recordemos que

según la Directiva Comunitaria 89/336/CE todo diseño electrónico debe de certificarse de acuerdo a la normativa EMC aplicable tanto para emisión como para inmunidad. Con esto se pretende proteger a los sistemas, dispositivos o equipos cuyo funcionamiento perjudique o pueda ser perjudicado por dichas interferencias electromagnéticas. La obtención de este certificado junto con el de seguridad eléctrica permite realizar el marcado CE obligatorio para poder distribuir nuestro producto en el territorio de la Unión Europea.

16.4. Documentación del diseño.

A título informativo se da a continuación una serie de elementos que pueden formar parte de la documentación de un diseño electrónico.

- Especificaciones iniciales (cuaderno de cargas).
- Documentación del diseño físico.
 - Cálculos y simulaciones.
 - Planos y esquemáticos.
 - Referencias bibliográficas.
- Documentación del proyecto.
 - Estudio de viabilidad.
 - Planificación.
 - Presupuestos.
 - Plan de revisiones y verificaciones.
- Documentación de los ensayos.
 - Hojas de tomas de datos.
 - Curvas, gráficas, cronogramas, etc.
 - Informes de ensayo y certificaciones.
- Documentación de producción.
 - Listas de piezas.
 - Instrucciones de montaje y ensayo.
 - Documentación parcial específica del diseño físico.
- Documentación de mantenimiento.
 - Listas de repuesto.
 - Instrucciones de mantenimiento y reparación.
 - Documentación parcial específica del diseño físico.
- Documentación para el usuario.
 - Manual de usuario.
 - Manual de operación.
 - Documentación parcial específica del diseño físico.
- Documentación comercial.
 - Documentación promocional.
 - Listas de precios de coste y mantenimiento.
 - Disponibilidad del producto.

16.5. Bibliografía.

- [1] “Electronic Instrument Design”. K. R. Fowler. (Oxford University Press).
- [2] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).

17. CRITERIOS DE DISEÑO Y ENSAYO DE EQUIPOS ELECTRÓNICOS

17.1. Introducción.

Este tema se divide en dos bloques claramente diferenciados. En el primero de ellos se proporcionan los criterios básicos para el diseño de las principales partes que constituyen un equipo electrónico empezando por el diseño del circuito electrónico que constituye la base funcional del equipo. En este apartado se ofrece una guía práctica para el diseño de los circuitos de instrumentación, control y potencia, para el diseño de las placas de circuito impreso, y para la ubicación e interconexión de los distintos módulos del equipo. Posteriormente se estudia el diseño de las interfaces que son de gran importancia a la hora de asegurar la correcta comunicación del equipo diseñado con el usuario o con otros sistemas. En este apartado se revisan conceptos relacionados con la ergonomía y el diseño industrial, y se exponen normativas aplicables para la elección de componentes, colores, símbolos, etc. En los siguientes apartados se muestran criterios de diseño de los componentes no electrónicos del equipo. El diseño de las cajas o envoltentes es de gran importancia para conseguir una oportuna disposición de sus elementos componentes, garantizar una apropiada accesibilidad en labores de instalación y mantenimiento, dotar al equipo de un adecuado nivel de protección ante humedad, suciedad e impactos mecánicos y vibraciones, y asegurar un correcto blindaje y apantallamiento frente a radiaciones electromagnéticas. También se considera el diseño de los circuitos de refrigeración incluyendo criterios de selección e instalación de disipadores, ventiladores, sistemas de refrigeración de agua en circuito cerrado y acondicionadores de aire.

En el segundo bloque de esta lección se estudian las técnicas de ensayo que permiten demostrar la validez del diseño. El equipo diseñado debe ser conforme a las especificaciones inicialmente impuestas para lo cual se deben de llevar a cabo los denominados ensayos de conformidad. Se plantea la necesidad de la configuración de un banco de ensayo, lo más automatizado posible, compuesto por los instrumentos y equipos capaces de establecer las condiciones de trabajo exigidas y de realizar las mediciones pertinentes. Es necesario garantizar la conformidad del equipo incluso en condiciones extremas de operación para lo cual se deben proyectar ensayos especiales que demuestren la fiabilidad del equipo. Los ensayos de compatibilidad electromagnética y de seguridad eléctrica forman un conjunto de pruebas básicas a realizar durante el proceso de marcado CE que es obligatorio para poder comercializar el equipo diseñado en cualquier país de la Unión Europea.

17.2. Diseño de circuitos electrónicos.

En este apartado se van a ofrecer algunos criterios básicos de diseño de los sistemas electrónicos posiblemente integrados en un equipo electrónico.

17.2.1. Diseño de circuitos de instrumentación y control.

- Diseño con tolerancia a fallos.
- Aislar de fuentes de interferencia (sobretensiones, grandes dv/dt y di/dt , señales de alta frecuencia, etc.).
- Instalar protecciones ante ESD (Electro Static Discharge).
- Proteger de golpes, vibraciones y humedad.

- Prevenir esfuerzos mecánicos (flexión, torsión y tensión).
- Prevenir montaje incorrecto, cambios de polaridad, etc.
- Utilizar frecuencias y velocidades de conmutación tan bajas como sea posible.
- Filtrar mediante condensadores de desacoplo de baja inductancia y resistencia serie todos los CI.
- Utilizar planos de masa adecuados.
- Evitar conexiones de muy baja corriente.
- Evitar sobrecarga de salida de circuitos.
- Prevenir estados indefinidos en circuitos digitales.

