

FUES
1504
5633d
1996
Ej 2

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA



TRABAJO DE GRADUACION:

**“Diseño de un medidor de kilowatt hora analógico
de bajo costo para redes trifilares monofásicas”**

PRESENTADO POR:

1510/259

CARLOS ENRIQUE GOMEZ BENITEZ 1510/259

PARA OPTAR AL TITULO DE:

INGENIERO ELECTRICISTA



ABRIL 1996

SAN SALVADOR, EL SALVADOR, CENTRO AMERICA

Recibido 27 abril / 96



UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR:

DR. BENJAMIN LOPEZ GUILLEN

SECRETARIO GENERAL:

LIC. ENNIO LUNA

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO:

ING. JOAQUIN ALBERTO VANEGAS AGUILAR

SECRETARIO:

ING. JOSE RIGOBERTO MURILLO CAMPOS

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

DIRECTOR:

ING. SALVADOR DE JESUS GERMAN



**UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA**

**TRABAJO DE GRADUACION PREVIO A LA OPCION AL GRADO DE:
INGENIERO ELECTRICISTA**

TITULO:

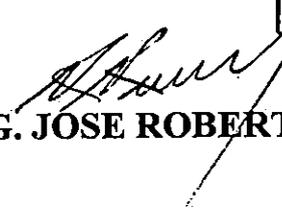
**“Diseño de un medidor de kilowatt hora analógico de bajo costo para
redes trifilares monofásicas”**

PRESENTADO POR:

CARLOS ENRIQUE GOMEZ BENITEZ.

TRABAJO DE GRADUACION APROBADO POR:

COORDINADOR Y ASESOR:


ING. JOSE ROBERTO RAMOS.

**ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA
FACULTAD DE INGENIERIA
Y ARQUITECTURA
Universidad de El Salvador**

SAN SALVADOR, ABRIL DE 1996.

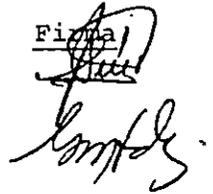
ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 24 de Abril de 1996, en el local de la Sala de Lectura de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, a las dieciséis horas, en presencia de las siguientes autoridades de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

- 1- Ing. Salvador de J. German
Director
- 2- Ing. Gerardo Marvin Jorge Hernández
Secretario

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA
FACULTAD DE INGENIERIA
Y ARQUITECTURA
Universidad de El Salvador

Firma



Y con el Honorable Jurado de evaluación integrado por las personas siguientes:

- 1- Ing. Ricardo Colorado Eméstica



Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de Graduación:

"Diseño de un medidor de kilowatt hora analógico de bajo costo para redes trifilares monofásicas"

A cargo del Br.:

CARLOS ENRIQUE GOMEZ BENITEZ

Habiendo obtenido el presente trabajo una nota final, global de 8.0
(OCHO PUNTO CERO)

TRABAJO DEDICADO A:

DIOS, QUIEN HA ESTADO, ESTA Y ESTARA PRESENTE EN TODO MOMENTO ILUMINANDO MI CAMINO.

MIS PADRES, POR DARMÉ LA VIDA Y LOS PRINCIPIOS PARA SABERLA VALORAR.

MI ESPOSA, *THELMA* Y A MI HIJA, *KARLA*. QUIENES CONSTITUYEN EN GRAN PARTE MI RAZON DE SER.

MI FAMILIA. QUE ME HAN APOYADO ESPIRITUAL, MORAL Y MATERIALMENTE.

AGRADECIMIENTOS

AL INSTITUTO EMILIANI, por haber facilitado su laboratorio de electrónica para la implementación de algunas etapas.

A mis AMIGOS, por el apoyo espontáneo, desinteresado y en cualquier momento que lo solicité.

A la INSTITUCION en la cual trabajo por la comprensión y el tiempo brindado.

PREFACIO.

El trabajo de graduación presenta, un prototipo de laboratorio, como una alternativa, confiable, simplificada y de bajo costo, para la medición de energía eléctrica, en sistemas de alimentación de corriente alterna monofásico trifilar; con ello también se pretende que se establezcan proyecciones en la continuación de la investigación de esta y otras alternativas, que den como resultado un instrumento prototipo industrial, de bajo costo, sobre el cual se pueda establecer un proceso de normalización y que en un determinado plazo se pueda emplear en sistemas de medición. Existen diseños de instrumentos medidores de energía eléctrica los cuales no se han podido comercializar, ya que su implementación es cara y su tecnología alta, lo cual responde a la complicada circuitería interna. El diseño implementado se fundamenta en una alternativa de medidor presentada por la oficina japonesa de normas de medidores, es de bajo costo, por lo cual la implementación determinara en gran medida su posible desarrollo. Al inicio se plantearon los alcances que fundamentalmente consistía en la implementación de un instrumento prototipo de laboratorio, tomando como marco de referencia un bajo costo en la construcción del mismo, lo que se ha logrado en parte, sin embargo la falta de materiales y dispositivos en nuestro medio, por ejemplo transformadores de corriente, los incrementaron; por otra parte entre los alcances estaban los de construir el equipo y probarlo en diferentes condiciones, la construcción se desarrollo y algunas pruebas se han efectuado, no obstante el instrumento no se pudo calibrar a través de un proceso definido. El trabajo aporta una cantidad de información en cuanto al comportamiento experimental de este, en donde se puede concluir su funcionalidad. El desarrollo de este trabajo de graduación debería de contribuir al desarrollo de la capacidad en la escuela de ingeniería Eléctrica para la investigación, a través de proyectos o trabajos de graduación, en el área de mediciones de cantidades eléctricas.

RESUMEN DEL TRABAJO.

El trabajo desarrollado consiste en la implementación de un instrumento, prototipo de laboratorio, medidor de energía eléctrica para redes trifilares. El objeto de estudio de este tema, es contribuir al desarrollo de una alternativa barata, a determinado plazo, para desarrollar un instrumento medidor de energía. El contenido del presente documento se divide en tres capítulos, el primero que consiste en conceptos generales o estudio de técnicas específicas, las cuales servirán como herramienta para el análisis, diseño, e interpretación de resultados, el segundo capítulo desarrolla el diseño y su análisis, estableciéndose en esta parte el dimensionamiento de elementos del circuito, se describe cada una de sus etapas y se establece su comportamiento a través de gráficas o explicaciones. El tercer capítulo contiene los resultados y su análisis de la implementación del diseño, en esta etapa se estudia experimentalmente cada una partes del circuito, se realizan mediciones y se concluye acerca de estas, es importante hacer ver que para el estudio del circuito se utilizaron en algunos casos, circuitos que simulaban las señales y sus posibles condiciones ante una carga. Los datos de mediciones realizadas se tabulan y se grafican para una mejor interpretación. Entre los resultados obtenidos se ha: implementado un circuito que sensa las señales de voltaje y corriente, y presenta a la salida una señal en forma de pulsos, los cuales son proporcionales a la energía consumida por la carga, este comportamiento es lineal en proporción a la carga y cosenoidal en función del factor de potencia, el dato es contabilizado u acumado a través de un circuito contador con tecnología CMOS., las lecturas del conteo proporcional a la potencia se presentan en display de 7 segmentos. El procedimiento de calibración no se pudo efectuar debido a que no se contaban con cargas patrones así como un procedimiento definido para ello. Sin embargo si se hizo asumiendo a una carga nominal, como patrón.

TABLA DE CONTENIDOS

Capítulo	Página
I. CONCEPTOS GENERALES	1
1.0 Mediciones De Potencia Y Energía.	1
1.1 Medición De Energía.....	2
1.2 Reseña Histórica De Los Medidores De Energía.....	3
1.2.1 1881 Medidor Químico De Edison	3
1.2.2 1881 Medidor Tipo Motor De Edison	4
1.2.3 Medidor De Watts-Hora Polifásico De Un Solo Disco	4
1.2.4 Medidor Polifásico Desarrollado De 1900 A 1925	4
1.2.5 Medidor Polifásico Desarrollado De 1925 A 1940	5
1.2.6 1936 - Desarrollo Del Disco Laminado.....	6
1.2.7 Capacidad De Alta Carga Y Mejoramiento De Compensacion.....	6
1.2.8 Desarrollo De La Suspension Magnetica.	7
1.2.9 Medidor Polifásico (De 1950 A La Actualidad).....	7
1.2.10 Medidores Y Analizadores De Energía Contemporaneos.	7
1.3 Conceptos fundamentales de medidores.....	9
1.3.1 Medidor.....	9
1.3.2 Componentes Del Medidor De Vatios-Horas	9
1.3.3 El Elemento (Estator)	10
1.3.4 El Rotor.....	10
1.3.5 El Amortiguamiento Magnético.	11
1.3.6 El Registro	12
1.3.7 La Armadura.	13
1.3.8 Base Del Medidor Y Tapadera.	13
1.3.9 Ajustes Del Medidor.	13
1.3.10 Compensacion Del Medidor.	14
1.3.11 La Constante Watt-Hora.	15
1.3.12 Relacion De Registro.	15
1.3.13 Como Leer Un Medidor	16
1.4 Potencia Electrica. Definiciones.	17
1.4.1 Potencia Instantánea	17
1.4.2 Potencia Media.....	19
1.4.3 Potencia Aparente y Factor de Potencia.....	24

1.5 PRINCIPIOS DE MODULACION	
ANÁLOGA DEL PULSO	26
1.5.1 Modulación por amplitud de pulso.	27
1.5.2 Modulación Por Tiempo Del Pulso	28
1.5.3 Modulación por ancho de pulso.....	28
1.5.4 Modulación por posición de pulso. (<i>PPM</i>).	32
1.6 Transformadores de intensidad	35
1.6.1 Clasificaciones básicas.	35
1.6.2 Transformadores de intensidad para aplicaciones definidas....	36
1.6.3 Intensidad en el secundario de los transformadores de intensidad.....	36
1.7 Conclusiones del Capitulo	40
Referencias Bibliograficas.....	41
II DISEÑO DE UN INSTRUMENTO PROTOTIPO DE LABORATORIO. MEDIDOR DE KILOWATT-HORA, PARA REDES TRIFILARES	42
2.1 Descripción de etapas del prototipo.	42
2.1.1. Etapa 1. Sensor de Potencia Eléctrica.	43
2.1.2. Convertidor de Potencia a Corriente.....	43
2.1.3. Etapa 3. Convertidor de Corriente a Frecuencia.....	43
2.1.4. Etapa 4, 5, 6. Divisor de frecuencia, Contador y Presentador Digital.	45
2.1.5 Fuente de alimentación D.C. y circuito de alimentación ininterrumpida.	45
2.2 Análisis Teórico y Diseño de Circuitos	46
2.2.1 Sensor de Potencia	46
2.2.1.1. Circuito sensor de corriente	46
2.2.1.2. Determinación de tiempos de conmutación en función de la corriente de entrada.....	51
2.2.2. Sensor de voltaje, circuito multiplicador y de proteccion del sw analogico.	58
2.2.3 Convertidor de corriente a frecuencia.....	59
2.2.4 Divisor de frecuencia.....	59
2.2.5 Contador y presentador digital.	60
2.2.6. Fuente de respaldo para los IC CMOS	64
2.3 Consideraciones sobre calibración	65
2.3.1 APWM.....	65
2.3.2 convertidor de corriente a frecuencia	66
2.4 Conclusiones del capitulo	67
Referencias Bibliográficas	68

III PLEMENTACION DE CIRCUITOS Y ANALISIS DE LOS RESULTADOS	70
3.1 Mediciones en circuito y análisis de resultados en cada etapa	71
3.1.1 Transformador de corriente	71
3.1.1.1 Prueba de Polaridad	71
3.1.2 Circuito de APWM	74
3.1.3 Sensor de Voltaje y Circuito Multiplicador	76
3.1.3.1 Interruptor Analógico	76
3.1.4 Convertidor de Corriente a Frecuencia	79
3.1.4.1 Circuito Integrador	79
3.1.4.2 Circuito One Shot (Multivibrador Monoestable)	81
3.1.4.3 Respuestas del Circuito, Convertidor de I a F, para diferentes corrientes de entrada.	83
3.1.5 Respuesta del circuito para diferentes F.P.	85
3.2 Calibración del Circuito	88
3.2.1 Circuito APWM	88
3.2.2 Con carga patrón	88
3.4 Conclusiones del Capitulo	90
Referencias Bibliograficas	90
CONCLUSIONES GENERALES Y RECOMENDACIONES	91
ANEXOS	93

LISTA DE TABLAS

Tabla	Página
1.1 Consumo propio de conductores de medición.	37
1.2 Ejemplo para el cálculo de la tensión en los bornes del secundario	39
3.1 Mediciones efectuadas para verificar la relación de transformación , en función de la corriente del primario y el paso de conductor.	72
3.2 Mediciones efectuadas para verificar la relación de transformación , en función de la corriente del primario y el paso de conductor. ($I_p > 0.1453$)	73

3.3 Características de interruptores analógicos.	77
3.4 Mediciones de frecuencia en función del voltaje de entrada.	84
3.5 Determinación de R para diferentes f.p.	85
3.6 Mediciones obtenidas para determinar la respuesta del circuito para diferentes factores de potencia	86
3.7 Respuesta del circuito para diferentes f.p.	87

" LISTA DE FIGURAS "

Figura	Página
1.1 Medidor de inducción monofásico	3
1.2 Partes y mecanismos del medidor.	3
1.3 Algunos instrumentos, modernos, medidores y analizadores de energía y la forma como son presentadas las mediciones.	8
1.4 Presentadores para la toma de lectura de energía.	17
1.5 El valor de la potencia media P de una función periódica de potencia $P(t)$ es igual sobre cualquier período.	20
1.6 (a) Señal de corriente en forma de diente de sierra (b) forma de onda de potencia instantánea que produce en un resistor.	22
1.7 Potencia de corriente alterna. carga Ohmica(a), con $Q=90$ (b) y $Q=60^\circ$.	24
1.8 <i>PAM</i> con doble y simple polaridad.	27
1.9 Un método para obtener la <i>PAM</i> .	28
1.10 Formas de Ondas para <i>PAM</i> , <i>PWM</i> , y <i>PPM</i>	29
1.11 Tipos de flaqueo con <i>APWM</i> .	30
1.12 Método de generación de una <i>PWM</i> .	31
1.13 Principios de <i>PWM</i> : (a) Comparación, (b) Integración de doble pendiente, (c) Integración de doble pendiente Aproximada.	33
1.14 Modulación por posición de pulso.	34
1.15 Formas de Ondas de generación <i>PWM</i> y <i>PPM</i> .	34
1.16 Principio de un transformador de intensidad con devanado en el primario	35
1.17 Transformador de intensidad con ventana	35
1.18 Transformador de intensidad con ventana utilizado con paso múltiple de conductores	35
1.19 Factor k en dependencia de la curva característica de magnetización.	38
1.20 Diagrama equivalente para un transformador de intensidad en servicio con los bornes del secundario abierto.	40
1.21 Curso de la corriente en el primario, del flujo magnético y de la tensión en el secundario de un transformador de intensidad en servicio con los bornes abiertos	40
2.1 Diagrama de Bloques del Circuito, Prototipo de laboratorio, para la medición de energía eléctrica.	44
2.2 Circuito del transformador de corriente, indicando sus bornes.	47
2.3. Circuito Sensor de Corriente y Modulador por ancho de pulso aproximado, <i>APWM</i> .	49

2.4 Formas de Ondas para el APWM.	49
2.5 Circuito equivalente de la etapa de entrada para el sensor de corriente.	50
2.6 Carga no lineal de C_c a través de R.	51
2.7 Gráficas de τ_1 y τ_2 en función de el voltaje U2 en el secundario del transformador de corriente.	52
2.8 Circuito sensor de voltaje y multiplicador.	53
2.9 Forma de onda de la realimentación del circuito convertidor cd corriente a pulso.	57
2.10 Circuito convertidor de Corriente a frecuencia	58
2.11 Contador Bcd De Tres Digitos (Mc14553b)	61
2.12 Diagrama A Bloques Del Integrado Mc14553b	
Características De Operacion	62
2.13 Circuito <i>driver</i> de los display de 7 segmentos.	64
2.14 Circuito de alimentación de respaldo para los IC contadores.	65
2.15 Circuito para ajustar las señales del APWM en ausencia de la señal moduladora.	66
2.16 Diagrama del circuito medidor de energía, etapa analógica.	67
3.1 Prueba de polaridad del Transformador tipo ventana.	71
3.2 Circuitos de Prueba para verificar la linealidad del Transformador tipo ventana, para "n" paso de conductor.	72
3.3. Gráfica obtenidos según las mediciones de corriente del secundario en función de la corriente en el primario y paso del conductor. $0.03636 < I_p < 0.122727$ Amp.	73
3.4 Gráfica obtenidos según las mediciones de corriente del secundario en función de la corriente en el primario y paso del conductor. para $0.1454 < I_p < 0.4535$ Amp.	
3.5 Circuito sensor de corriente y APWM.	74
3.6 Señal en el APWM en ausencia de señal moduladora.	75
3.7 Señal en el condensador y en el secundario del transformador, etapa APWM.	75
3.8 Circuito multiplicador de V e I.	77
3.9 Señal de Voltaje antes del interruptor(B) y la señal APWM de control del interruptor(A), sin condensador de filtrado.	78
3.10 Señal de entrada VAC(B) y señal de entrada al interruptor(A), sin condensador de filtro.	78
3.11 Señal filtrada (B) a la salida del interruptor analógico y señal APWM sin modular(A).	79
3.12 Señal APWM modulada(A) y voltaje en "r" (B).	80
3.13 Señal de entrada (B) y salida(a) del integrador.	80
3.14 Respuesta del integrador para una señal promedio negativa.	81
3.15 Señal en d1 (B) y salida del integrador(A).	82
3.16 Circuito para determinar la respuesta del convertidor. $F = f(I)$	82

3.17	Respuesta del convertidor $F = f(i)$	83
3.18	Circuito empleado para generar dos señales desfasadas, y simular cargas con f.p. determinados.	84
3.19	Gráficas de la respuesta del circuito para diferentes factores de potencias, simulados.	85
3.20	Respuesta del circuito para diferentes f.p.	87
3.21	Circuito empleado para calibrar la etapa de APWM.	88
3.22	Conexión realizada para ajustar el nivel de I a la entrada del integrador para una carga patrón.	89

CAPITULO I

CONCEPTOS GENERALES

Introducción.

El presente Capítulo define conceptos generales así como algunas técnicas que se emplearán para el desarrollo del trabajo, iniciando con conceptos de mediciones de energía eléctrica y una breve historia de los principales movimientos en torno a medidores de energía en donde se describen las partes y mecanismos del medidor convencional, estableciendo con ello algunas ventajas o desventajas de su funcionamiento. Se definen también conceptos de Potencia eléctrica (instantánea, activa, promedio) determinando así el comportamiento de los medidores de energía eléctrica. Además, se estudian conceptualmente las principales técnicas de Modulación análoga del pulso, ya sea por amplitud o por duración del pulso; en esta última técnica incluye el análisis de modulación por ancho de pulso *PWM*. Finalmente se estudian los conceptos sobre transformadores de corriente, los cuales serán empleados en el diseño del circuito.

1.0 Mediciones De Potencia Y Energía.

Cuando un voltaje se aplica a un conductor, una corriente fluye a través de él. La cantidad de voltaje y corriente es una indicación de la potencia que fluye por el conductor. En efecto, la potencia instantánea se calcula a partir del producto de V e I :

$$\text{POTENCIA} = V \times I$$

La unidad de potencia es el Vatio (Watt) y un vatio es igual a un amperio de corriente que fluye a través de un conductor y que tiene una caída de voltaje de un voltio. La parte de un circuito a la cual se le entrega potencia se le llama la carga.

1.1 Medición De Energía

La cantidad de energía consumida por una carga se puede encontrar si la potencia disipada se calcula en términos del tiempo. Si se entrega un Vatio por cada segundo, la energía consumida en ese tiempo es un Julio. El Julio también se llama Vatio-segundo. En los cálculos de la potencia eléctrica también se utiliza el Vatio-Hora por ser a menudo más conveniente que el vatio segundo o el Kilovatio-Hora por ser a menudo más conveniente que el Vatio-Hora. Un kilovatio-hora representa 1000 Vatios entregados en una hora.

La unidad de energía utilizada por las compañías suministradoras de energía es el Kilovatio-hora (KWH). El dispositivo para la medición de energía eléctrica más común es el medidor de Vatios-Hora. El tipo de medidor de Vatios-Hora que más se utiliza hoy en día fue desarrollado por Schallenberger en 1888.

Registra la energía consumida por una carga contando las vueltas que da un disco de aluminio. El giro del disco se debe a la potencia que pasa a través del medidor.

Un diagrama con los componentes importantes del medidor se muestra en la figura 1.2. La operación es similar a la de un motor de inducción.

La bobina de corriente y el núcleo sobre el cual se devana establecen el campo magnético. La bobina de voltaje y su núcleo establecen un campo magnético adicional. En un disco de aluminio (cuya posición está influenciada por ambos campos), surgen corrientes inducidas circulantes debido a la variación del campo magnético de la bobina de corriente.

Estas corrientes interaccionan con el campo magnético de la bobina de voltaje y se ejerce un torque sobre el disco. Puesto que no hay resortes restauradores, el disco continua girando siempre y cuando haya potencia alimentada a través del medidor. El torque en el disco es proporcional al producto $V \times I$. Entonces entre mayor sea la potencia que pasa a través del medidor, más rápido gira el disco. El número de vueltas es una medida de la energía consumida por la carga. El eje en el cual está montado el disco está engranado a un grupo de indicadores cuyo frente se asemeja al de un reloj.

Leyendo los valores indicados en diferentes ocasiones, se puede determinar cuanta energía pasó a través del medidor durante el intervalo entre las lecturas. Cuando el flujo de potencia cesa, el medidor posee un amortiguamiento magnético que evita que el disco continúe girando debido a la inercia. La figura 1.1. muestra una fotografía de un medidor de vatios-hora típico.

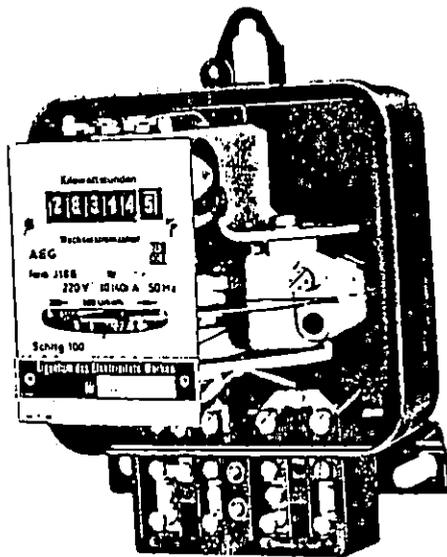


Figura 1.1. Medidor de inducción monofásico.

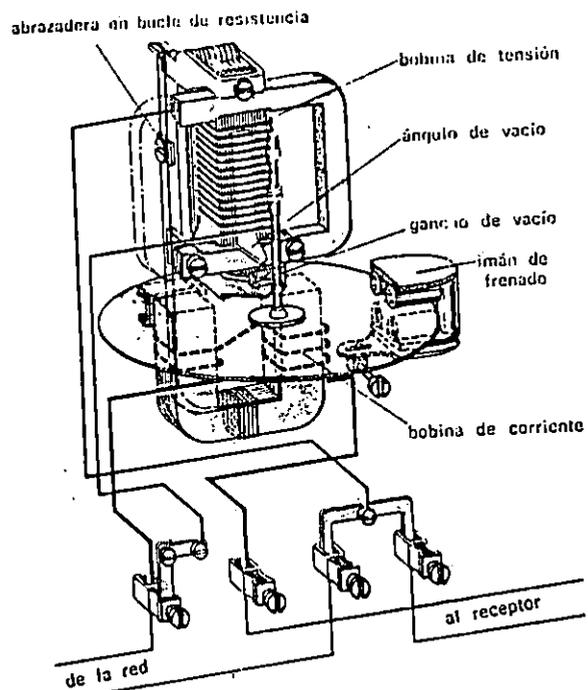


Figura 1.2. Partes y mecanismos del medidor.

1.2 Reseña Histórica De Los Medidores De Energía

1.2.1 1881 Medidor Químico De Edison

El medidor químico de Edison se basaba en el principio que un amp-hora de corriente pasaba entre placas de Zinc inmersa en solución de sulfato de zinc, trasladaba 1.244 mg (0.043 Oz) de zinc de una placa y depositaba esa cantidad en la otra placa.

Sin embargo para leer el medidor era necesario pesar los electrodos al comenzar y terminar cada período de medición.

1.2.2 1881 Medidor Tipo Motor De Edison

Solamente un amp-hora era registrado en la celda química usada como medidor, sin interesar el voltaje aplicado. Se fomentó una buena relación entre cliente y el comité sugirió que al pesar los electrodos debía ser en presencia de los clientes.

Otro problema más, los electrodos podrían ser pesados húmedos o secos y por tanto, como precisar la escala?. El señor Edison tubo que hacer un medidor tipo motor, pero como resultado de un intenso interés en la química prefirió el medidor químico, y no siguió el medidor tipo motor.

1.2.3 Medidor De Watts-Hora Polifásico De Un Solo Disco

Tempranos intentos de manufacturar medidores polifásicos en concordancia con el teorema de Blondel fueron hechos por las compañías Whestinghouse y General Electric.

En 1896 Shallenberg de Whestinghouse produjo un medidor polifásico, infortunadamente tenía interferencia en el disco, creada por las corrientes de remolino. Particularmente en cargas desbalanceadas resultaba de ejecución imprecisa. Durante el siguiente año Whestinghouse produjo un medidor teniendo un disco independiente de torque.

En 1899 Thomson de General Electric, desarrolló un medidor de watts hora polifásico de un sólo disco de grandes dimensiones. Este disco tenía un diámetro grande y estaba separado con el estator por una gran distancia con el objeto de eliminar la interferencia de las corrientes de remolino y la inductancia mutua de la bobinas de potencial. Sin embargo la tendencia de la industria fue hacer medidores más compactos y los de gran tamaño fueron fabricados por corto tiempo.

En 1898 Stanley desarrolla el medidor de flotación magnética, el cual tubo influencias para el desarrollo del medidor monofásico.

1.2.4 Medidor Polifásico Desarrollado De 1900 A 1925

Durante este período, el medidor polifásico se desarrolla simultáneamente con el medidor monofásico. Los diseños de los medidores fueron mejorados.

Medidores polifásicos de uso casero fueron conectados, en los cuales, al lado derecho del medidor se conectaba la carga y la alimentación al lado izquierdo. Tenía un cobertor metálico y dos ventanas pequeñas de vidrio, una para leer el registro y otra para visualizar el eje del disco, el cobertor estaba sostenido en una base fuerte de hierro fundido.

En esta época la industria eléctrica requería de medidores de Watts-Hora que obtuvieran la salida total del número de circuitos por fase de toda la estación de poder. Fueron fabricados medidores teniendo 4, 6, 8, 16 y algunos 24 elementos de torque. Este tipo fue útil en las estaciones de poder, donde todos los circuitos estaban cerca unos de otros.

Un mejor avance fue la estandarización de cuatro registros de aguja o cinco en el caso que un múltiplo de diez fuese deseado; antes de esto no era raro que los medidores tuvieran de tres hasta ocho agujas, esto dificultaba la lectura.

Los materiales de los rodamientos del eje y del disco eran variados desde endurecidos, pulidos, pivotes de acero rodando en aceite en capas de zafiros natural hasta bolas de acero endurecido operando en seco, entre dos capas de zafiros introducidas por whestinghouse. Después de 1916, los zafiros naturales fueron cambiados por sintéticos. Estos intentos fueron realizados para minimizar la fricción, alargar la vida de los rodamientos y para reducir el desgaste. Los desarrollos anteriores mejoraron la precisión de los instrumentos.

En resumen, algunas características de estos tipos de medidores son:

- 1) Diseño mejorado.
- 2) Número de registro de aguja estandarizado.
- 3) Mejor material de construcción de los medidores.

1.2.5 Medidor Polifásico Desarrollado De 1925 A 1940

Alrededor de 1925 nuevos desarrollos de medidores polifásicos ocurrieron surgidos del descubrimiento de un nuevo y perfeccionado acero magnético, nuevos materiales magnéticos, plásticos y aisladores. Los compensadores de temperatura para los medidores fueron clasificados y desarrollados. La clase I fue para la compensación del retardamiento magnético. La clase II relacionado con el cambio del factor de potencia entre el flujo de la bobina de potencial y la bobina de corriente.

Los medidores polifásicos de watts-hora sufrieron cambios en los terminales de conexión del lado del fondo y se cambiaron para usar cajas selladas situadas en el fondo del medidor. Estos cambios necesitaron consideraciones acerca de como llevar y sumar afuera las señales de corriente y potencial, sin causar mutua interferencia magnética. A través de los esfuerzos del Instituto Eléctrico Edison y la Asociación Nacional de fabricantes Eléctricos, el montaje de todos los medidores de tipo casero fue estandarizado y apto para las mismas localizaciones físicas y en contacto con las condiciones externas.

Fueron ensayados cobertores de vidrio y usados extensamente con aros metálicos de seguridad, mejores materiales de aislamiento para los terminales.

Cerca de 1925, un medidor de 3 estatores fue desarrollado para medir el servicio de 3 fases, 4 hilos; estrictamente después de enunciado el teorema de Blondel que se refería a sistemas polifásicos.

Si los voltajes eran balanceados, es decir, con un bajo porcentaje de desbalance, estos medidores tenían una mejor precisión, su desventaja era que aumentaba grandemente su tamaño.

Durante 1928 Whestinghouse desarrolló el tipo de medidor de espiga, más tarde conocido como el medidor tipo socket. Algunos años más tarde este diseño fue imitado por algunos fabricantes de medidores, hoy en día este tipo es el más popular de los medidores caseros junto con el polifásico. Una de las principales ventajas de este diseño es que es resistente al agua y puede ser instalado afuera de las casas o establecimientos comerciales quedando a la vista; esto permitió la facilidad de la lectura ya que no había necesidad de ingresar a los locales.

1.2.6 1936 - Desarrollo Del Disco Laminado.

Algunos fundamentos serian necesarios retomar si el nuevo medidor polifásico de dos estatores tenía éxito. Esto fue consumado por Duncan y General Electric con el desarrollo del disco laminado. Este desarrollo fue uno de los hechos especialmente para los medidores polifásicos.

Una serie de cinco delgados discos laminados con ranuras radiales eran montados juntos. Las ranuras de un disco no coincidían con las de otro, sino que formaban un ángulo. Esta nueva construcción prevenía las interferencias creadas por las corrientes de remolino.

Además fueron utilizados escudos magnéticos para prevenir la inductancia mutua de las bobinas de potencial, naturalmente estos discos se modificaron desde 1936.

1.2.7 Capacidad De Alta Carga Y Mejoramiento De Compensación.

El desarrollo de aplicaciones domésticas con el normal incremento del uso de la electricidad, demandó un cambio en el rango de los Amperios que manejaban, el rango de 5 amp. fue incrementado a 15 con un rango de sobrecarga de hasta 60 Amp.

Todos los laboratorios trabajaron para desarrollar un nuevo diseño del medidor para encontrar estos requerimientos. A través de la industria la tendencia fue construir pequeños y compactos diseños por medio de la utilización de nuevos materiales magnéticos los cuales requerían menor sección transversal del núcleo, y menor peso. Cada cambio fue hecho con el propósito de mejorar la precisión de los medidores bajo condiciones severas de carga. Nuevos materiales magnéticos

permanentes fueron usados tales como Alnico para asegurar el pequeño tamaño.

Durante la parte temprana de los años 40's fueron desarrollados medidores de Watt-Hora universales, en este diseño la forma de ensamblarlos era sobre una "cuna" de la cual el medidor podía ser sacado completamente para su revisión o reparación.

1.2.8 Desarrollo De La Suspensión Magnética.

Durante 1940 la Compañía General Electric trabajó ampliamente en la idea de la suspensión magnética del rotor del medidor. Este desarrollo fue interrumpido por lo que se conoce, el 7 de diciembre de 1941, cuando fue bombardeado Pearl Harbor en U.S.A.

Después de la guerra el desarrollo de la suspensión magnética fue reanudado y el sueño de Stanley se tornó realidad; pero de otra forma. Un magneto situado en la punta del eje del rotor lo mantenía vertical suspendido por las líneas de fuerza interactuando con otro magneto concéntrico el cual era parte del ensamble del eje.

La primera aplicación de la suspensión magnética se puso en práctica en el medidor de una fase de 1948, este modelo mostraba que no había desgaste ni en los cojinetes ni en los pines usados para centrar el eje del medidor y minimizaba los efectos adversos que producía la instalación inclinada.

1.2.9 Medidor Polifásico (De 1950 A La Actualidad)

En los años 50's se puso énfasis en extender el rango. Los medidores dentro del rango de los 15 Amperios pueden ser usados con características de sobrecarga de hasta 100 Amperios.

A continuación se enumeran ciertas características de los medidores de esa época:

- 1) Poseen compesador estabilizadora de temperatura.
- 2) Se estandarizaron para todo tipo de casa.
- 3) Fueron construidos con una cubierta de vidrio.
- 4) Se fabricaron del tipo socket (enchufe)

1.2.10 Medidores Y Analizadores De Energía Contemporáneos.

En la actualidad existen Analizadores de energía con tecnología avanzada que emplean circuitería compleja, estos medidores están orientados al control y medida de la energía eléctrica, entre ellos podemos mencionar **Dranetz Reshapes Energy Analysis 8000**, desarrollado por Dranetz Hawker Siddeley, que entre algunas de sus mediciones, instalado en modo medidor para tiempo real, puede medir y mostrar las siguientes

mediciones: valor RMS de Voltaje, valor rms de corriente, potencia, potencia reactiva, potencia aparente, Factor de potencia ($P.F. = \cos\phi$), frecuencia, factor de cresta de voltaje, factor de cresta de corriente, distorsión armónica total de voltaje y corriente, etc., e instalado en modo para reportes, puede proporcionar la siguiente información: Reportes de demanda y energía, reportes de Min/Max para todos los parámetros, monitoreo para demandas picos y energía usada durante períodos específicos. Otro instrumento analizador contemporáneo es el FULCRUM meter, que puede ser programado para diferentes modos de operación y entre sus elementos principales de construcción están: un microcontrolador (69HC11 de la motorola como unidad de procesador central), memorias EEPROM, SRAMs y PROM. Y entre los mas recientes podemos mencionar, analizadores de redes CVM, desarrollados por ELKO-SYSTEM AG y CIRCUITOR, éstos los hay en diferentes modelos, para diferentes capacidades y funciones, todos requieren de un alto nivel de software y hardware para el procesamiento de datos, también disponen de interfaces para la comunicación vía módem, cable RS o vía radio.

Estos instrumentos o equipos son de mucha utilidad en el control y medida de la energía eléctrica.