17.2.2. Diseño de circuitos de potencia.

- Resistencias con $P_{\text{nominal}} \geq 2 P_{\text{máxima}} \text{ disipada}$.
- Tener en cuenta la tensión nominal de la resistencia. Conectar varias en serie si es necesario para disminuir la tensión aplicada.
- Condensadores con $V_{\text{nominal}} \geq 1,25 V_{\text{máxima}}$.
- Especial atención a la temperatura en los condensadores electrolíticos.
- Inductancias con $T_{\text{máxima}} \text{ núcleo} < 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$ y $T_{\text{máxima}} \text{ cobre} < 80 \text{ }^{\circ}\text{C}$.
- Prevenir vibraciones y apantallar radiaciones.
- Dispositivos activos conectados a la red $V_{\text{nominal}} \geq 2 V_{\text{máxima}} = 2\sqrt{2} V_{\text{ac máxima}}$.
- Dispositivos activos no conectados a la red $V_{\text{nominal}} \geq 1,5 V_{\text{máxima}}$.
- Temperatura de unión de semiconductores $T_{\text{jmax}} < 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$ (125 $^{\circ}\text{C}$ en diodos y tiristores de potencia).
- Diseñar la corriente máxima del componente activo en función de su capacidad de disipación térmica. La limitación de corriente es realmente una limitación térmica.
- Atención a procesos de envejecimiento prematuro (power cycling, thermal cycling).
- Diseñar el funcionamiento de sistemas críticos con redundancia y ciclado.
- Incluir filtros (EMI, LC) y dispositivos de protección y supresión (fusibles, varistores, etc.)

17.2.3. Diseño de circuitos impresos.

- Aislamiento. La distancia entre pistas viene dada por la diferencia de tensión que se pueda aplicar entre ellas. En la tabla 17.1 se da un criterio de diseño en función de diferentes valores de la tensión de aislamiento.

Internal Conductors			
Voltage between Conductors DC or AC Peak (volts)		Minimum Spacing Internal	
0 – 100		0.1 mm (4 mils)	
101 – 300		0.2 mm (8 mils)	
301 – 500		0.3 mm (12 mils)	
Greater than 500		0.0025 mm (1 mil) per volt	
External Conductors			
Voltage	Coated Boards (any elevation)	Uncoated (sea level to 10.000ft)	Uncoated (over 10.000ft)
0 – 50	0.13 mm (5 mils)	0.64 mm (25 mils)	0.64 mm (25 mils)
51 – 100	0.13 mm (5 mils)	0.64 mm (25 mils)	1.50 mm (60 mils)
101 – 150	0.40 mm (16 mils)	0.64 mm (25 mils)	3.18 mm (125 mils)
151 – 250	0.40 mm (16 mils)	1.27 mm (50 mils)	3.18 mm (125 mils)
251 – 500	0.75 mm (30 mils)	2.54 mm (100 mils)	12.7 mm (250 mils)
> 500	0.00305 mm (0.12 mils) per volt	0.005 mm (0.2 mils) per volt	0.0254 mm (1 mil) per volt

Tabla 17.1. Aislamiento entre pistas de un PCB.

- Capacidad de corriente de pistas. La capacidad de corriente depende de la sección de la pista. Como criterio general se puede diseñar con una capacidad de corriente de 3 A/mm^2 . Para realizar un diseño más detallado se deben utilizar las gráficas de la figura 17.1. Se dan por separado los criterios de diseño para pistas de las caras externas del PCB (gráfico superior) y para las internas (gráfico inferior). El gráfico central permite calcular la sección útil de una pista en función de su anchura y espesor. Se ha de tener en cuenta que $1 \text{ mil} = 25,4 \cdot 10^{-6} \text{ m}$, o lo que es lo mismo, $1 \text{ mm} \approx 40 \text{ mils}$.

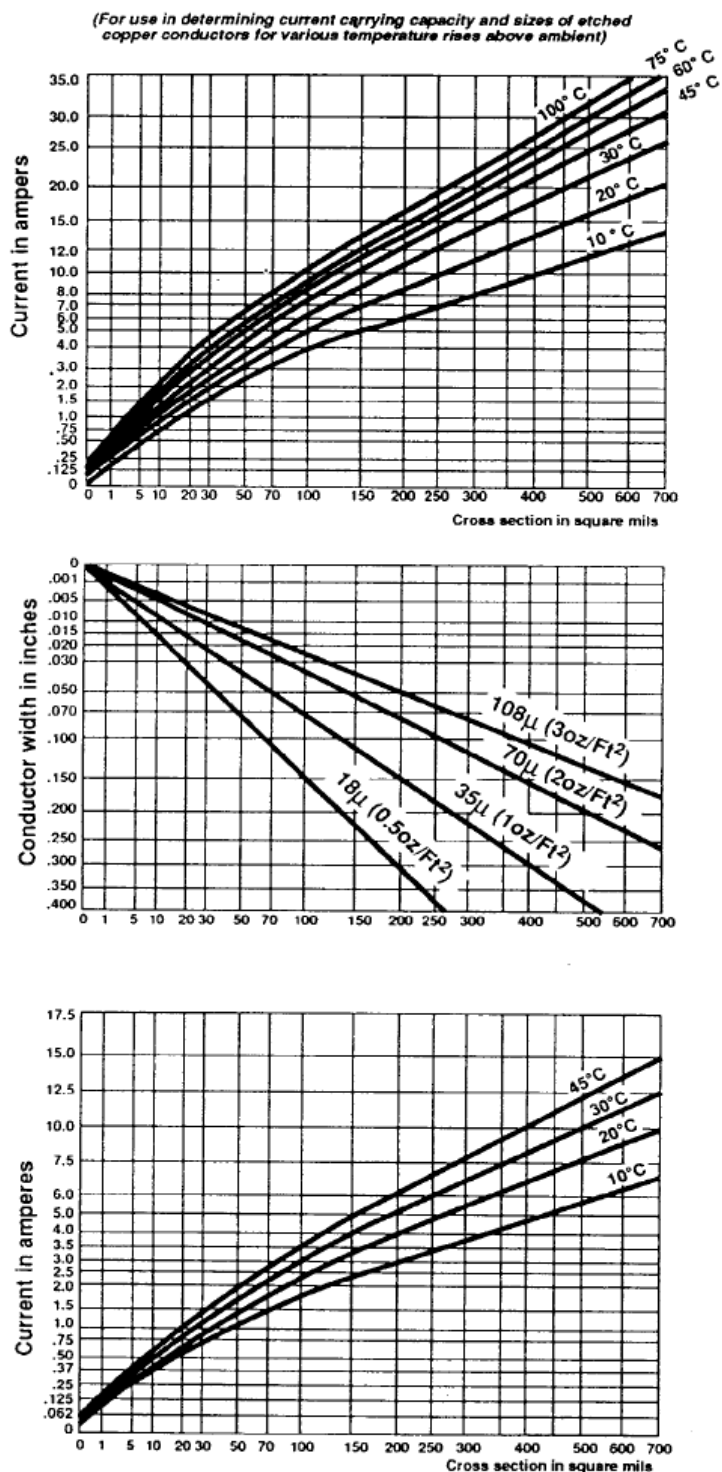


Figura 17.1. Capacidad de corriente de las pistas de un PCB.