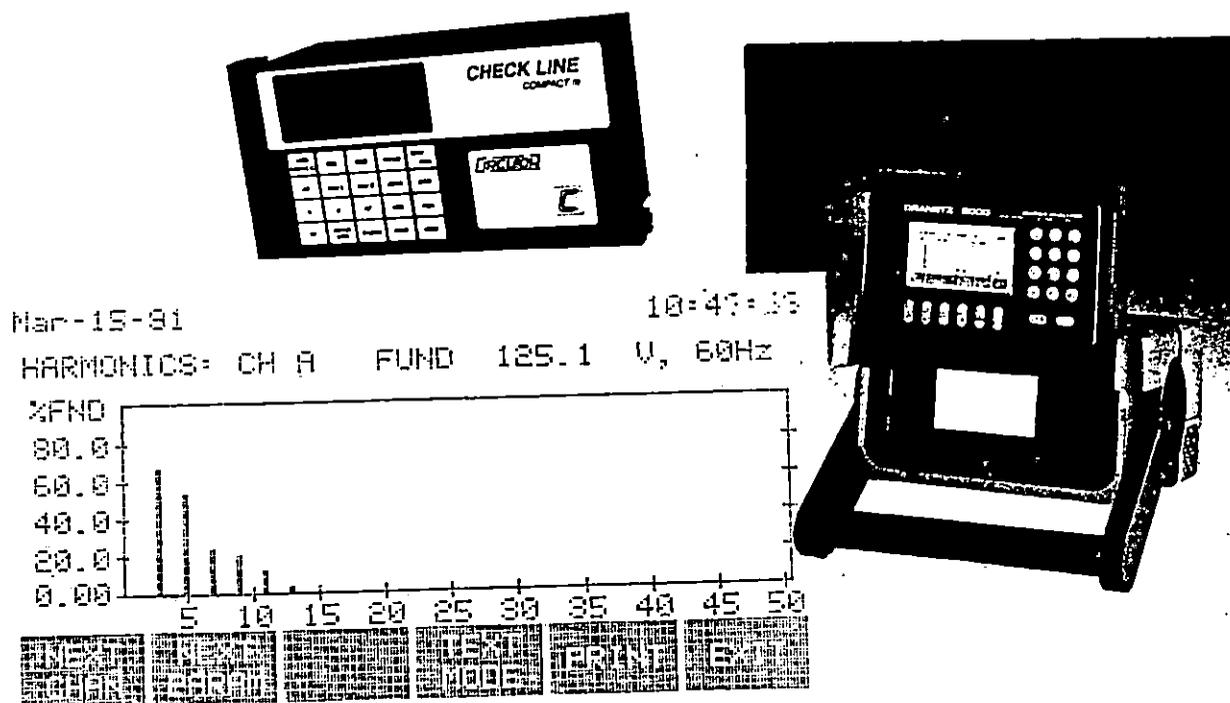


Figura 1.3. Algunos instrumentos, modernos, medidores y analizadores de energía y la forma como son presentadas las mediciones.

1.3 Conceptos Fundamentales De Medidores De Watt-H

1.3.1 Medidor

Es un dispositivo electromecánico que registra la energía consumida por una determinada carga. Esta energía viene expresada en KWH; para medir la energía eléctrica entregada a los abonados es necesario conocer ciertos aspectos y criterios tanto eléctricos como térmicos de los medidores.

Aún cuando un medidor es especificado para ciertas características, es necesario indicar ciertos ajustes para una mejor exactitud en el registro de la energía consumida por un determinado abonado.

1.3.2 Componentes Del Medidor De Vatios-Horas

Para propósitos de descripción el medidor de vatios-hora puede ser dividido en los componentes o partes esenciales descritas a continuación:

- 1) El estator, o elemento electromagnético, previamente determina el voltaje aplicado al medidor y la corriente a través de éste, para producir el torque o fuerza en el rotor, el cual es proporcional a la potencia medida en ese momento.
- 2) El rotor, o armadura (parte móvil del medidor), el cual consiste de un disco conductor diseñado para rotar dentro de un campo magnético producido por los elementos electromagnéticos, y los sistemas asociados a éstos.
- 3) El montaje del amortiguamiento magnético permanente, (imán) el cual también desempeña en el rotor la función de suplir el retraso proporcional del torque a la velocidad del rotor .
- 4) Un registro (mecanismo contador o totalizador), el cual cuenta las revoluciones del rotor y presentan estas lecturas en una forma apropiada para poder ser leída en el medidor.
- 5) Una armadura (pieza sobre la cual se monta y combina los diversos elementos) algunas veces llamados rejillas, la cual provee la estructura necesaria para realizar el montaje de las piezas a un mismo tiempo.
- 6) La base y el montaje de la tapadera, las cuales encierran o cubren los elementos del medidor permitiendo armar fácilmente el equipo, esta

protección del medidor está diseñada para soportar las condiciones del ambiente y para evitar manipulación de personas sin autorización o manipulación imprudente.

Básicamente, los medidores polifásicos o de multi-estator (multi-elemento) no difiere en gran medida de los medidores de un elemento, salvo que éstos poseen más de un elemento instalado en la estructura y que algunas veces contienen más de dos discos.

1.3.3 El Elemento (Estator)

El elemento de un medidor de Vatios-Hora, consiste de una bobina de voltaje, fig. 1.2. y de una o dos bobinas de corriente, montadas en una estructura de acero laminado, la cual provee la trayectoria necesaria al magnetismo resultante de los efectos magnéticos combinados en el entre-hierro, dentro del cual opera el rotor. La bobina de potencial está construida como un arrollamiento de varias vueltas de alambre fino, el número de vueltas es generalmente proporcional al voltaje nominal de la bobina y la sección transversal del alambre es inversamente proporcional. En algunos modelos se instalan, fuera de las bobinas de potencial de los medidores polifásicos, devanados especiales para proporcionar niveles de voltaje pequeños suministrados a la señalización de indicación de potencial, también para accionar los pulsos y accionar los dispositivos del medidor. Vienen envueltos en moldes de material aislante o encapsulado en resina aislante para proporcionarle un alto nivel de aislamiento en caso de sobre voltaje de línea a línea o de línea a tierra.

Las bobinas de corriente están construidas relativamente de pocas vueltas por un conductor de gran sección transversal, capaz de transportar continuamente el valor de corriente nominal del medidor, el número de vueltas generalmente es inversamente proporcional a la corriente nominal mientras que la sección transversal del conductor es directamente proporcional. Las bobinas de corriente también deben poseer alto nivel de aislamiento para cuando existan fallas entre línea a línea o línea a tierra, manteniendo durante un tiempo relativamente grande el nivel de tensión nominal del medidor.

1.3.4 El Rotor

El rotor esta construido por un disco de aluminio montado en un eje del mismo material que se encuentra en posición vertical; para medidores de uno y dos elementos los discos son laminados, constan de varias capas de aluminio unidas entre sí con una capa aislante y poseen ranuras

del disco, esta corriente al interactuar con el mismo campo magnético produce un torque en sentido opuesto al movimiento del disco.

1.3.6 El Registro

El registro se encuentra montado en una parte de la base del medidor de Vatios-Hora, y está constituido por un dispositivo de engranajes acoplados entre sí, los cuales son accionados por los engranajes conectados al eje del rotor. A causa de una revolución del disco del medidor, usualmente se presenta un pequeño registro de Vatios-Hora, un engranaje suministra la señal desde el punto de abastecimiento del eje para poder realizar el primer registro de la lectura. Por lo general se encuentran disponibles dos tipos de registros los cuales difieren en la forma que presentan las lecturas de los KW-H: el tipo reloj y el tipo ciclómetro.

En los registros de tipo reloj existen cuatro o cinco círculos cada uno contiene diez divisiones iguales y se encuentran ubicados en la parte frontal del medidor, los ejes del engranaje del registro se extiende a través del centro de cada círculo transportando las señales, las cuales son indicadas en dichos círculos. El círculo que se encuentra a la derecha es el que indica el primer registro debido a la rotación del eje en el sentido de las manecillas del reloj y para una lectura directa se hace que coincida una revolución para 10 Kilo Watt-Hora, por lo que cada división de la escala representa 1 Kilo Watt-hora.

El tipo ciclómetro, posee una serie de ventanas que son las que sustituyen a los círculos, obteniéndose la lectura por medio de una serie de números, éstos funcionan utilizando la energía almacenada en un dispositivo el cual se basa en la acción de un cilindro gravitacional, para suministrar el movimiento al mecanismo de los números del cuadrante hasta que éste indique cero.

Existen medidores para registros de dos tarifas, una se usa con carga normal o período de carga reducida y la otra tarifa se usa para valores máximos; los medidores de dos tarifas están equipados con dos filas de cuadrantes de Kilo Watt-Horas, las cuales poseen engranajes independientes para que cada sección del registro pueda ser accionado por el disco del medidor, los registros tienen un accionador térmico con el cual se comanda la conmutación de un registro a otro los registros están accionados externamente y pueden operar para una u otra tarifa debido a la acción del conmutador, la energía total consumida (KWh) se obtiene de la suma de las lecturas que se registran en cada cuadrante.

del disco, esta corriente al interactuar con el mismo campo magnético produce un torque en sentido opuesto al movimiento del disco.

1.3.6 El Registro

El registro se encuentra montado en una parte de la base del medidor de Vatios-Hora, y está constituido por un dispositivo de engranajes acoplados entre sí, los cuales son accionados por los engranajes conectados al eje del rotor. A causa de una revolución del disco del medidor, usualmente se presenta un pequeño registro de Vatios-Hora, un engranaje suministra la señal desde el punto de abastecimiento del eje para poder realizar el primer registro de la lectura. Por lo general se encuentran disponibles dos tipos de registros los cuales difieren en la forma que presentan las lecturas de los KW-H: el tipo reloj y el tipo ciclómetro.

En los registros de tipo reloj existen cuatro o cinco círculos cada uno contiene diez divisiones iguales y se encuentran ubicados en la parte frontal del medidor, los ejes del engranaje del registro se extiende a través del centro de cada círculo transportando las señales, las cuales son indicadas en dichos círculos. El círculo que se encuentra a la derecha es el que indica el primer registro debido a la rotación del eje en el sentido de las manecillas del reloj y para una lectura directa se hace que coincida una revolución para 10 Kilo Watt-Hora, por lo que cada división de la escala representa 1 Kilo Watt-hora.

El tipo ciclómetro, posee una serie de ventanas que son las que sustituyen a los círculos, obteniéndose la lectura por medio de una serie de números, éstos funcionan utilizando la energía almacenada en un dispositivo el cual se basa en la acción de un cilindro gravitacional, para suministrar el movimiento al mecanismo de los números del cuadrante hasta que éste indique cero.

Existen medidores para registros de dos tarifas, una se usa con carga normal o período de carga reducida y la otra tarifa se usa para valores máximos; los medidores de dos tarifas están equipados con dos filas de cuadrantes de Kilo Watt-Horas, las cuales poseen engranajes independientes para que cada sección del registro pueda ser accionado por el disco del medidor, los registros tienen un accionador térmico con el cual se comanda la conmutación de un registro a otro los registros están accionados externamente y pueden operar para una u otra tarifa debido a la acción del conmutador, la energía total consumida (KWh) se obtiene de la suma de las lecturas que se registran en cada cuadrante.

1.3.7 La Armadura.

La armadura cumple una función importante de soportar y atar a la vez en una correcta y estable relación de todos los componentes del medidor previamente descrito. El montaje de estos componentes forman una unidad.

La base del medidor posee una construcción fuerte de acuerdo al molde o diseño y del tipo de material del cual esté hecha, puede ser hierro, o para medidores más modernos se usan moldes de aluminio para garantizar la estabilidad de las dimensiones a través de los años de servicio.

1.3.8 Base Del Medidor Y Tapadera.

En complemento a la función básica del medidor y a la cubierta que le proporciona protección, la base del medidor debe proveer bornes accesibles para la conexión de los circuitos eléctricos. Actualmente los medidores pueden estar divididos en dos clases: Los desmontables y los de receptáculos.

En los tipos de medidores desmontables, los elementos del medidor se encuentran ensamblados a la base de la placa por medio del cual se expanden los terminales del circuito para las respectivas conexiones.

En los primeros medidores que utilizaron receptáculo, se usó una base metálica con pasa muros aislante para los terminales de los conductores que se extendían a través de los bornes de salida del medidor. Desde el año de 1955, se introdujeron modificaciones para los medidores de una sola fase y desde el año de 1964 surgieron las modificaciones para los medidores polifásicos, los cuales consistían en que los receptáculos (test block) debían poseer propiedades para soportar fuerzas de gran impacto, y tenían que ser de material plástico para obtener un nivel superior de aislamiento y una mejor resistencia a la corrosión. En los modelos más recientes, el receptáculo posee empaque especiales para evitar que se introduzcan partículas de polvo e incluyen filtros que permiten al medidor exhalar el aire para evitar acumulación de humedad.

1.3.9 Ajustes Del Medidor.

Los ajustes eléctricos de los medidores de Watt-Hora incluyen un ajuste para carga alta, ajuste con carga inductiva o factor de potencia y ajuste con carga baja, además para medidores con multi-elemento es necesario se les realice ajustes de balance.

El ajuste a plena carga se ejecuta debajo del sistema de amortiguamiento, y consiste de un tornillo magnéticamente accionado a través de la derivación del magnetismo permanente con el cual se está

cambiando de fuerza al campo de amortiguamiento magnético, produciendo un cambio en la velocidad del disco del medidor de carga. Solamente es necesario un ajuste de igual naturaleza para cualquiera de los medidores ya sea de un elemento o multi-elemento. De presentarse falla en la medición, ocasionaría resultados con error en el registro del medidor, los cuales dependen del factor de potencia de la carga. Para factor de potencia casi unitario, el error es despreciable; pero es conveniente y cada vez más importante que el factor de potencia de la carga sea lo más reducido posible.

El error no es despreciable cuando el factor de potencia es considerablemente menor que 1.0, el ajuste para este caso se llama "Ajuste de factor de potencia" o "Ajuste de carga inductiva" y pueden hacerse solamente para pruebas con algunos factores de potencia que sean más bajos que 1.0 (comúnmente este ajuste se hace para f.p 0.5). En un medidor con multielementos, cada elemento posee su propio ajuste de factor de potencia y debe ser ajustado individualmente.

El ajuste con carga reducida o carga baja incluye una rejilla conductora o circuito, cuya posición puede variarse tangencialmente respecto al disco, la función es suministrar un pequeño torque de impulso el cual es independiente del valor de la carga, pero depende de la posición relativa del aspa respecto al magnetismo.

1.3.10 Compensación Del Medidor.

Los altos grados de precisión obtenibles con los medidores de Watt-Hora para amplios rangos de cargas y condiciones ambientales se deben a varios métodos de compensación los cuales están diseñados para el interior del medidor y con funcionamiento automático, las formas principales de compensación son: Compensación por sobrecarga, compensación por voltaje, y compensación por temperatura.

En la compensación de sobrecarga, los resultados de una caída de carga se minimizan por medio de un moderno diseño que encierra el flujo producido por el amortiguamiento magnético permanente y lo compara con el flujo producido por los elementos de potencial y corriente, con lo cual se produce un retardo en la velocidad del medidor por lo que se hace necesario la compensación. La sobrecarga de corriente tiende a saturar "el puente de sobrecarga" a través de los polos electromagnéticos, este puente es una derivación magnética en paralelo con la trayectoria del flujo de la corriente a través del entrehierro.

De manera similar para la compensación de voltaje, aunque aparentemente difiere un poco en apariencia, una derivación magnética saturable a través del potencial magnético mejora la característica de voltaje a tal grado que 240 Voltios, pueden ser registrados exactamente en un intervalo de 100 a 300 Voltios.

Las condiciones de temperatura ambiente a las cuales un medidor puede estar sujeto cuando se encuentra en servicio y debido a ellas se afecta su precisión, se clasifican en dos clases:

1- Se consideran aquellas que afectan la precisión en un mismo porcentaje, sin tomar en cuenta la magnitud o el factor de potencia de la carga.

Otros factores que contribuyen a estos errores pueden ser clasificados dependiendo como afecte la temperatura al magnetismo permanente, el cual tiende a debilitarse a altas temperaturas, mientras que el disco del medidor gira más rápidamente en un porcentaje que es independiente de la carga. La compensación para este tipo de errores se ve afectada por las derivaciones del magnetismo permanente, el uso del amortiguamiento de flujo puede controlar y proveer excelente temperatura de compensación para los distintos rangos de trabajo.

2- En estos errores se consideran los que varían con el factor de potencia de la carga; en otras palabras estos son errores que resultan del daño que causa la temperatura ambiente a las propiedades de los distintos elementos del medidor.

1.3.11 La Constante Watt-Hora.

La constante de Watt-Hora, algunas veces llamada la constante del disco del medidor de Watt-Hora, define la energía representada por una revolución del disco y se representa por el símbolo "Kh" y se expresa en Watt-Horas por la revolución del disco.

Para cualquier tipo de medidor la constante "Kh" es igual a la corriente de prueba, voltaje nominal, N de elementos divididos entre la velocidad del disco, expresadas en revoluciones por minuto (Rpm).

$$Kh = (I \text{ de prueba} \times V \text{ Nominal} \times N \text{ de elementos}) / R.P.M. \times 60.$$

Cuando un medidor se usa con transformadores de corriente, la constante "Kh" del medidor se debe multiplicar por el factor de relación de los transformadores de instrumentos para obtener el "Kh primario" o la energía instantánea representada por la revolución del disco.

1.3.12 Relación De Registro.

Para una lectura directa del registro cada división el primer círculo del cuadrante representa 1 Kwh o 1000 Watt-Hora, por lo tanto la máxima lectura en el dial del primer círculo representa 10,000 Watt-Hora.

La relación de multiplicación (Rg) se define como el número de revoluciones que el disco necesita para efectuar la máxima lectura en el dial del primer círculo, depende de la constante de Vatios-Hora y se obtiene dividiendo 10,000 Watt -Hora entre "Kh".