- Calentamiento y disipación térmica. En la figura anterior se puede comprobar que la capacidad de corriente está en función de la diferencia temperatura entre la pista y el ambiente. Tener en cuenta esta reducción a la hora de realizar diseños de PCB con calentamiento apreciable. Por otro lado, es conveniente ubicar las pistas y componentes calientes en zonas del PCB donde el efecto del calentamiento sea menos crítico (partes mejor ventiladas, de menos densidad de componentes, etc.).
- Accesibilidad a componentes en montaje, ensayo y reparación.
- Correcta identificación de componentes (referencia, polaridad, etc.).
- Adecuado dimensionamiento de número de capas, espesor de cobre, calidad y espesor del soporte aislante, acabado de pistas y puntos de soldaduras.
- Adecuado criterio de la superficie de cobre del pad (60%) y su taladro (40%) respecto al tamaño total del pad.
- Realizar planos de masa siempre que sea posible.
- Inductancia mínima de los bucles de corriente alterna.

17.2.4. Diseño del layout.

- Atender a criterios que minimicen la inductancia y resistencia de las pistas o cables.
- Situar los componentes de modo que se minimice la longitud y complejidad de sus conexiones.
- Disponer los conectores y los terminales de conexión o test con suficiente accesibilidad.
- No conectar más de un cable por terminal.
- Concentrar los nodos de conexión en zonas específicas del equipo de fácil acceso.
- Evitar vibraciones u otros esfuerzos mecánicos en dispositivos y cableados.
- Realizar una completa y correcta identificación de componentes y conductores.
- Utilización de un código de colores estándar para el cableado.
- Agrupar los cables en mazos o canales con un radio de curvatura mayor que 10 veces el diámetro de cable o mazo.
- En general se deben separar los cableados de potencia de los de control.
- Dejar cable sobrante de 8 a 10 cm en el interior de las canales.
- Elegir las secciones de los cables en función de su capacidad de corriente según tablas 17.2. y 17.3 (Reglamento de baja tensión, RBT).

Sección nominal mm ²	1 terno de cables unipolares (1)					1 cable tripolar o tetrapolar					2 cables unipolares				1 cable bipolar				
	TIPO DE AISLAMIENTO																		
	V	B	D	R	P	V	B	D	R	P	V	B	D	R	V	B	D	R	
1,5	16	18	18	18	30	15	17	17	17	15	22	25	27	27	20	23	25	25	
2,5	22	25	26	26	38	21	24	25	25	18	30	34	36	36	26	30	33	33	
4	30	34	35	35	48	28	32	34	34	25	40	45	48	48	35	40	44	44	
6	38	44	45	46	62	36	41	43	44	35	50	60	64	64	45	55	58	58	
10	53	61	62	64	80	50	57	60	61	50	70	80	85	85	65	75	79	79	
16	71	81	83	86	102	65	75	80	82	70	95	105	115	115	85	95	103	103	
25	96	110	115	120	130	87	100	105	110	90	125	145	155	155	115	130	138	138	
35	115	135	140	145	160	105	120	130	135	110	155	175	190	190	140	160	170	170	
50	145	165	175	180	195	130	150	160	165	140	185	210	225	225	165	190	200	200	
70	185	215	225	230	250	165	190	200	210	180	230	265	280	285	205	240	255	255	
95	235	270	280	285	305	205	235	250	260	220	285	325	345	350	255	295	310	310	
120	275	315	325	335	350	240	275	290	300	250	330	380	400	405	295	345	360	360	
150	315	360	375	385	410	275	315	335	350	295	375	430	455	465	340	390	410	415	
185	365	420	440	450	465	315	365	385	400	335	430	490	525	535	390	450	475	485	
240	435	490	515	535	530	370	435	460	475	380	505	580	615	630	460	530	560	565	
300	500	570	595	615	605	425	495	520	545	440	580	670	710	730	535	615	650	660	
400	585	660	700	720	675	495	575	610	645	500	665	770	815	840	620	715	760	770	
500	665	760	800	825	745	—	—	—	—	—	760	865	915	950	—	—	—	—	
630	765	870	915	950	810	—	—	—	—	—	880	1015	1080	1100	—	—	—	—	
800	—	—	—	—	875	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
1.000	—	—	—	—	925	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	

Tabla 17.2. Capacidad de corriente de cables de cobre aislados.

V = Policloruro de vinilo (PVC).

B = Goma butílica (butil).

D = Etileno - propileno.

R = Polietileno reticulado.

P = Papel impregnado.

Tipo de aislamiento	Temperatura °C								
	10	15	20	25	30	35	40	45	50
V	1,33	1,28	1,23	1,18	1,12	1,06	1,00	0,93	0,86
B	1,30	1,25	1,20	1,15	1,11	1,05	1,00	0,94	0,88
D	1,26	1,22	1,18	1,14	1,10	1,05	1,00	0,95	0,90
R	1,26	1,22	1,18	1,14	1,10	1,05	1,00	0,95	0,90
P	1,33	1,28	1,23	1,18	1,12	1,06	1,00	0,93	0,86

Tabla 17.3. Factor de corrección en función de la temperatura ambiente.

17.3. Diseño de Interfaces.

Para el diseño de cualquier tipo de interface es muy importante garantizar su seguridad, inmunidad y capacidad para lo cual se ha de realizar su diseño utilizando adecuados criterios de redundancia de líneas y circuitos, utilizando tecnologías robustas y rápidas con alto grado de rechazo al ruido, incluyendo aislamientos galvánicos, dispositivos de protección, etc. En el caso de los interfaces hombre-máquina se han de seguir los siguientes criterios de diseño:

- Accesibilidad: Modelo físico / mental adecuado que permita un acceso completo a los parámetros de funcionamiento.
- Operatividad (Utilidad).
 - Simplicidad en secuencia de controles o introducción de datos o expresiones.
 - Número mínimo de operaciones.
 - Inclusión de elementos de ayuda y rutinas de test.
 - Fácil aprendizaje de operación.
- Ergonomía: Compatibilidad física y mental con el usuario que haga eficaz el interface.
 - Antropometría compatible. Altura de controles 1÷1,6 m, altura de indicadores 1,5÷1,7 m.
 - Comodidad puesto de operación.
 - Iluminación suficiente.
 - Uso de iconos y avisos estándar.
- Imagen e impacto estético.
 - Diseño del interface que personalice el producto.
 - Adecuado diseño de las dimensiones, rótulos y componentes.
 - Elección de formas y colores que aseguren la percepción de la información.
- Utilizar símbolos y elementos de señalización y mando estándar.
- Pulsadores, interruptores y conmutadores.
 - Marcha (start):
 - color verde.
 - perfil empotrado o con llave.
 - función única en controles local / remoto.
 - circuito normalmente abierto.
 - Paro (stop):
 - color rojo.
 - perfil saliente.
 - función múltiple en controles local / remoto.

- circuito normalmente cerrado.
 - Rearme (reset).
 - color negro o azul.
 - perfil empotrado o con llave.
 - función única en controles local / remoto.
 - circuito normalmente abierto.
- Paro de emergencia.
 - color rojo con fondo amarillo.
 - perfil saliente con enclavamiento. Restitución manual o con llave.
 - función múltiple en controles local / remoto.
 - circuito normalmente cerrado con redundancia.
- Selección de modo.
 - color negro, azul o amarillo.
 - perfil empotrado o con llave.
 - función única en controles local / remoto.
 - circuito normalmente abierto.
- Pilotos o indicadores.
 - Indicador de red: color verde.
 - Preparado: color verde.
 - Marcha (on): color verde o amarillo.
 - Paro (off) o fallo: color rojo.
 - Modo de funcionamiento: color amarillo o azul.
- Prevenir errores de polarización de conectores.
- Utilizar preferiblemente transmisiones por corriente.

17.4. Diseño de cajas y envoltentes.

A la hora de realizar la envoltente de nuestro diseño el primer requisito exigible es la manufacturabilidad, es decir, que la caja diseñada se pueda construir con suficiente facilidad y repetitividad. Para ello se debe de seguir los siguiente criterios:

- Utilizar medidas estándar (rack 19'', armarios de 500x600mm).
- Facilitar el montaje mediante:
 - Número reducido de partes y accesorios.
 - Partes intercambiables.
 - Adaptación de partes comerciales.
 - Herramientas necesarias mínimas.
 - Ajustes y calibraciones mínimas.
- Utilizar preferiblemente cajas metálicas.
- Si la envoltente es de plástico, garantizar la doble protección y utilizar preferiblemente plásticos especiales EMC.
- Cuidar el diseño de rendijas y rejillas. Utilizar técnicas y materiales especiales para mitigar la emisión electromagnética (bonding).
- Procurar un diseño robusto y mecánicamente estable.
- Seguridad mecánica. No dejar partes punzantes o cortantes.
- Prevenir corrosión. Utilizar pinturas adecuadas o materiales nobles.
- Realizar una correcta distribución del peso de los componentes internos.
- Incluir elementos de anclaje y transporte adecuados.
- Tener en cuenta que el peso total del equipo está limitado en el caso de equipos manipulados o transportados a mano.

- Garantizar la accesibilidad al interior del equipo a través de puertas y paneles desmontables.

17.4.1. Grounding y shielding.

Existen fundamentalmente dos aspectos a tener en cuenta al realizar conexiones de tierra (grounding): la seguridad y la protección al ruido. En el primer aspecto se deben conectar las envolventes a tierra con conductores amarillo/verde de la mitad de la sección de los conductores principales pero siempre mayor o igual que $2,5 \text{ mm}^2$ (ver RBT). La tensión máxima de defecto a tierra (cuando hay fugas máximas a tierra) debe ser inferior a 50V.

En lo que se refiere al grounding como medio de protección al ruido hay que tener en cuenta los siguientes criterios:

- Minimizar bucles de masa.
- Utilizar conexiones de masa única.
- Utilizar planos de masa.

Respecto al apantallamiento y blindaje de los circuitos (shielding) hay que tener en cuenta lo siguiente:

- Utilizar cables trenzados ante perturbaciones de origen magnético.
- Utilizar cables apantallados ante perturbaciones de origen eléctrico.
- Realizar el cableado preferentemente con cables coaxiales o triaxiales con conectores que permitan terminaciones 360° .
- Utilizar envolventes metálicas de alta conductividad como el cobre (atenuación de campos eléctricos) y/o alta permeabilidad como el hierro (atenuación de campos magnéticos) según convenga.

17.4.2. Índices de Protección.

Existen dos índices que especifican el correspondiente grado de protección de un equipo. La norma EN 60529 define el índice de frente a polvo y humedad. Se deben indicar las siglas **IP** seguida de dos dígitos (IPXX) cuyos significados son los siguientes:

Dígito 1 (Protección contra el ingreso de sólidos).

- 0 Sin protección.
- 1 Contra sólidos mayores a 50 mm.
- 2 Contra sólidos mayores a 12 mm.
- 3 Contra sólidos mayores a 2,5 mm.
- 4 Contra sólidos mayores a 1 mm.
- 5 Contra la penetración del polvo.
- 6 Total contra la penetración del polvo.

Dígito 2 (Protección contra el ingreso de líquidos).

- 0 Sin protección.
- 1 Contra la caída vertical de las gotas de agua.
- 2 Contra la caída de gotas de hasta 15° de inclinación.
- 3 Contra la lluvia hasta 60° de inclinación.
- 4 Contra la proyección de agua en todas las direcciones.
- 5 Contra chorros de agua con presión de 0,3 bar a 3 m.
- 6 Contra la proyección de agua con presión de 1 bar a 3 m.