Si las reducciones ocurren en dos pasos, la "reducción del eje" (Rs) es la reducción entre el rotor y el corte de registro, la "relación de registro" (Rr) es la reducción entre el corte del registro y la primera grabación o impresión de la señal, obviamente entonces, "Rg" se obtiene con la siguiente fórmula: $R_g = R_s \times R_r$

$$R_r = K_r \times 10000 / K_h \times R_s \quad \text{o} \quad R_r = K_r \times 10000 / K_h \times R_{TC} \times R_{TP} \times R_S$$

1.3.13 Como Leer Un Medidor

La lectura del medidor se determina por las posiciones de las manecillas en las cinco carátulas. Cada carátula tiene diez marcas, desde cero hasta nueve, pero las marcas de carátulas diferentes representan cantidades diferentes: unidades, decenas, centenas, etc. La manecilla siempre se mueven desde cero hasta 1, a 2, ...hasta 9. No obstante, las carátulas están marcadas en direcciones diferentes, es decir, la numeración de la carátula de las decenas de millar se incrementa en la dirección del movimiento de las manecillas del reloj, la de los millares en sentido contrario, etc.

Determinase la dirección de la rotación por la forma en que está numerada.

No todos los medidores son iguales. En tanto se utilice la electricidad en una casa, todas las manecillas se estarán moviendo. La magnitud del movimiento será diez veces más lento en cada carátula de derecha a izquierda. A menos que el consumo de potencia sea desacomodadamente intenso, sólo se notará el movimiento en la carátula de la derecha. Para leer el medidor, obsérvese el número que acaba de pasar la manecilla, teniendo presente la dirección de rotación en cada carátula, empezando desde la izquierda.

Por ejemplo en la figura 1.4 A se muestra una lectura de 03758, o sea, 3758 KWH.

Las carátulas de los medidores no están marcadas con precisión. Puede parecer que la manecilla de cualquiera de las carátulas está exactamente sobre un número, pero en realidad está arriba o debajo de él. A fin de decidir como está, obsérvese la manecilla de la carátula a la derecha de ella. Si la manecilla de la derecha no ha llegado a cero, en la carátula precedente no se ha llegado al número más cercano. Si la manecilla de la derecha ha pasado el cero use el número superior siguiente para la carátula anterior. En la figura 1.4 B parece que la carátula de en medio está en el seis, pero debido a que en la carátula siguiente de la derecha no se ha llegado al cero, la lectura correcta para la carátula de en medio es cinco. La lectura completa es 04592 o sea, 4592 KW-H.

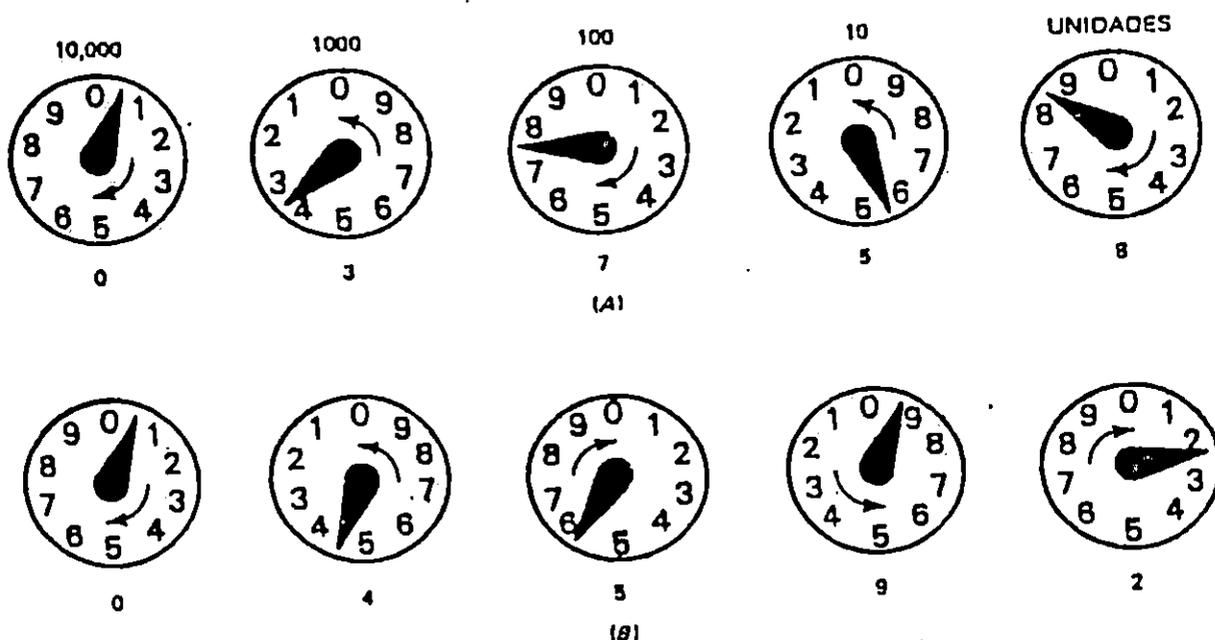


Fig.1.6.1 Presentadores para la toma de lectura de energía.

1.4 Potencia Eléctrica. Definiciones.

1.4.1 Potencia Instantánea

La potencia entregada a cualquier objeto en función del tiempo viene dada por el producto de la tensión instantánea a través del mismo y la corriente instantánea que por él pasa. De esta forma,

$$P = VI$$

Se suponen conocidas tanto la corriente como la tensión. Si el objeto en cuestión es una resistencia R , es posible expresar en términos únicamente de la corriente o de la tensión.

$$p = vi = i^2R = v^2/R$$

Si la tensión y la corriente están asociadas con un objeto inductivo puro, entonces

$$P = vi = Li \frac{di}{dt} = \frac{1}{L} \int_{-x}^t v dt$$

en donde se ha supuesto arbitrariamente que la tensión es cero cuando $t = -\infty$. En el caso de un condensador,

$$p = v \cdot i = C \cdot v \frac{dv}{dt} = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i \, dt$$

En donde se ha hecho una suposición análoga sobre la corriente. Sin embargo, esta relación de ecuaciones para la potencia en términos de únicamente una corriente o una tensión resulta poco manejable.

La mayoría de los problemas que implican cálculo de potencia son quizá los que tratan de circuitos en régimen permanente excitados por funciones excitatrices sinusoidales; aún cuando se empleen funciones excitatrices periódicas no sinusoidales, es posible descomponer el problema en varios problemas parciales en los que las funciones excitatrices son sinusoidales. En un circuito RL con una fuente sinusoidal $V_m \cos \omega t$. La respuesta en el dominio del tiempo es:

$$i(t) = I_m \cos(\omega t + \Theta)$$

donde

$$I_m = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \quad \text{y} \quad \Theta = -\tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

En consecuencia, la potencia instantánea entregada al circuito completo en régimen permanente sinusoidal es

$$p = v i = V_m I_m \cos(\omega t + \Theta) \cos \omega t$$

reescribiendo la ecuación de potencia en una forma utilizando la identidad trigonométrica del producto de dos funciones cosenos. Por consiguiente tenemos:

$$P = \frac{V_m I_m}{2} [\cos (2\omega t + \Theta) + \cos \Theta]$$

$$P = \frac{V_m I_m}{2} \cos \Theta + \frac{V_m I_m}{2} \cos (2\omega t + \Theta)$$

La última ecuación tiene varias características que son ciertas en general para circuitos en régimen permanente sinusoidal. Uno de los términos, el primero, no es función del tiempo; y figura un segundo término que tiene una variación cíclica con una frecuencia doble de la aplicada. Este término es una onda coseno y las ondas seno y coseno tiene valores medios iguales a cero (cuando se halla la media para un número entero de períodos).

1.4.2 Potencia Media.

Al hablar del valor medio de la potencia instantánea, hay que definir claramente el intervalo de tiempo para el cual se calcula el valor medio. En primer lugar, eligiendo un intervalo general de tiempo entre t_1 y t_2 . Podemos entonces obtener el valor medio integrado $p(t)$ entre t_1 y t_2 y dividiendo el resultado por el intervalo de tiempo $t_2 - t_1$. Así tendremos,

$$P = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt \quad (1)$$

Como el valor medio es función del tiempo, se representa por la letra P mayúscula, escribiéndola generalmente sin subíndice. Aunque P no es función del tiempo, si lo es de t_1 y t_2 , los dos instantes que definen el intervalo de integración. Esta dependencia de P de un específico intervalo de tiempo puede expresarse de un modo sencillo si $p(t)$ es una función periódica. Consideremos en primer lugar este caso importante.

Supongamos que tanto nuestra función excitatriz como las respuestas del circuito son periódicas; se ha llegado al estado de régimen permanente, aunque no necesariamente al del régimen permanente sinusoidal. Podemos definir matemáticamente una función periódica exigiendo que

$$f(t) = f(t + T)$$

en donde T es el período. Ahora, podemos probar que el valor medio de la potencia instantánea expresada por la Ecuación (1) puede ser calculado para el intervalo de un período a partir de un origen arbitrario.

Una onda periódica general, identificada como $p(t)$, se muestra en la Fig. 1.5. Calculando primero la potencia media integrando desde t_1 hasta un tiempo t_2 correspondiente a un período después, $t_2 = t_1 + T$.

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} p(t) dt$$

y luego integrando desde otro instante t_x hasta $t_x + T$

$$P_x = \frac{1}{T} \int_{t_x}^{t_x+T} p(t) dt$$

La igualdad entre P_1 y P_x ha de ser evidente teniendo en cuenta la interpretación gráfica de las integrales; el área que representa la integral calculada al determinar P_x es menor en el área entre t_1 y t_x , pero mayor en el área entre $t_1 + T$ y $t_x + T$, exigiendo la naturaleza periódica de la curva que estas dos áreas sean iguales. Por tanto, **se puede calcular la potencia media integrando la potencia instantánea en un intervalo cualquiera que tenga una longitud de un período y dividiendo a continuación por el período.**

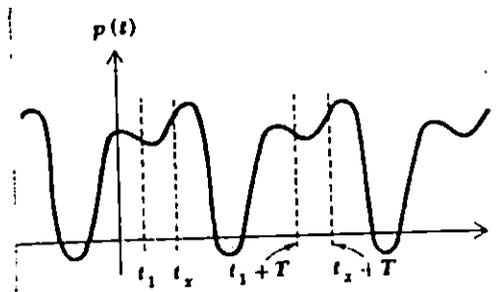


Figura 1.5 El valor de la potencia media P de una función periódica de potencia $P(t)$ es igual sobre cualquier período.

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_{t_x}^{t_{x+T}} p \, dt$$

podríamos haber integrado en un número entero de períodos, siempre que luego dividamos por el mismo número entero de períodos. Por tanto,

$$P(t) = \frac{1}{nT} \int_{t_x}^{t_{x+nT}} p \, dt \quad n = 1, 2, 3, \dots \text{ec. (2)}$$

Si se establece al límite este concepto integrado en todo el tiempo, se obtiene otro resultado útil. Primero imponemos a la integral límites simétricos

$$P = \frac{1}{nT} \int_{-nT/2}^{nT/2} p \, dt$$

y luego hallando el límite cuando n se hace infinito.

$$P = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{nT} \int_{-nT/2}^{nT/2} p \, dt$$

Si $p(t)$ es una función matemática normal, como lo son todas las funciones excitatrices y respuestas físicas, es evidente que si se sustituye un entero grande n por un número algo mayor que no sea un entero, el valor de la integral y P variará una cantidad despreciable; además, el error disminuye al aumentar n . Sin justificar rigurosamente este paso, sustituimos en consecuencia la variable discreta nT por la variable continua t ,

$$P = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} p \, dt$$

En varias ocasiones, es conveniente integrar funciones periódicas en este "período infinito".

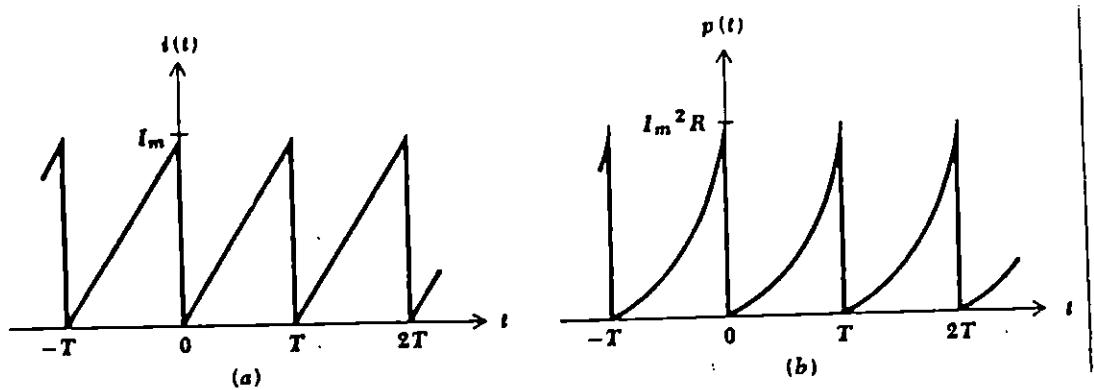


Figura 1.6 (a) Señal de corriente en forma de diente de sierra (b) forma de onda de potencia instantánea que produce en un resistor.

Ejemplo del cálculo de la potencia media de una onda periódica hallando la potencia media entregada a una resistencia R por la onda de corriente en forma de diente de sierra (periódica) que muestra la Figura. 1.6.A. Tenemos

$$i(t) = \frac{I_m t}{T} \quad 0 < t \leq T$$

$$i(t) = \frac{I_m}{T} (t - T) \quad T < t \leq 2T$$

y

$$p(t) = \frac{1}{T^2} I_m^2 R t^2 \quad 0 < t \leq T$$

$$p(t) = \frac{1}{T^2} I_m^2 R (t - T)^2 \quad T < t \leq 2T$$

Como se muestra en la Figura. 1.6.B. Integrando en el más sencillo intervalo de un período, desde $t = 0$ hasta $t = T$, se obtiene

$$P = \frac{1}{R} \int_0^T \frac{I_m^2 R t^2}{T^2} dt = \frac{1}{3} I_m^2 R$$

La elección de otros intervalos de un período, tales como desde $t = 0,1T$ y la división por $2T$, es decir, la aplicación de la Ecuación (2) con $n = 2$ y $t_x = 0$, dará también el mismo resultado.

Obteniendo ahora el resultado general para el régimen permanente sinusoidal.

Considerando que la tensión sinusoidal general

$$v(t) = V_m \cos (wt + \alpha)$$

y la corriente

$$i(t) = I_m \cos (wt + \alpha - \Theta)$$

están asociadas con el objeto en cuestión. La potencia instantánea es

$$p(t) = V_m I_m \cos (wt + \alpha - \Theta)$$

Expresando otra vez el producto de dos funciones coseno la semisuma del coseno del ángulo diferencia y el coseno del ángulo suma,

$$p(t) = \frac{1}{2} V_m I_m \cos \Theta + \frac{1}{2} V_m I_m \cos (2wt + 2\alpha - \Theta)$$

El primer término es una constante, independiente de t . El otro es una función coseno: por tanto, $p(t)$ es periódica y su período es $\frac{1}{2}T$. Obsérvese que el período T está asociado con la tensión y la corriente dadas y no por la potencia; la función potencia tiene un período $\frac{1}{2}T$. Sin embargo, podemos integrar en un intervalo de T segundos para determinar el valor medio; únicamente es necesario dividir también por T segundos. Conociendo que las ondas seno y coseno nos muestra que el

valor medio de cualquiera de ellas en un período es cero. Así pues, no es necesario integrar formalmente por inspección, el valor medio del segundo término en un período T (ó $\frac{1}{2}T$) es cero y el valor medio del primer término, una constante, ha de ser la misma constante. Por tanto,

$$P = \frac{1}{2}V_m I_m \cos \theta$$

La potencia media entregada a cualquier red compuesta totalmente por bobinas y condensadores ideales, es cero; la potencia instantánea es cero solamente en ciertos instantes específicos. Así pues, durante una parte del ciclo entra potencia en la red y durante otra sale de ella.

La figura 1.7. muestra gráficas de potencia media para una carga resistiva, una carga con diferencia de fase de 90° y una carga con diferencia de fase de 60° .

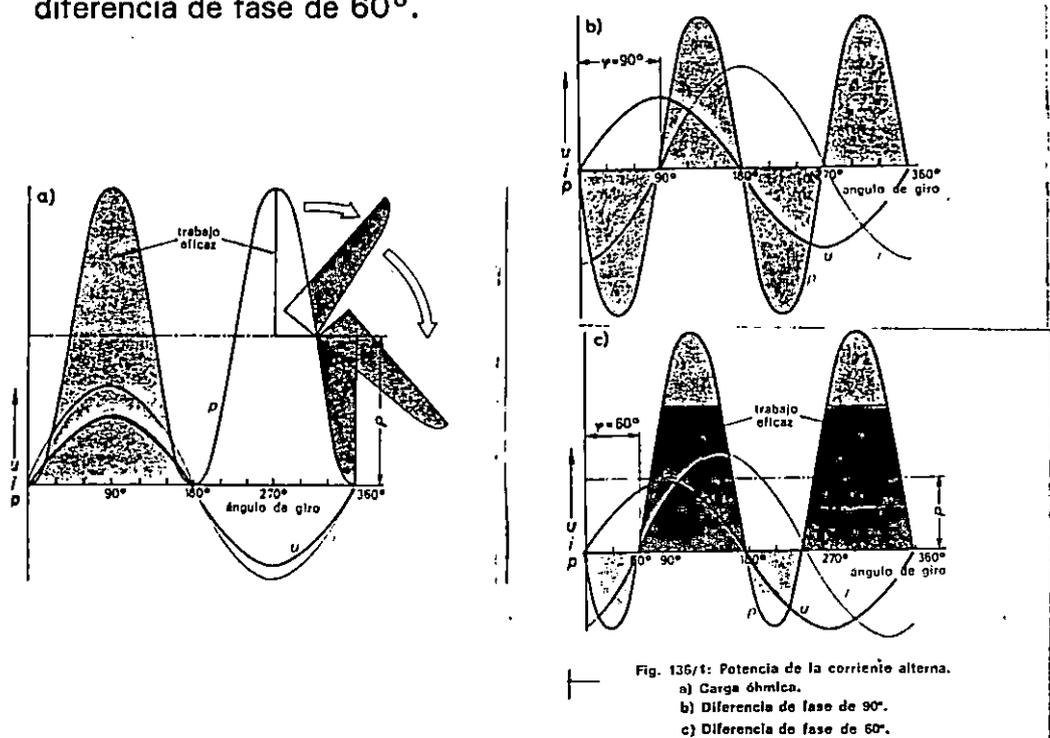


Figura 1.7. Potencia de corriente alterna. carga Ohmica(a), con $\theta = 90^\circ$ (b) y $\theta = 60^\circ$.