7 Contra la inmersión hasta 1 m.

8 Contra la inmersión prolongada (> 1 m) bajo presión .

La norma EN 50102 incluye la definición del índice de protección ante impacto mecánico. Se deben indicar las siglas **IK** seguidas de una cifra de dos dígitos (IKXX) cuyo significado es el siguiente:

Índice IK	IK00	IK01	IK02	IK03	IK04	IK05	IK06	IK07	IK08	IK09	IK10
Energía de impacto (J)	sin protección	0,15	0,2	0,33	0,5	0,7	1	2	5	10	20

. En algunos casos se integran ambos índices indicando la protección de impacto como tercer dígito del índice IP (IPXXX o IPXX(X)). Los ensayos de impacto se realizan golpeando al equipo mediante un martillo con mazos de poliamida (IK00..IK06) o acero (IK07..IK10) de masas y dimensiones especificadas. Para obtener más información al respecto consultar el anexo I de este capítulo.

17.5. Diseño de la refrigeración.

Existen diversos mecanismos físicos de disipación de calor que son:

- Conducción. A través de materiales conductores del calor.
- Convección. Debido a la circulación de fluidos de refrigeración.
- Radiación. Por emisión electromagnética.

La disipación de calor se realiza normalmente por una combinación de los dos primeros mecanismos. Usualmente la radiación no se tiene en cuenta.

Se pueden diferenciar los siguientes elementos de refrigeración:

- Fluidos gaseosos (normalmente aire).
- Fluidos líquidos (agua, aceite, etc.).

A la hora de diseñar la refrigeración de equipos electrónicos se han de tener en cuenta los siguientes criterios:

- Los disipadores refrigerados por aire tienen resistencias térmicas de 0,1 a 10 K/W.
- Los disipadores refrigerados por agua tienen resistencia térmicas de 0,001 a 0,1 K/W.
- Normalmente la refrigeración por agua mejora en un factor de 10 la refrigeración por aire.
- Se deben usar ventiladores de bajo ruido y alta fiabilidad.
- Es conveniente conmutar el funcionamiento o regular la velocidad de los ventiladores para aumentar su fiabilidad y la eficacia energética de la refrigeración.
- La dirección del flujo de aire debe elegirse adecuadamente. Por regla general el aire debe dirigirse hacia el exterior del equipo en el lado del ventilador. Si es posible se debe aumentar la presión diferencial del equipo respecto al ambiente.
- Diseñar las aperturas de entrada y salida y la posición de los ventiladores para provocar un fluido eficaz de refrigeración.
- En cualquier caso la sección de salida del aire debe ser mayor que la de la entrada.
- Los elementos de alta disipación térmica deben situarse cerca de los ventiladores y/o en la parte superior del equipo.
- Se han de evitar obstáculos a la circulación del aire de los elementos de mayor disipación.
- Usar filtros y rejillas en los ventiladores (filtros normalmente en la entrada del aire).

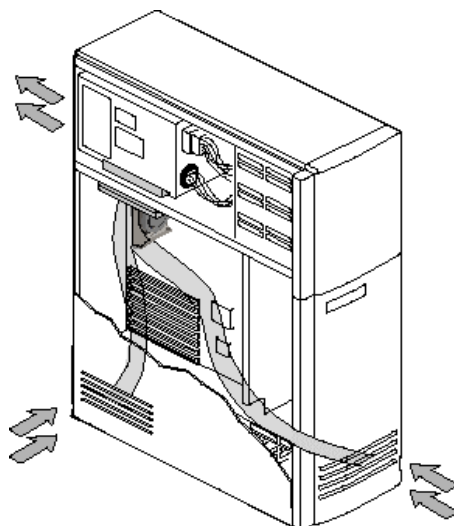


Figura 17.2. Diseño eficaz de la refrigeración de un equipo electrónico.

- Utilizar refrigeración por agua o intercambiadores agua/agua, agua/aire, aire/aire en armarios estancos.
- Utilizar sistemas de enfriamiento si es necesario (tropicalización).
- Prevenir la condensaciones de agua.
- Tener en cuenta los posibles goteos y fugas.
- Utilizar pastas de alta conductividad térmica para reducir la resistencia térmica de la unión carcasa/disipador de los componentes de potencia.

17.6. Diseño del software.

En aquellos equipos donde se ha de recurrir a la programación de parámetros de funcionamiento mediante un determinado software (equipos de instrumentación virtual, controles lógicos programables, temporizadores, programadores, etc.) se ha de recurrir a lenguajes estándar de alto nivel de fácil uso y aprendizaje.

17.7. Ensayos del prototipo.

17.7.1. Ensayos de conformidad.

Se realiza este tipo de ensayos para verificar el cumplimiento de las prestaciones del equipo. Son pruebas relacionadas con las especificaciones particulares impuestas al diseño del equipo. Para su verificación se utilizan normalmente equipos de ensayo de propósito general disponibles en un laboratorio típico de ingeniería electrónica. Para facilitar el ensayo se debe construir un banco de ensayo donde se dispone todo el material e instrumental necesario. Mediante técnicas de instrumentación virtual se puede automatizar el ensayo, la toma de datos y la confección de informes. Para estos ensayos no existe normativa genérica y el procedimiento de ensayo debe acordarse previamente con el cliente o usuario.

17.7.2. Ensayos ambientales.

Todos los equipos que fabricamos se encuentran sometidos a una combinación de factores ambientales, tanto inducidos (vibración, ruido acústico,...), como naturales (temperatura, polvo, lluvia, radiación solar,...) que condicionan el funcionamiento del equipo durante todo su ciclo de vida: almacenamiento, transporte y uso.