1.4.3 Potencia Aparente y Factor de Potencia.

Los conceptos de potencia y factor de potencia se debe a la industria de la energía eléctrica, en la que es necesario transportar grandes cantidades de energía de un punto a otro; la eficacia con que se realice este transporte ejerce una acción directa sobre el costo de la energía eléctrica, el cual en definitiva, lo paga el usuario. Un usuario que aporta una carga que da origen a una eficacia relativamente pobre de la transmisión, debe pagar un precio mayor por cada kilovatio-hora (kWh)

de energía eléctrica que realmente recibe y utiliza. De modo análogo, el cliente que requiere de la compañía eléctrica una instalación más costosa para el transporte y distribución también pagará más por cada kilovatio-hora.

Supondremos que la tensión sinusoidal.

$$v = V_m \cos (wt + \alpha)$$

se aplica a una red, y que la corriente sinusoidal resultante es

$$i = I_m \cos (wt + \beta)$$

Por tanto, en ángulo de fase en que la tensión adelanta a la corriente es

$$\Theta = \alpha - \beta$$

La potencia media entregada a la red, suponiendo el convenio de signos para elementos pasivos en sus terminales de entrada, puede expresarse bien en términos de valores máximos,

$$P = \frac{1}{2} V_m I_m \cos \Theta$$

bien en términos de valores eficaces,

$$P = V_{eff} I_{eff} \cos \Theta$$

Si la tensión aplicada y la corriente respuesta hubiesen sido magnitudes de c.c., la potencia media entregada a la red vendría dada simplemente por el producto de la tensión y la corriente. Aplicando esta técnica para c.c. al caso sinusoidal obtendríamos un valor de la potencia absorbida dado *aparentemente* por el producto $V_{eff} I_{eff}$. Este producto de valores eficaces de tensión y corriente no es la potencia media; lo definimos como potencia aparente. Dimensionalmente, la potencia aparente debe medirse en las mismas unidades que la potencia real, pues $\cos \Theta$ no tiene dimensiones, pero, para evitar confusiones, se aplica a la potencia aparentemente el término voltios-amperios o VA o KVA. Como $\cos \Theta$ no puede tener un valor mayor que la unidad, es evidente que el valor de la potencia real nunca la puede ser mayor que el valor de la potencia aparente.

La potencia aparente no es un concepto limitado únicamente a funciones excitatrices y respuestas sinusoidales. Se puede determinar para cualquiera ondas de corriente y tensión, independientemente de su forma, tomando simplemente el producto de los valores eficaces de corriente y tensión.

La razón de la potencia real o media a la potencia aparente, se llama factor de potencia, simbolizado por P.F. Así pues,

$$\text{P.F.} = \frac{\text{Potencia media}}{\text{Potencia aparente}} = \frac{P}{V_{\text{eff}} I_{\text{eff}}}$$

En el caso sinusoidal, el factor de potencia es sencillamente $\cos Q$, en donde Q es el ángulo en que la tensión adelanta a la corriente. Esta relación es la razón, por la cual se llama a menudo al ángulo Q ángulo de factor de potencia.

Para una carga resistiva pura, tensión y corriente están en fase, Q es cero y el factor de potencia es la unidad. La potencia aparente y la potencia media son iguales. Pero también puede conseguirse un factor de potencia unidad en cargas que contienen inductancia y capacidad si se eligen los valores de los elementos para que la frecuencia a que operan den una impedancia de entrada que tenga un ángulo de fase cero.

Una carga reactiva pura, es decir, una que no contenga resistencia, producirá una diferencia de fase entre tensión y corriente de más o menos 90° , siendo entonces cero el factor de potencia.

Entre estos dos casos extremos, están las redes generales, para las cuales el factor de potencia puede extenderse de cero a la unidad. Un factor de potencia 0.5 por ejemplo, indica una carga que tiene una impedancia de entrada con un ángulo de fase de 60° ó -60° ; la primera representa una carga inductiva, ya que la tensión adelanta a la fuente en 60° , mientras que la segunda representa una carga capacitiva. La ambigüedad de la naturaleza de la carga se resuelve hablando de un factor de potencia adelantado o un factor de potencia retrasado, refiriéndose las palabras adelantado y retrasado a la fase de la corriente con respecto a la tensión. Por tanto, una carga inductiva tendrá un factor de potencia retrasado y una carga capacitiva tendrá un factor de potencia adelantado.

1.5 PRINCIPIOS DE MODULACION ANÁLOGA DEL PULSO

Entre las principales formas de modulación analógica tenemos: modulación por amplitud de pulso y modulación por tiempo del pulso. Además esta última incluye las formas de duración del pulso, posición del pulso y frecuencia de modulación del pulso.

1.5.1 Modulación por amplitud de pulso.

La mas simple forma de modulación por pulso es la modulación por amplitud de pulso (*PAM*). En *PAM*, la amplitud del pulso varía en proporción, a la amplitud de la señal, como se muestra en la figura 1.8.c

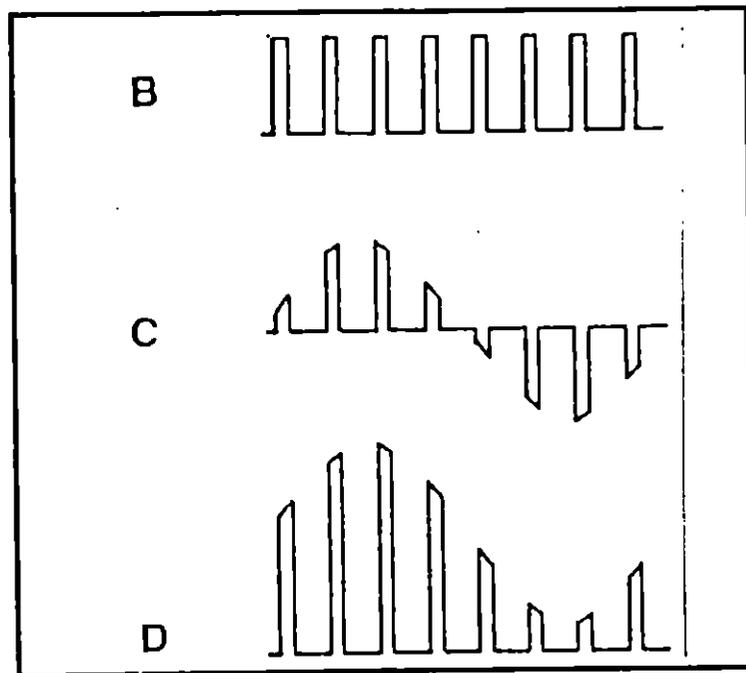


figura 1.8 *PAM* con doble y simple polaridad.

Esta señal es A.C., si se le suma un nivel de referencia D.C. positivo, se obtiene con una sola polaridad, figura 1.8.d. Igualmente un nivel de ref. D.C. negativo puede utilizarse para obtener pulsos negativos.

Un método práctico de generar una señal *PAM* se muestra en la figura 1.9. Este circuito usa un integrado CMOS 4016 *switch*. Básicamente lo compone un interruptor FET. Cuando el pulso de muestreo va hacia el positivo, el interruptor cierra y la modulación es apreciada en la salida, a través de R3. Cuando el pulso va a cero, el interruptor abre y la salida es cero. Sin embargo la simple polaridad de la señal se puede llevar a cabo agregando R1 y R2. Estas resistencias forman un divisor de voltaje que suma un nivel de voltaje D.C. a la señal de entrada, dando como resultado una señal D.C variable.

El demodulador para una señal *PAM* es simplemente un filtro paso bajo. El cual elimina la señal de muestreo y sus armónicos, y da paso a la señal original. La *PAM* no es empleada muy frecuentemente para transmitir información, ya que es mas propensa a la interferencia por ruido que otras formas de modulación.

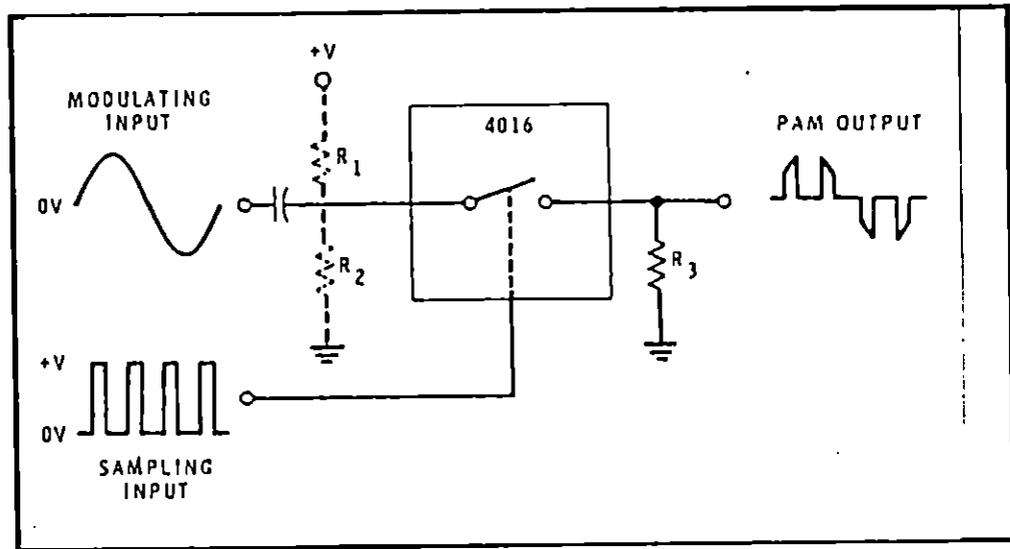


figura 1.9 Un método para obtener la *PAM*.

1.5.2 Modulación Por Tiempo Del Pulso

En la modulación por tiempo del pulso (*PTM*), la modulación de la señal es muestreada exactamente igual como lo es en el *PAM*. Sin embargo, en la *PTM*, la amplitud de la muestra es indicada por una variación de tiempo del pulso modulado, mas que por la variación en amplitud. Las características de la variación en el tiempo pueden ser la duración, posición, o frecuencia de los pulsos. Por consiguiente, hay **tres tipos básicos de *PTM*: modulación por ancho del pulso (*PWM*), modulación por posición del pulso (*PPM*), y modulación por frecuencia del pulso (*FPM*)**.

1.5.3 Modulación por ancho de pulso.

Este tipo de *PWM* (*de Pulse Width Modulation*) es llamada modulación por longitud del pulso, sin embargo, modulación por ancho de pulso es el termino preferido. En *PWM*, la señal $f(t)$ se muestrea periódicamente a razón lo bastante rápida para satisfacer los requisitos del teorema de muestreo. En cada instante de muestra se genera un pulso de amplitud fija y ancho proporcional a los valores muestreados

de $f(t)$, figura 1.10 , asignado un ancho mínimo τ_0 al mínimo de $f(t)$. La variación del ancho a partir de τ_0 es proporcional a $f(t)$, definiéndose una constante de proporcionalidad k_1 . La duración del pulso debe ser menor que la porción de tiempo asignada a una muestra, dejando usualmente un tiempo de guardia adicional τ_g . Otra versión del *PWM* es modular ambos bordes simultáneamente. (es decir simétricamente). y *PPM*.

Hay tres diferentes clasificaciones del *PWM*: *simétrico PWM*, *flanco descendente PWM*, y *flanco ascendente PWM*. Estos se muestran en la figura 1.11, junto con la señal senoidal de modulación. La figura 1.11.a muestra un *PWM* simétrico. Aquí, la señal modulada es muestreada y ambos flancos ascendentes y descendentes del pulso son variados de acuerdo con la amplitud de la muestra. Cuando el voltaje de la muestra es positiva, la duración del pulso incrementa, y cuando el voltaje de la señal es negativo, la duración del pulso disminuye.

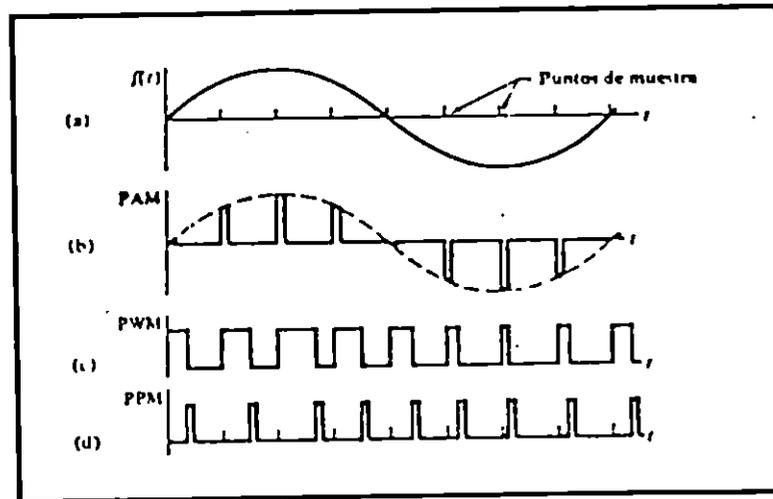


figura 1.10 Formas de Ondas para *PAM*, *PWM*, y *PPM*.

Los espacios entre el centro de los pulsos permanecen constantes, como se muestra.

La *PWM* de flanco ascendente es mostrado en la figura 1.11.b. En este tipo de *PWM*, la amplitud de la muestra varia el flanco ascendente del pulso. El flanco descendente de cada pulso es fijo y el espacio o tiempo entre cada flanco descendente del pulso es constante.

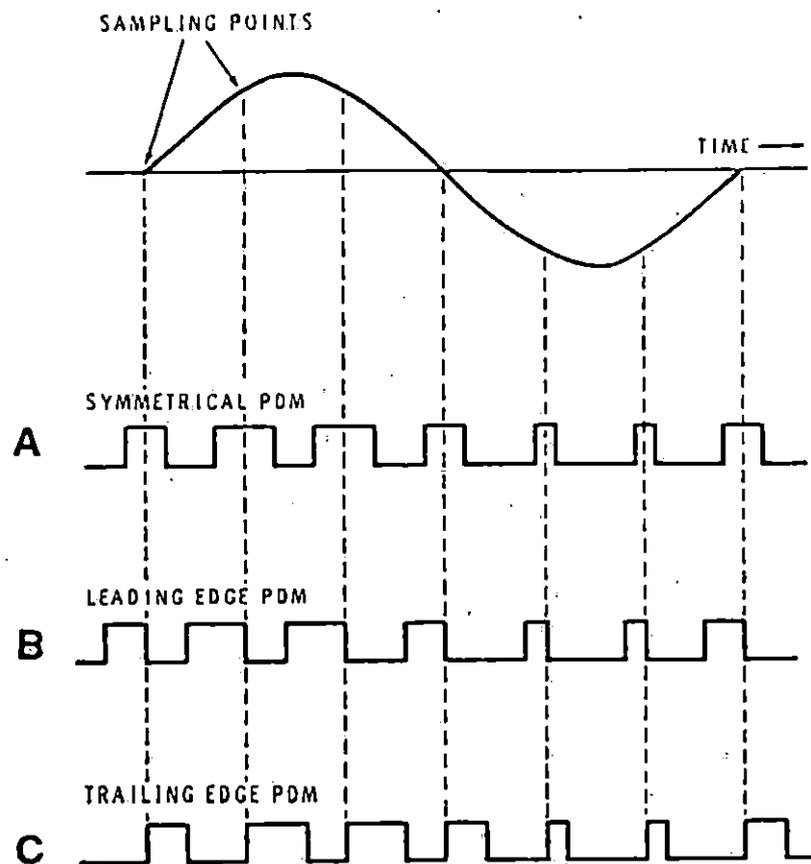


Figura 1.11. tipos de flaqueo con Δ APWM

La *PWM* de flanco descendente es mostrado en la figura 1.11.c. En este tipo de *PWM*, la amplitud de la muestra varía el flanco descendente del pulso. El flanco ascendente de cada pulso es fijo y el espacio o tiempo entre cada flanco ascendente del pulso es constante. Un típico generador de *PWM* se muestra en la figura 1.12. Hay dos entradas: una señal triangular con una frecuencia de muestreo y una señal de entrada moduladora, la cual es una señal senoidal. Estas dos señales son sumadas y la salida es una señal triangular superpuesta sobre la señal senoidal, como se muestra. Esta señal se aplica a un comparador de cruce por cero, lo que da como resultado una señal *PWM*.

Un método simple para demodular un señal PWM es usando un filtro paso-bajo. Sin embargo esta técnica puede producir en algunos casos algunas distorsiones. Uno de los sistemas posibles, con baja distorsión y mejores características, es un circuito que convierte la señal PWM a una PAM y luego se utiliza un filtro paso bajo para demodular la PAM. Este resultado da una baja distorsión.

La *PWM* es una elección frecuente cuando se desea el control remoto proporcional de una posición o cierta razón de posición. El valor medio de una onda *PWM* varía directamente con la modulación y se puede usar para controlar un motor con operaciones de conmutación eficiente. El control proporcional puede mantener

independientemente de la fuerza de la señal sobre un intervalo amplio. Entre las desventajas de la *PWM* está la necesidad de detección de ambos bordes del pulso y un tiempo de guardia relativamente largo. Los efectos de los transitorios de la señal introducidos en el sistema pueden variar con el ancho del pulso causando un comportamiento no uniforme.

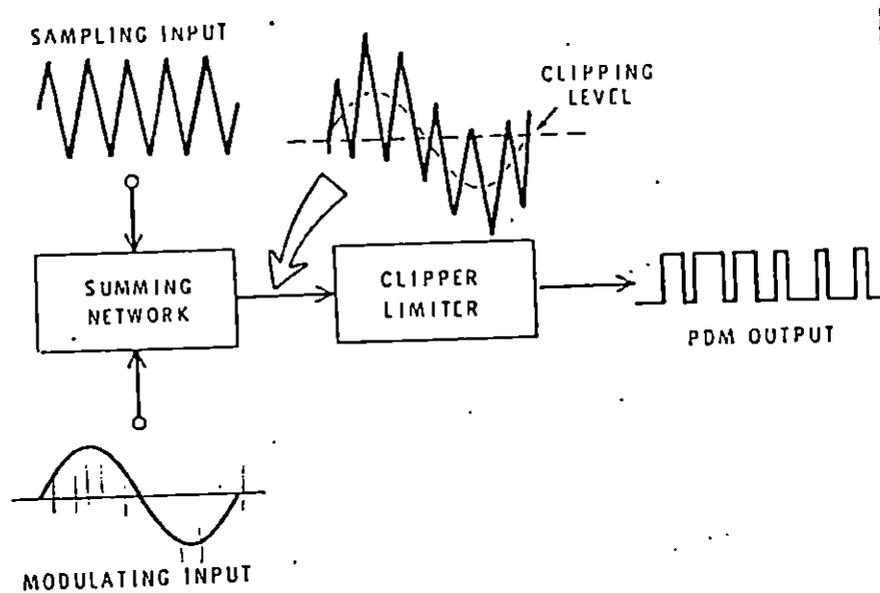


figura 1.12 Método de generación de una *PWM*.

El *PWM* se basa en dos principios de operación básicos, mostrados en las figura 1.13a) b) y c). La figura 1.13a) muestra el principio de operación en el cual la señal de entrada y la señal de referencia, una onda triangular, son comparadas a través de un comparador con *AmpOp*. El pulso de salida tiene un ancho igual a un intervalo de tiempo entre los puntos de cruce próximos de las dos señales. La figura 1.13(b) muestra el principio de integrador de doble pendiente en el cual la señal de entrada es integrada por un integrador miller, junto con la referencia, positiva o negativa, de voltajes generados por un comparador con histéresis. Por consiguiente, el tiempo de integración varía proporcionalmente con la señal de entrada. El pulso de salida del comparador tiene un ancho igual al tiempo de integración. El principio de operación del convertidor puede clasificarse como integrador de doble pendiente *PWM*. Sin embargo, *el integrador Miller es reemplazado por un simple circuito integrador RC para aproximar a PWM (APWM)* como se muestra en la figura 1.13c).

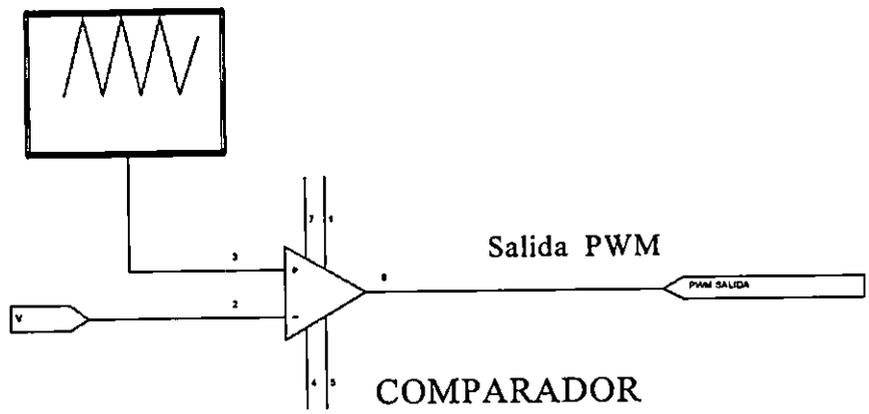
1.5.4 Modulación por posición de pulso. (*PPM*).

En este tipo de modulación la amplitud y el ancho del pulso permanecen constantes mientras que la posición del pulso varía, en relación a un pulso de referencia, de acuerdo con la señal moduladora.

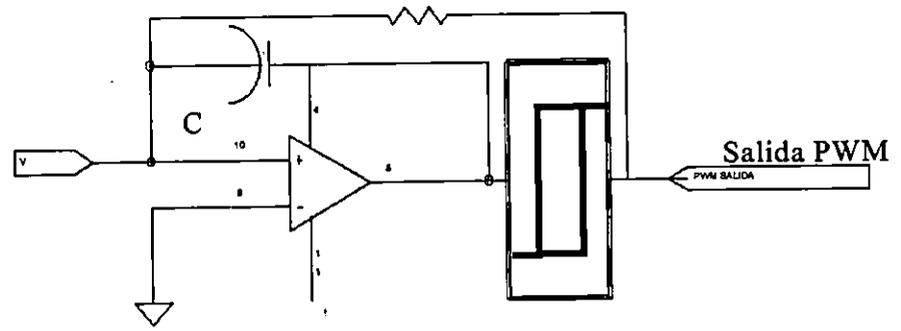
La figura 1.12b muestra la señal típica de una *PPM*. La señal moduladora y los pulsos de referencia se muestran en la figura 1.12a. Es de observar que cuando la señal moduladora va hacia un valor positivo, los pulsos de salida se retrasan con respecto al pulso de referencia, con una cantidad de tiempo proporcional a la muestra de la amplitud. Similarmente, cuando la señal moduladora toma un valor negativo, la salida del pulso adelanta a la señal de referencia, proporcionalmente a la amplitud de la señal. Tanto *PWM* como *PPM* son métodos de modulación no lineales, **por lo que no puede aplicarse directamente el análisis de Fourier**. Sin embargo, como en el caso de la modulación de ángulo, puede obtenerse alguna información útil.

La generación de la modulación de regulación de pulso emplea comúnmente diversas combinaciones de un circuito de muestra y retención, un generador de precisión de voltaje en rampa y un comparador. En la figura 1.15a se muestra un diagrama de bloques de un circuito típico para generar *PWM* y *PPM*. El generador de rampa produce un voltaje en rampa de precisión cuya amplitud de pico a pico es ligeramente mayor que el máximo intervalo de amplitud de señales de entrada. Este voltaje en rampa es la base de la conversión de amplitud a sincronización y, por lo tanto, debe conocerse exactamente. Puede reajustarse por medio del reloj. El comparador es un amplificador de alta ganancia que opera entre dos valores. Si la señal de entrada es mayor que el nivel de referencia, la salida se mantiene en un estado (es decir en un nivel de voltaje dado). Si es menor, la salida se mantiene en el otro estado (nivel de voltaje). Qué estado exista en la salida depende de que la entrada está por encima o por debajo del umbral (nivel de referencia) del comparador. La transición entre ambos estados ocurre muy abruptamente si el comparador está bien diseñado.

En la Figura b) se muestran las formas de ondas de la generación de *PWM* y *PPM* usando este sistema. El nivel de voltaje de referencia del comparador se ajusta de la forma que siempre se intercepta con la suma del circuito de muestra y retención y el voltaje en rampa. En este sistema el primer cruce del nivel de referencia indica la sincronización del reloj y el segundo genera el borde de salida variable. La amplitud constante de los pulsos de salida se determina por los niveles de voltaje de salida del comparador.



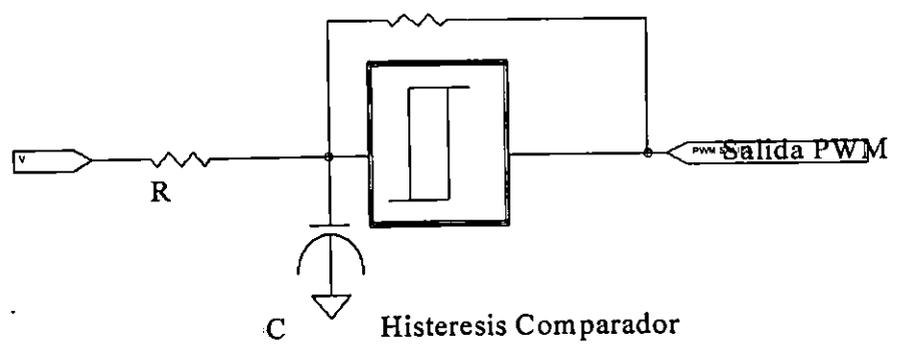
(a)



Integrador MILLER

Histeresis Comparador

(b)



Histeresis Comparador

figura 1.13 Principios de ^(c)PWM: (a) Comparación, (b) Integración de doble pendiente, (c) Integración de doble pendiente Aproximada.

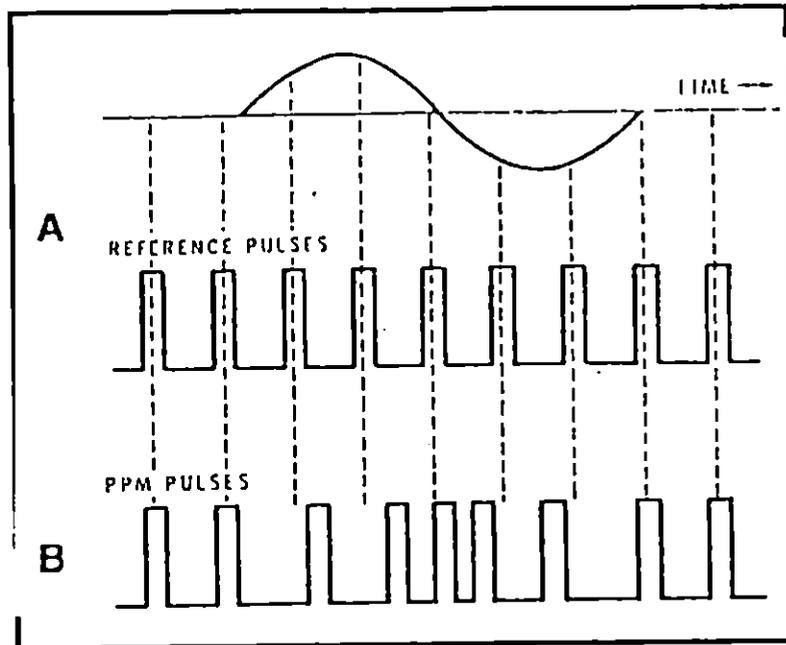


Figura 1.14 Modulación por posición de pulso.

Una forma conveniente de generar *PPM* es de usar *PWM* generada y entonces accionar un generador de pulsos de ancho constante en los bordes de la onda *PWM* con pendiente negativa, como se ilustra en la figura 1.15.b.

Este generador produce pulsos de ancho y amplitud fijos cuyo tiempo de ocurrencia, con relación al reloj, está linealmente relacionado con los valores muestreados de la señal de entrada.

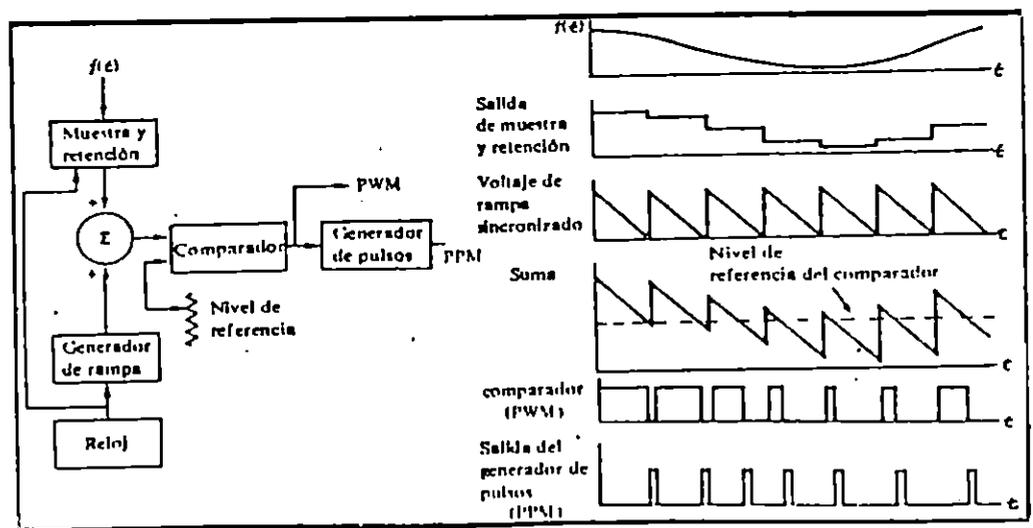


Figura 1.15 Formas de Ondas de generación *PWM* y *PPM*.

1.6 Transformadores de intensidad.

Su función es transformar corrientes a valores fáciles de medir. Por sus características de transformación protegen a los aparatos de medición contra las corrientes de cortocircuito y contra sobretensiones.

1.6.1 Clasificaciones básicas.

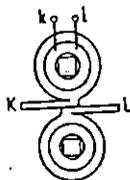
Los transformadores de intensidad pueden agruparse en transformadores con devanado en el primario y transformadores con ventana para pasar los conductores del primario.

Transformadores con devanado en el primario

Su principio se muestra en la figura 1.16 Ellos tiene conexiones primarias y secundarias fijas.

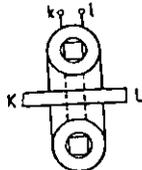
Transformadores con ventana para pasar los conductores del primario.

Su principio se muestra en la figura 1.17 Los conductores del primario se pasan a través de la ventana. Las conexiones del secundario son fijas.



K,L Borne del primario
k,l Borne del secundario

figura 1.16 Principio de un transformador de intensidad con devanado en el primario.



K,L Conductor del primario
k,l Borne del secundario

Figura 1.17 Transformador de intensidad con ventana.

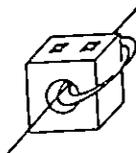


Figura 1.18 Transformador de intensidad con ventana utilizado con paso múltiple de conductores.

Los transformadores de intensidad con ventana pueden ser utilizados como transformadores con paso múltiple de conductores. Esta aplicación se muestra en la figura 1.18.

Los transformadores para tensiones de servicio de hasta 1000 V no se ponen a tierra según VDE 0660.

1.6.2 Transformadores de intensidad para aplicaciones definidas.

Transformadores intermedios

Los transformadores intermedios se emplean para variar la intensidad del secundario de los transformadores principales. Con ellos se puede reducir el factor de sobrecarga de los transformadores principales y, por tanto, se pueden emplear para la protección de aparatos muy sensibles a las sobreintensidades.

Transformadores de suma de corrientes.

Los transformadores de suma de corrientes se emplean para la medición de la suma de varias intensidades de la misma frecuencia y fase, aunque se admite que las alimentaciones o derivaciones tengan diferente $\cos \phi$. Cuando se desea sumar las intensidades de cada una de las fases, es necesario utilizar tres transformadores de suma corrientes.

Transformadores con paso múltiple de conductores.

Para esta aplicación, pueden emplearse transformadores con ventana con una intensidad de servicio en el primario de hasta 200 A. Cuando las intensidades de servicio son más altas, la sección de los conductores es relativamente grande y solamente conductores con una sección de hasta 35 mm² aproximadamente pueden ser arrollados a través de la ventana. Con el número de vueltas del arrollamiento puede modificarse la relación de transformación del transformador, permaneciendo invariable la potencia del mismo.

1.6.3 Intensidad en el secundario de los transformadores de intensidad.

Los transformadores de intensidad en ejecución normalmente tienen una intensidad nominal de 1 A en el secundario. Esta corriente baja en el secundario tiene la ventaja que la potencia de los transformadores puede ser seleccionado en base al consumo de los aparatos conectados. Las pérdidas de los conductores con una sección de 2,5 mm² y una longitud de hasta 10 M pueden ser despreciadas. Si

Servicio normal.

Se tiene servicio normal cuando por el primario circula una corriente entre 0,1 y 1,2 veces la corriente nominal del primario y en el secundario se encuentra conectada la carga nominal. En los transformadores, cuya intensidad nominal en el secundario es 1 A y su potencia nominal es baja, raras veces se presentan tensiones de contacto peligrosas (por encima de 65 V). En la tabla 1.2 se muestra un ejemplo.

Cortocircuito.

En la zona de saturación del transformador U_{2e} aumenta poco, mientras, el valor de cresta U_2 puede aumentar en forma considerable, es decir, la amortiguación por las corrientes de Foucault se produce más tarde. El valor de cresta es 2 veces mayor que el valor efectivo, sino es mucho más grande, aproximadamente en el factor 50.

Servicio con el secundario abierto.

Un transformador de intensidad que presta servicio con el secundario abierto (por ej., un transformador de suma de corrientes), se comporta como un transformador en cuyos bornes se encuentra conectada una carga infinita. Toda la intensidad del primario se utiliza para la magnetización, figura 1.20.

El valor efectivo del flujo magnético, a causa de la saturación, no aumentó en forma significativa. Sin embargo, al paso por cero, la pendiente es mucho mayor y provoca picos de tensión de aproximadamente 0,2 hasta 0,7 ms de duración, si el transformador presta servicio con el secundario abierto ($U_2 \text{ dF/dt}$). Incluso con bajas intensidades en el primario, el transformador se magnetiza hasta la saturación durante cada semionda, es decir, en cada período el núcleo cambia dos veces de magnetización (figura 1.21).