Los principales efectos provocados por los factores ambientales son los siguientes:

- **Temperatura elevada.** Degradación mecánica, aceleración de reacciones químicas, pérdida de viscosidad, evaporación, defecto de aislamiento, problemas de disipación del calor, etc.
- **Temperatura baja.** Congelación, degradación mecánica, defectos en sellados y adhesivos, condensación, etc.
- **Choque térmico.** Fisuras, cambios de textura, fugas, etc.
- **Humedad elevada.** Rotura física, defecto de aislamiento, corrosión, oxidación, etc.
- **Humedad baja.** Fragilización, fisuración, fallos mecánicos, etc.
- **Arena o polvo.** Efectos electrostáticos, fallos mecánicos, sobrecalentamiento, etc.
- **Clima salino.** Corrosión y envejecimiento.
- **Lluvia.** Deterioro de superficies, fisuras, erosión, fugas, etc.
- **Vibración y choque.** Ruido y resonancia, fatiga mecánica, interferencias, etc.

Por ello se debe someter a los equipos a ensayos que simulen diversos factores ambientales mediante cámaras climáticas, cámaras de choque térmico, cámaras de niebla salina, sistemas electrodinámicos para ensayos de vibración y choque, sonómetros, recintos para la realización de ensayos de grados de protección IP (polvo y lluvia), etc. La norma de referencia para la mayoría de estos ensayos es la EN 60080.

17.7.3. Ensayos de compatibilidad electromagnética.

A través de la Directiva Comunitaria 89/336/CEE relativa a EMC, se pretende proteger a los sistemas de comunicación, dispositivos o equipos cuyo funcionamiento pueda verse perjudicado por interferencias electromagnéticas, ya que pueden ocasionar tanto un riesgo en la seguridad de instalaciones y personas en caso de fallo del equipo, como un grave problema técnico y comercial para el fabricante.

Los ensayos de EMC se llevan cabo en cámaras semianecoicas (para ensayos de emisión e inmunidad radiadas) y cámaras apantalladas (para ensayos de emisión e inmunidad conducidas) mediante equipos de ensayo específicos. La normativa aplicable es muy amplia y depende del tipo de equipo bajo ensayo.

17.7.4. Ensayos de seguridad.

A través de la Directiva Comunitaria 73/23/CEE relativa a Baja Tensión, se pretende que los equipos que funcionen a tensión peligrosa (más de 75 Vcc ó 50 Vca), cubran los riesgos eléctricos, mecánicos, químicos, etc. que pudieran derivarse por el uso de material eléctrico. La Seguridad Eléctrica, está orientada a prevenir choques eléctricos, calentamientos, aristas cortantes, así como un posible mal funcionamiento del equipo. También se han de tener en cuentas las directivas DC 89/392/CEE de seguridad de máquinas, y las DC 97/263/CEE relativa a terminales de telecomunicación. Al igual que en los ensayos de EMC, la normativa de ensayo es diversa y depende del ámbito de aplicación del equipo.

Asimismo, es un aspecto, junto con EMC, a tener en cuenta en el proceso del Mercado CE, para poder comercializar los productos en cualquier país de la Unión Europea.

17.7.5. Ensayos de fiabilidad.

A continuación se presentan los ensayos típicos que se realizan para comprobar la fiabilidad del diseño.

Accelerated life testing (ALT). Se trata de un ensayo realizado con uno o varios prototipos que son sometidos a determinados ensayos en condiciones extremas (niveles mucho mayores que los especificados) con el objeto de causar fallos que permitan identificar errores de diseño. Los elementos causantes de fallo pueden ser rediseñados sobre la marcha para continuar el ensayo (Test, Analyze And Fix (TAAF)).

Accelerated stress testing (AST). Es un ensayo realizado en producción sobre una muestra significativa del producto (100% si es posible: ensayo unitario) con niveles de severidad no tan grandes como en los ensayos ALT (normalmente reducidos a la mitad). Su objetivo es detectar los fallos que causan la mortalidad infantil debidos a errores de montaje que quedarían ocultos en los ensayos de conformidad.

Burn-in. El Modelo de Arrhenius supone que la tasa de fallo es dependiente de la temperatura de operación del componente. Si la tasa de fallo es conocida a una temperatura T_0 , a T_1 la tasa de fallo se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$\lambda(T_1) = A_T \lambda(T_0)$$

donde A_T (factor de aceleración) viene dada por:

$$A_T = e^{\frac{E_a}{k} \left[\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_1} \right]}$$

siendo:

E_a : Energía de activación de los electrones en eV.

K : constante de Boltzmann.

T : Temperatura absoluta.

Los ensayos Burn-in se apoyan en el modelo anterior para comprobar la fiabilidad pronosticada. Se trata, por lo tanto, de un ensayo de funcionamiento continuo del equipo en condiciones extremas de temperatura para acelerar su proceso de envejecimiento.

17.8. Bibliografía.

- [1] “Electronic Instrumentation Handbook”, Clyde F. Coombs (Mc Graw Hill).
- [2] “Reglamento electrotécnico de baja tensión (RBT). Real Decreto 842/2002.

Anexo I

A. Índice de protección IP. Criterios y ensayos.

Recordemos la especificación de la primera cifra del índice IP que indica simultáneamente la protección de las personas contra el acceso a las partes peligrosas y la protección de los equipos contra la penetración de cuerpos extraños. Para verificar la conformidad a una primera cifra, es necesario pues utilizar dos calibres (un calibre de accesibilidad y un calibre-objeto) con las categorías de aplicación especificadas por la norma, o con un mismo calibre utilizado con dos criterios de aplicación. Los diferentes grados corresponden a las protecciones siguientes:

IP 1X: se trata de un enrejado o de una envolvente cuya abertura mayor no permite el paso de una bola de 50 mm de diámetro. Esto corresponde aproximadamente al paso de la mano.

IP 2X: el enrejado de protección tiene unas mallas más finas y el diámetro del calibre objeto es de 12,5 mm. Además, el «dedo de prueba articulado» debe de quedar a distancia suficiente de las partes peligrosas.