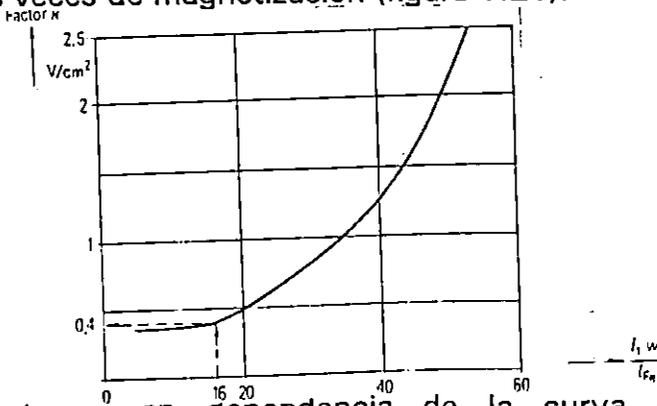
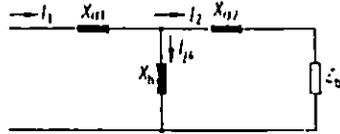


Figura 1.19 Factor K en dependencia de la curva característica de magnetización.

Tabla 1.2 Ejemplo para el cálculo de la tensión en los bornes del secundario de transformadores de intensidad en servicio normal y en caso de cortocircuito

Relación de transformación	.../1 A	.../5 A
Demanda de potencia del		
Amperímetro	0,2 VA	0,2 VA
Fasímetro	3,5 VA	3,5 VA
Contador (kWh)	0,5 VA	0,5 VA
Conductor de 50 m. 2,5 mm ²	0,72 VA	18 VA
Potencial total necesaria	4,92 VA	22,2 VA
Potencial del transformador seleccionado	5 VA	25 VA
Tensión en los bornes del secundario		
Servicio normal: de la ecuación 7.5		
$U_2 \text{ ef} = \frac{S}{I_2}$	$\frac{4,92}{1} = 4,92V$	
	Ninguna tensión de contacto peligrosa.	
En caso de cortocircuito: de la ecuación 7.6		
$U \approx 50 U_2 \text{ ef}$	$4,92 \cdot 50 \approx 246V$	$4,44 \cdot 50 \approx 222V$
	Tensión de contacto peligrosa	



- I_1 Corriente en el primario
- I_2 Corriente en el secundario
- I_m Corriente de magnetización
- $X_{\sigma 1}$ Inductividad de dispersión del primario
- $X_{\sigma 2}$ Inductividad de dispersión del secundario
- X_h Inductividad principal
- Z_b Resistencia aparente (carga) conectada al secundario

Fig. 7.30
Diagrama equivalente para un transformador de intensidad en servicio con los bornes del secundario abiertos

Figura 1.20 Diagrama equivalente para un transformador de intensidad en servicio con los bornes del secundario abiertos.

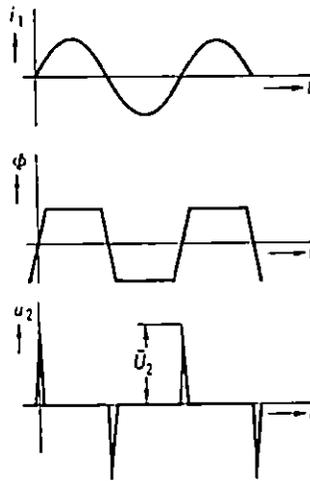


Figura 1.21 Curso de la corriente en el primario, del flujo magnético y de la tensión en el secundario de un transformador de intensidad en servicio con los bornes abiertos.

1.7 Conclusiones del Capítulo.

La innovación en instrumentos medidores de energía eléctrica, cuyo fin sea presentar una lectura de watt-hora, es poca, sin embargo una gran presencia la tienen instrumentos analizadores de energía a nivel industrial. Estos analizadores por lo general requieren de un gran soporte de hardware y software, y además son instrumentos de costos muy elevados.

Dentro de los conceptos o definiciones, estudiados en Potencia eléctrica, hay un concepto de gran importancia para este trabajo, la potencia media la cual por definición de puede determinar, la potencia media, integrando la potencia instantánea en un intervalo cualquiera que tenga una longitud de un período y dividiendo a continuación por el período.

Los transformadores de corriente Tipo ventana representan una ventaja, para la consideración de estos, para el diseño del circuito prototipo ya que sus características de relación de transformación pueden variarse muy fácilmente.

La técnica de modulación PWM, es empleada en la etapa multiplicadora de I y V, de los instrumentos que se desarrollan actualmente

REFERENCIA BIBLIOGRÁFICAS

1. Wolf, Stanley y Smith, Richard F.M. . Guía Para Mediciones Electrónicas Y Prácticas De Laboratorio. México: PRENTICE - HALL HISPANOAMERICANA S.A., 1992.
2. Schmelcher, Theodor. Manual De Baja Tensión. Traducido por Guillén, Jorge. República Federal de Alemania: SIEMENS A Ktiengesellschaft, 1984.
3. Kusui Shoji y Nagai Tetsuo. A Simple Phase Three-Wire Watts To Pulse Frecuency Converter Using Simple PWM And Its Acuracy Analysis. IEEE Transactions on Instrumentation And Measurement, vol 43, No 5, Octubre 1994.
4. Hayt, Willians y Kenmmery Jack E. Análisis De Circuitos En Ingeniería. Traducido por Suárez, Jairo Osuna. México: Mc Graw Hill, 1975.
5. Fulcrum Teory And Operation.
6. Dranetz Reshapes Energy Analysis In This Multi-Funtional, Easy To Use Tool. 1991.

CAPITULO II

DISEÑO DE UN INSTRUMENTO PROTOTIPO DE LABORATORIO "MEDIDOR DE KILOWATTHORA, PARA REDES TRIFILARES".

Introducción.

El principio fundamental de los multiplicadores usados por los watihórímetros electrónicos es llamado división por tiempo o Modulación por ancho de pulso (*PWM*).

Cualquiera de las dos señales voltaje o corriente, modula por ancho de pulso, un tren de pulsos, y la otra modula la amplitud para obtener así la multiplicación de voltaje y corriente. Estos principios son fundamentalmente usados en alta precisión y standard Watthour Meters. Recientemente muchos medidores electrónicos caros, de tipo residencial, han sido demandados para reemplazar medidores de tipo inductivo, especialmente para sistemas monofásico trifilar. En el presente capítulo se desarrolla el diseño de un circuito electrónico muy simplificado, basado en una alternativa, de medidor eléctrico propuesto por *the Japan Electric Meters Inspection Cooperation*, especialmente apropiado para fase trifilar basándose en la conversión de potencia a frecuencia. El diseño inicia con la descripción de cada una de las etapas del prototipo, luego se dimensionan sus componentes y se analiza el comportamiento teórico de cada una de éstas. Se determina un proceso de calibración para el circuito y se desarrolla su función de transferencia.

2.1 Descripción de etapas del prototipo.

El circuito está compuesto por diferentes etapas que le permiten tomar las señales de voltaje y corriente, acondicionarlos para luego aplicarles al *APWM* y etapa moduladora, la cual va a determinar una señal proporcional de la potencia de entrada, la cual, a su vez, producirá una serie de pulsos a través de un convertidor, proporcionales a ésta. Estos pulsos son tratados digitalmente con el objeto de eliminar los constantes de proporcionalidad y obtener una relación directa que pueden ser presentados. Es decir, las etapas se pueden clasificar de la manera siguiente:

- Etapla 1. Sensor de Potencia Eléctrica. (Corriente-Voltaje).
- Etapla 2. Convertidor de Señal de Potencia a Corriente,
- Etapla 3. Convertidor de Corriente a Frecuencia.

- Etapa 4.** Divisor de Frecuencia.
- Etapa 5.** Contador digital y Presentador.

2.1.1. Etapa 1. Sensor de Potencia Eléctrica.

Está compuesta por elementos transductores y acondicionadores de la señal, para luego ser tratados en el circuito, tendrá como variables de entrada la corriente de la carga y el voltaje de fase. La señal de corriente se sensa a través de un transformador de corriente, obteniéndose una señal con proporción directa, de acuerdo a su relación de transformación, la cual se aplica al **APWM** como señal de referencia y es así como a la salida del **APWM** se obtiene una señal modulada por ancho de pulso, por la corriente de la línea .

2.1.2. Convertidor de Potencia a Corriente.

En esta etapa se convertirá la potencia eléctrica sensada en un nivel de corriente D.C. (promedio) proporcional, a esta. Tendrá como variables de entrada las señales de voltaje y corriente que vienen de la etapa 1.

Esta segunda etapa lo constituye principalmente un multiplicador de las señales, en el cual se modula la señal de voltaje por medio de un interruptor analógico cuyo control de On-Off se realiza por la señal APWM (Señal Modulada de Corriente), de tal forma que la señal de salida será el resultado del producto de dos señales.

2.1.3. Etapa 3. Convertidor de Corriente a Frecuencia.

La corriente D.C. que proveniente de la etapa anterior se convierte a pulsos cuya frecuencia es proporcional a la potencia sensada en la primera etapa. De esta forma se obtiene una potencia en función del tiempo, que equivale a la energía consumida por la carga. Esta etapa permite calibrar el instrumento para una carga patrón, se calibra de tal forma que los pulsos de salida equivalen a la energía consumida. Estos pulsos se aplican a un circuito contador y posteriormente a un valor de frecuencia, de esa forma se tiene una relación directamente proporcional, que afecta a todas las cargas posibles a medir. Por lo general esta etapa se compone por un integrador y por un circuito de disparo. (monoestable).

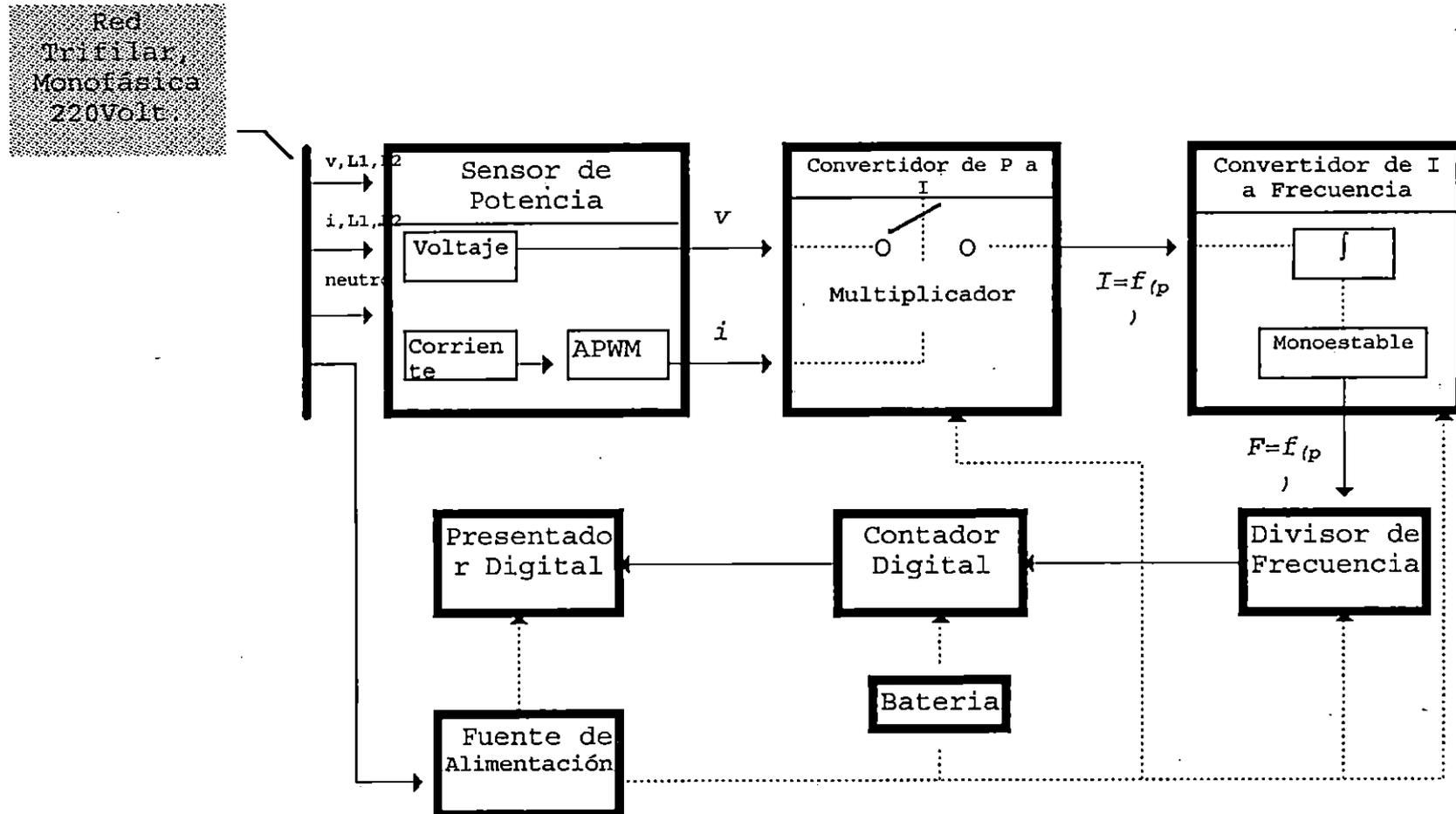


Figura 2.1 Diagrama de Bloques del Circuito, Prototipo de laboratorio, para la medición de energía eléctrica.

La frecuencia de salida se puede definir por:

$$F_{sal} = K(P.t) = K.Energía$$

Donde : K = constante de proporcionalidad directa.
 Energía = Valor de Energía Consumida.

2.1.4. Etapa 4, 5, 6. Divisor de frecuencia, Contador y Presentador Digital.

Los pulsos obtenidos en la etapa anterior se acondicionarán, a través de un divisor de frecuencia, considerando el valor k así, la frecuencia se divide por k veces obteniendo

$$f/k = (k/k) * Energía$$

Entonces

$$Energía_{(f)} = f/k$$

y posteriormente se presentarán, digitalmente, en **LED** de siete segmentos. En la etapa contadora se considerará un reseteo cada cierto período, ya que el número máximo a contar dependerá del número de dígitos seleccionados para la presentación digital, este número de reseteos será acumulado en un contador de reseteos, para considerarlos en la cantidad medida. También se deberá diseñar una alimentación ininterrumpida para la etapa de conteo y de esa forma mantener los datos en memoria en esta etapa, en caso de una falla en el circuito de alimentación.

2.1.5 Fuente de alimentación D.C. y circuito de alimentación ininterrumpida.

La fuente de Alimentación se encargará de proveer el voltaje y corriente necesario para el funcionamiento de cada una de las etapas convertidoras, multiplicadora y presentación digital. La etapa contadora será provista de un circuito de alimentación ininterrumpida con el objeto de mantener en memoria el último dato en caso de una falla en las líneas del sistema, básicamente contará con una batería de respaldo.

2.2 Análisis Teórico y Diseño de Circuitos

2.2.1 Sensor de Potencia

Como se ha mencionado anteriormente esta etapa está compuesta por elementos transductores y atenuadores de la señal y principalmente por el modulador de ancho de pulso aproximado (*APWM*), los cuales se analizan a continuación.

2.2.1.1. Circuito Sensor de Corriente.

La corriente de la carga es sensada a través de un transformador de corriente, tipo ventana, con una relación de transformación de 100/1, la cual se mejora con el paso múltiple del conductor por la ventana, así si se pasa dos veces el conductor por la ventana se tendrá una relación de $(100/2)/1 = 50/1$.

La función del transformador es transformar la corriente a valores fáciles de medir, y se emplean cuando la corriente en el primario es baja.

La carga conectada R_t (Resistencia Aparente del Circuito del secundario) y el consumo debe ser lo más bajo posible de tal manera de que este se magnetice hasta la saturación, lo que puede producir daños en el aislamiento del secundario, al mismo tiempo que el núcleo pueda sobrecalentarse.

Determinación de R_t .

En condiciones de servicio normal del transformador.

$$U_{2ef} = S / I_2$$

$$U_{2ef} = \text{Valor efectivo de la tensión en secundario.}$$

$$S = \text{Carga Conectada.}$$

$$I = \text{Intensidad en el Secundario.}$$

Para el transformador empleado y para condiciones nominales:

$$S \simeq 5.0 \text{ V.A.}$$

$$I_{2max} = 1. \text{A.}$$

$$U_{2ef} = 5.0 \text{ V.A.} / 1. \text{A} = 5.0 \text{ Volt.}$$

$$\therefore R_t = U_{2EF} / I_2 = 5 \text{ Volt} / 1 \text{ A.} = 5.0 \Omega$$

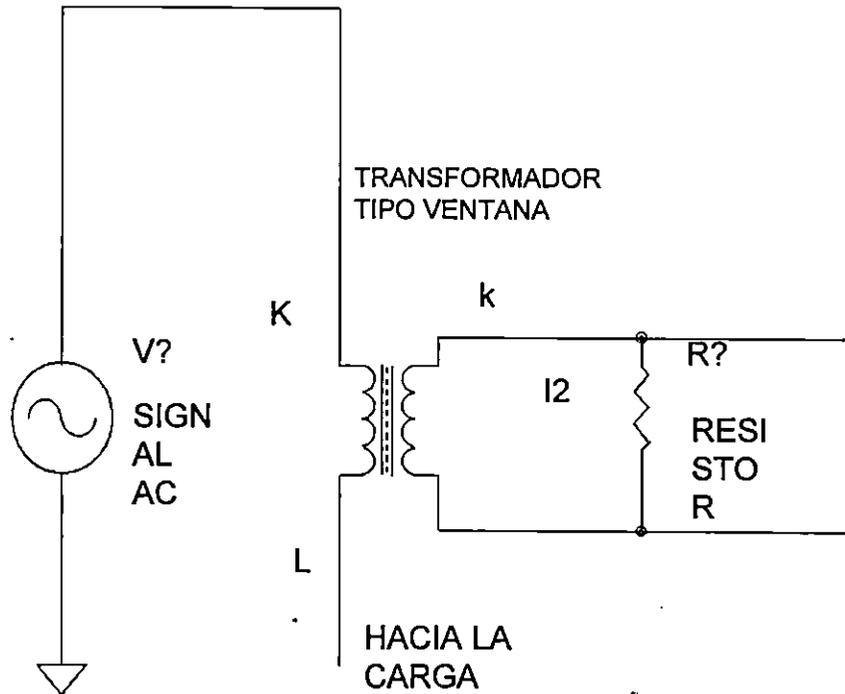


fig 2.2 Circuito del transformador de corriente, indicando sus bornes.