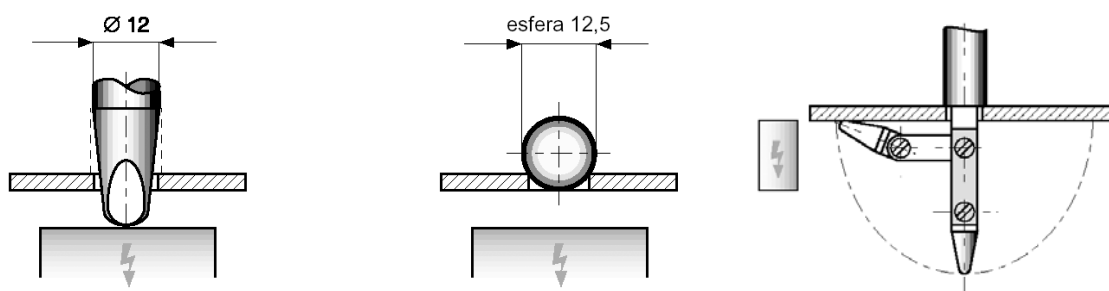


Figura 17.3. Protección ante penetración de objetos. Seguridad de las personas.

IP 3X: la envolvente no debe de dejar penetrar los cuerpos extraños de más de 2,5 mm de diámetro. El ensayo se hace con una varilla de acero con la punta desbarbada, porque el manejo de una bolita de 2,5 mm sería incómodo.

IP 4X: como el grado anterior, sustituyendo 2,5 mm por 1 mm.

IP 5X e IP 6X: estos dos grados corresponden a la protección contra la penetración de polvo. IP 5X permite la penetración de polvo donde no sea nocivo. El IP 6X no tolera ninguna entrada de polvo. El ensayo se hace dentro de una cabina de ensayo en la que se mantiene polvo de talco en suspensión por medio de una corriente de aire. Además, a la envolvente se le hace el vacío en el interior, salvo si la norma particular del material especifica que es de categoría 2, es decir, que el funcionamiento normal del montaje bajo la envolvente no puede crear una depresión interna notable. Aunque el ensayo se haga con talco, es necesario aquí considerar los efectos que podría tener cualquier otra clase de polvo.

La indicación dada por la primera cifra implica la conformidad del producto a todos los grados inferiores.

La segunda cifra característica del código IP indica el grado de protección contra los efectos perjudiciales de la penetración del agua. Es preciso que los ensayos se hagan con agua dulce sin aditivos. La interpretación de los ensayos para esta cifra puede ser delicada, puesto

que está permitido que el agua penetre en la envolvente si no provoca efectos perjudiciales. Los diferentes grados de la segunda cifra corresponden a las situaciones siguientes:

IP X1: este primer grado corresponde a la protección contra la caída vertical de agua a la que pueden quedar expuestos los materiales del interior por fugas o gotas de condensación en la parte alta del habitáculo o en tuberías que pasen encima de la envolvente.

IP X2: este grado corresponde también a las caídas de agua, pero con un mayor caudal y bajo un ángulo de hasta 15° . Este es el caso, por ejemplo, del material embarcado sobre los navíos.

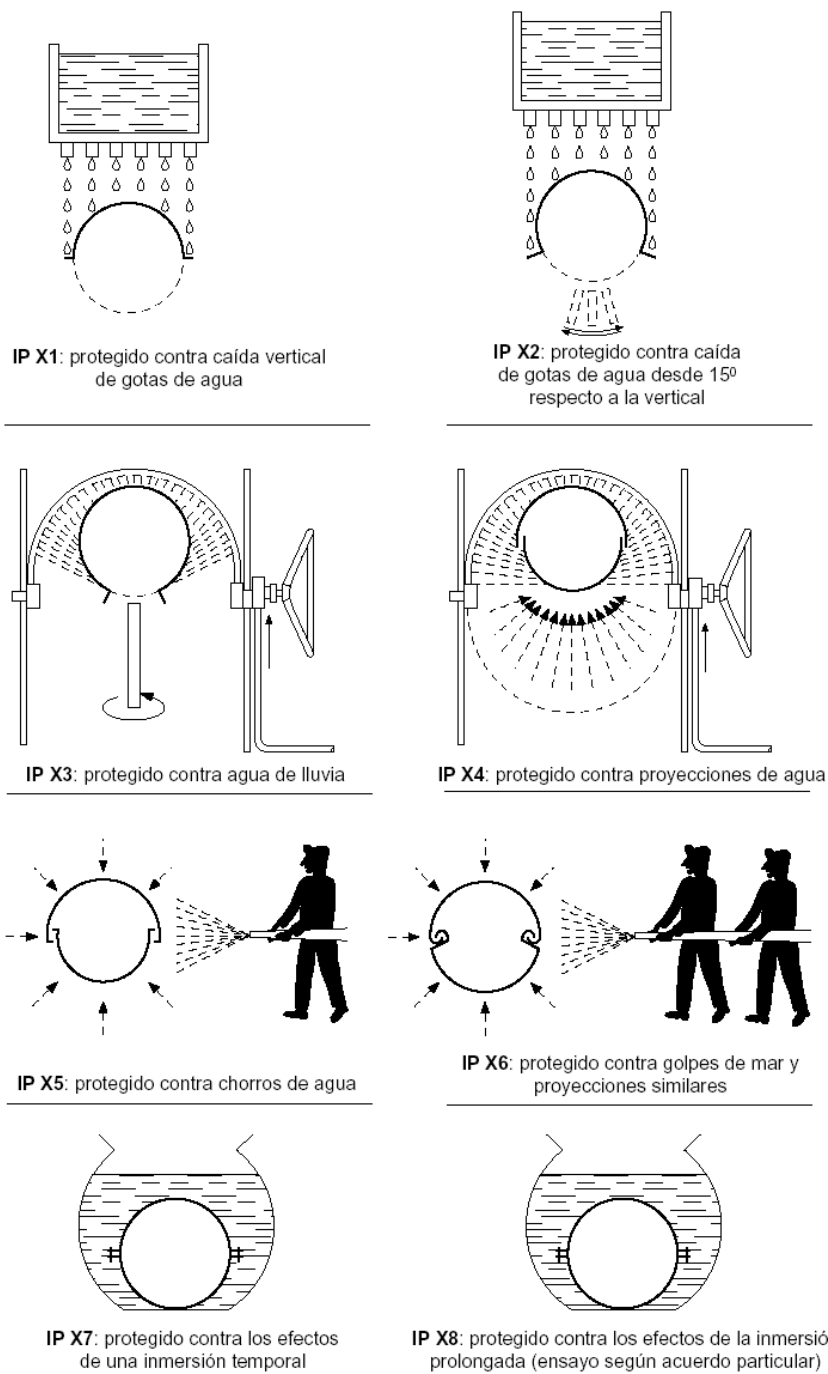


Figura 17.4. Ensayos de protección ante penetración de agua.

IP X3: este grado corresponde a la estanqueidad a la lluvia. El ángulo máximo de riego es de 60° respecto a la vertical. La parte inferior de la envolvente puede estar abierta. El ensayo puede hacerse con una tubería en arco, provista de orificios (repartidos sobre los 60° de un lado a otro de la vertical) o con una alcachofa en la que una muesca limita el ángulo de incidencia de los chorros. En los dos casos, se especifica el caudal de agua.

IP X4: para este grado de protección el caudal de cada chorro es el mismo que para el grado anterior, pero sobre 180°; además, el arco oscila en $\pm 180^\circ$, de manera que el agua se proyecta en todas direcciones. Este es el ensayo que se hace para lluvia fuerte y salpicaduras.

IP X5 e IP X6: éstos son grados de estanqueidad a la lanza de manguera que simula chorros de agua, golpes de mar, etc. Las condiciones de ensayo son más severas para el grado 6 que para el grado 5: el diámetro del tubo y caudal de agua son mayores.

IP X7 e IP X8: no corresponden ya a proyecciones de agua, sino a inmersiones pasajeras o permanentes. Por eso, las envolventes que satisfacen estos grados de protección deben de llevar una doble marca, indicando si responden igualmente a un grado inferior, por ejemplo: IP X5/X7 (un cubo sumergido en el agua al revés tiene un IP X8 pero no IP X4).

B. Índice de protección IK. Criterios y ensayos.

Los grados de protección corresponden a niveles de energía de impacto expresados en julios. Es necesario distinguir un «impacto», acción de un martillo aplicado directamente sobre un material, de un «choque» transmitido por los soportes y expresado en términos de vibración, por tanto en frecuencia y aceleración. La tabla 17.4 y la figura 17.5 presentan la norma completada con las indicaciones relativas a los medios de ensayo. En efecto, los grados de protección contra los impactos mecánicos se pueden comprobar mediante diferentes tipos de martillos: martillo pendular, martillo con resorte o martillo de caída libre vertical (figura 17.6). Cada uno de ellos tiene un campo de aplicación específico en cantidad de energía y en la dirección de aplicación. Para que los impactos de la misma energía tengan una severidad similar, se deben de respetar ciertas características de medios de ensayo: el radio de curvatura y la dureza de la pieza que golpea.

Código IK	IK 01	IK 02	IK 03	IK 04	IK 05	IK 06	IK 07	IK 08	IK 09	IK 10
Energía (julios)	0,14	0,2	0,35	0,5	0,7	1	2	5	10	20
Radio (mm) (1)	10	10	10	10	10	10	25	25	50	50
Material (1) A = acero: (2) P = poliamida: (3)	P	P	P	P	P	P	A	A	A	A
Martillo ■ basculante	sí	sí	sí	sí	sí	sí	sí	sí	sí	sí
Martillo de ■ de resorte	sí	sí	sí	sí	sí	sí	sí	no	no	no
Martillo ■ vertical	no	no	no	no	no	no	sí	sí	sí	sí

(1) de la cabeza de golpear

(2) Fe 490 según ISO 1052, de dureza HRE 80 a 85, según ISO 6508

(3) de dureza HRR 85 a 100, según ISO 2039/2

Tabla 17.4. Especificación del índice IK.

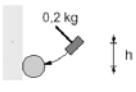
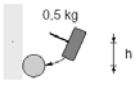
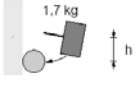
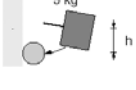
		h (cm)	Energy (J)
00	Non-protected		
01		7.5	0.15
02		10	0.2
03		17.5	0.35
04		25	0.5
05		35	0.7
06		20	1
07		40	2
08		30	5
09		20	10
10		40	20

Figura 17.5. Ensayos de protección ante impacto.

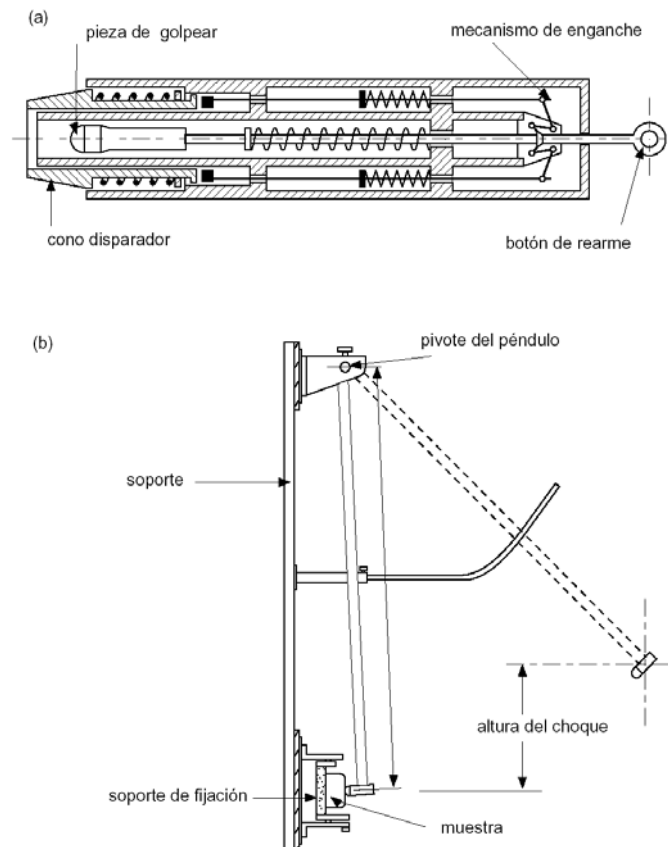


Figura 17.6. Herramientas de ensayo de protección ante impacto.