Otro ejemplo:

$$S \simeq 5.0 \text{ V.A.}$$

$$I_{2\text{max}} = 2. \text{A.}$$

$$U_{2\text{ef}} = 5.0 \text{ V.A.} / 2. \text{ A} = 2.50 \text{ Volt.}$$

$$\therefore R_t = U_{2\text{EF}} / I_2 = 2.5 \text{ Volt} / 2 \text{ A.} = 1.25 \Omega.$$

Sin embargo este valor de voltaje, $V_{2\text{ef}}$ en el secundario no se alcanzará debido a la naturaleza del instrumento (prototipo), por otra parte el voltaje $V_{2\text{ef}}$ no debería dimensionarse a 5 volt. ya que como se observa en la fig. este podría sobremodular al APWM.

De acuerdo a la tabla I (análisis de error) para un de 0.2 volt. y con un $\alpha = 0.05$, el error de linealidad en el APWM es despreciable considerando un instrumento medidor clase 2%.

Para mejorar la relación de transformación del transformador tenemos:

$$U_{2ef \text{ max.}} = \Delta V = 2 \text{ volt.}$$

Considerando un rango de cargas de 0 a 600 W., entonces :

$$\text{max.} = P_{\text{mac}} / V = 600 \text{ W} / 220 \text{ V.} = 2.727 \text{ Amp.}$$

Entonces , paso múltiple para lograr $V_{2ef} = 1 \text{ Volt.}$ en consideraciones de carga máxima.

Con esto se puede determinar un valor adecuado para $\pm E$ como $\pm 6 \text{ Voltios.}$

El voltaje en el secundario del transformador (CT1) se aplica al Circuito Modulador Aproximado por Ancho de Pulso como se muestra en la figura 2.3. En esta etapa la corriente de salida de CT1 fluye a través del resistor R_T . El voltaje v , a través de R_T modula el ancho del pulso, como se describe a continuación: Una corriente proporcional a V fluye sobre $R_4 (>> R_T)$ y carga el capacitor C , siempre que exista una corriente de realimentación desde R_3 , la cual esta conectada a la salida del Amp-Op A1. El voltaje e_c sobre C , es aplicado a la entrada inversora del AmpOp A1, y se incrementa gradualmente hasta alcanzar el potencial de la entrada no inversora de A1. Este potencial viene dado por:

$$R_1 * E / (R_1 + R_2) = \alpha * E,$$
$$\alpha = R_1 / (R_1 + R_2)$$

Donde E es el voltaje de salida de A1. En el momento que e_c alcanza aE , la polaridad de salida de A1 cambia a $-E$, y e_c decrece hasta cargar a $-aE$, como se muestra en la fig.2.4. La carga y descarga de C se repiten periódicamente. A1, R_1 y R_2 forman el comparador de histéresis teniendo límites entre $\pm aE$. En el circuito equivalente de la fig., V es casi constante durante un ciclo de e_c .

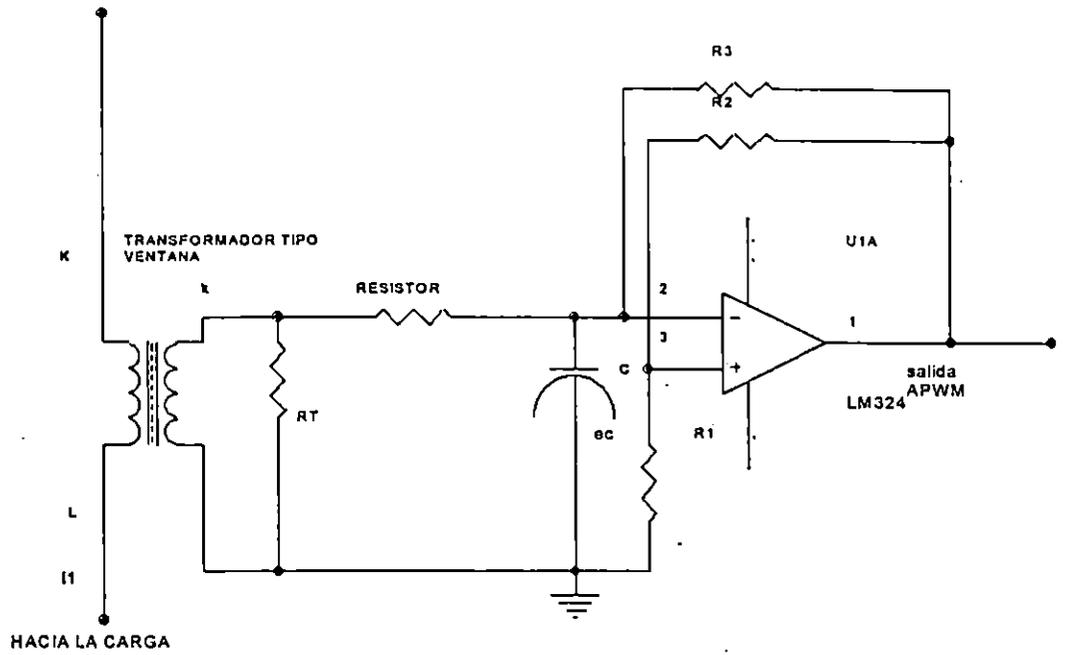


Figura 2.3. Circuito Sensor de Corriente y Modulador por ancho de pulso aproximado, APWM.

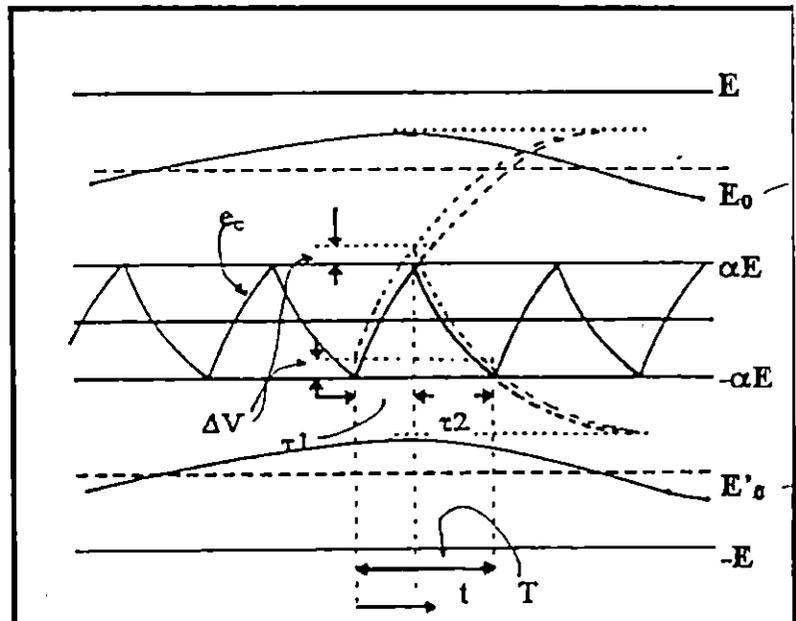


Figura 2.4 Formas de Ondas para el APWM.

Si no hay voltaje inicial y V es constante, el valor final ($t = \infty$) de (E_c, E_c^1) para $+E$ y $-E$ esta dado por:

$$E_e = \beta * v + (1 - \beta)E$$

$$E_e^l = \beta * v - (1 - \beta)E$$

respectivamente, donde

$$\beta = R_3 / (R_3 + R_4).$$

Tomando el valor de $a = 0.05$ se garantiza un valor muy pequeño de error para clase de medidores de alta precisión 0.2%; determinando entonces los valores de las resistencias.

$$\begin{aligned} \alpha &= R_1 / (R_1 + R_2) = 0.05 \\ R_1 &= 0.05 (R_1 + R_2) \\ R_1 &= 0.05R_1 + 0.05R_2 \\ R_1 &= (0.005R_2 / (1 - 0.005)) = 0.05 / 0.995 R_2 \\ R_1 &= 0.526315 R_2 \\ \text{Si } R_2 &= 20 \text{ KOhm.} \\ \therefore R_1 &= 0.526315 (20\text{K}\Omega) \\ R_1 &= 1052.63 \Omega \\ R_1 &\approx 1 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

Asumiendo el valor de $R_3 = 51\text{k}\Omega$ y si $R_3 = R_4$
 $\therefore \beta = 51\text{K}\Omega / 102\text{K}\Omega = 0.5$

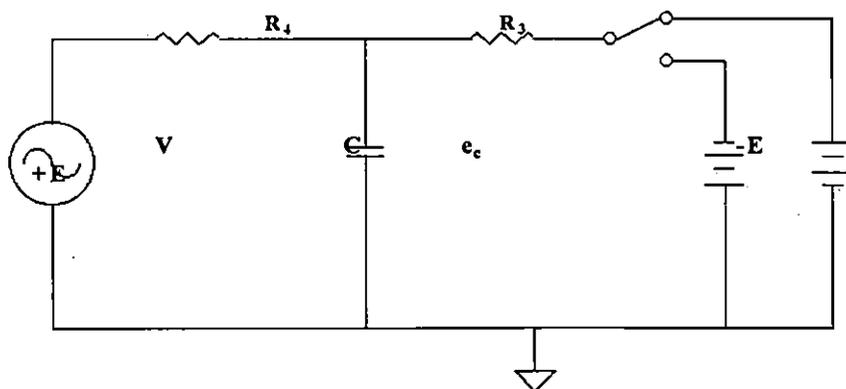


Figura 2.5 Circuito equivalente de la etapa de entrada para el sensor de corriente.

En la práctica v , E_e , y E_c cambian más lentamente que ec , como se muestra en la Figura 2.4 ec va hacia arriba y abajo entre $-aE$ y $+aE$ hacia E_c y E_c^l respectivamente con un

tiempo constante CR , donde $R = R_3 R_4 / (R_3 + R_4)$. es una resistencia equivalente conectada en serie con C . La salida de $A1$ igual a $+E$ y $-E$ durante el tiempo de carga y descarga τ_1 y τ_2 respectivamente, la cual es variada o modulada por V . $R_1 \sim R_4$, C y $A1$ componen un Modulador Aproximado por Ancho de Pulso (APWM).

2.2.1.2. Determinación de tiempos de conmutación en función de la corriente de entrada.

El voltaje e_c a través de C no es lineal, considerando que este sube desde $-aE$, como se muestra en la figura 2.6., y empleando la resistencia equivalente R conectada a C , tenemos:

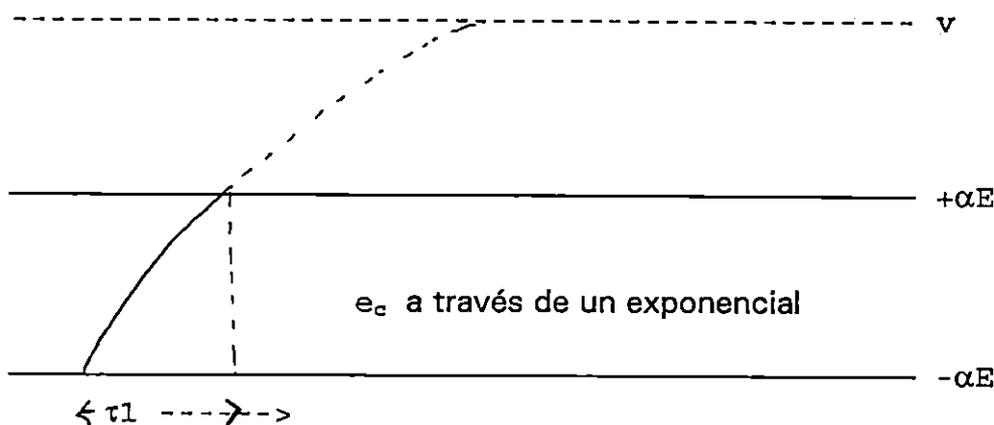


Figura 2.6 Carga no lineal de C_c a través de R .

$$e_c = (E_c + \alpha E) (1 - e^{-t/CR})$$

Cuando $e_c = aE$ entonces $t = G_1$, sustituyendo en ecuación , tenemos:

$$2\alpha E = (E_c + \alpha E) (1 - e^{-G_1/CR})$$

Despejando τ_1

$$2\alpha E = (E_c + \alpha E) - (E_c + \alpha E) (e^{-\tau_1/CR})$$

$$e^{-\tau_1/CR} = \frac{E_c - \alpha E}{E_c + \alpha E}$$

$$e^{\tau_1/CR} = \frac{E_c + \alpha E}{E_c - \alpha E}$$

Sustituyendo Ec por ecuación.

$$e^{-\Gamma_1/cr} = \frac{\beta V + (1+\beta)E + \alpha E}{\beta V + (1-\beta)E - \alpha E}$$

$$\Gamma_1 = CRLn \left[\frac{\beta V + [(1-\beta)E + \alpha E]}{\beta V + [(1-\beta)E - \alpha E]} \right]$$

En forma gráfica:

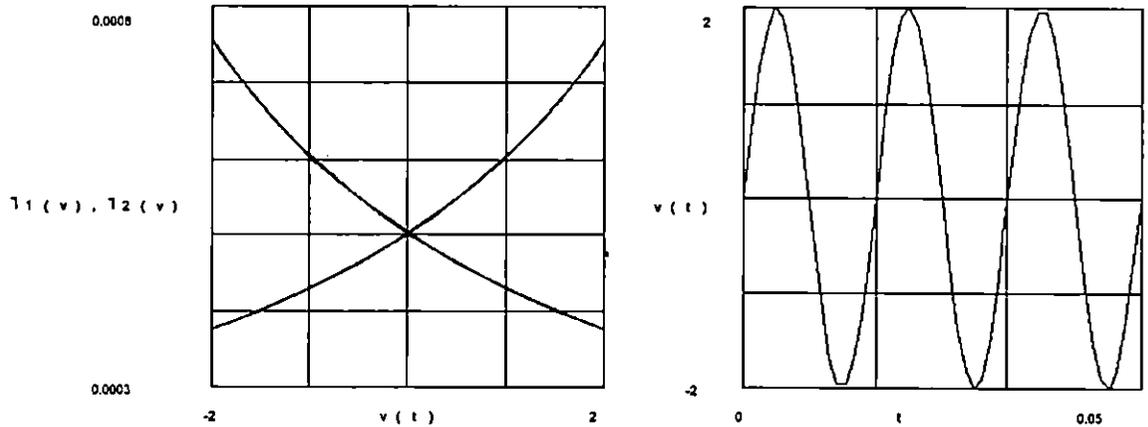


Figura 2.7 Gráficas de τ_1 y τ_2 en función de el voltaje U_2 en el secundario del transformador de corriente.

De forma similar τ_2 :

$$\Gamma_2 = CRLn \left[\frac{\beta V - [(1-\beta)E + \alpha E]}{\beta V - [(1-\beta)E - \alpha E]} \right]$$

2.2.2. SENSOR DE VOLTAJE, CIRCUITO MULTIPLICADOR Y DE PROTECCION DEL SW ANALOGICO.

La señal de voltaje se toma a través de resistencias conectadas directamente a las líneas, de lo cual se obtiene una corriente pequeña proporcional al voltaje de fase, estas resistencias se conectan a los interruptores analógicos, los cuales son controlados por el voltaje de salida del *APWN*. Con el propósito de proteger a los switch analógicos de las líneas del voltaje del sistema se colocan los diodos zener. El circuito es mostrado en la figura 2.8.

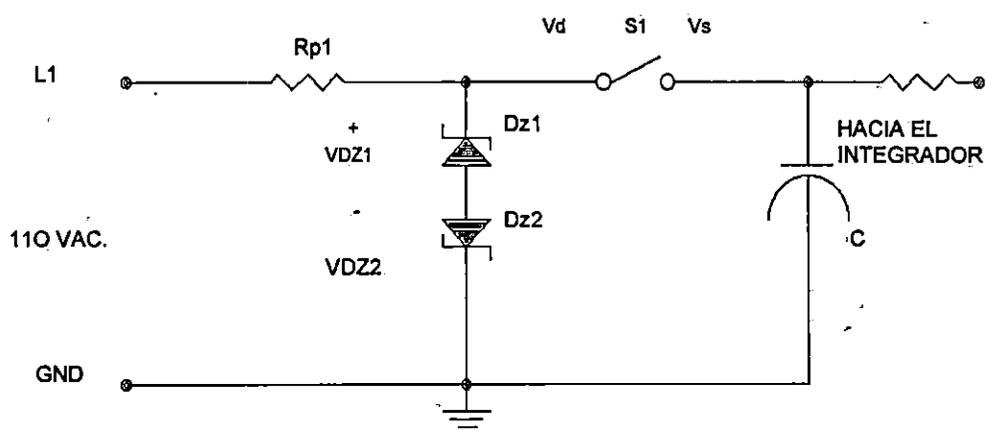


Figura 2.8 Circuito sensor de voltaje y multiplicador.

S_1 cambia de on a off durante los tiempos τ_1 y τ_2 respectivamente. Por consiguiente la corriente $(e_{p1} - E_c)/R_{p1}$ fluye durante τ_1 , donde E_c es el voltaje instantáneo del capacitor C_0 que forma un circuito filtro con el resistor r . La corriente promedio I_1 (salida del sensor de watt de un lado de las líneas de potencia) viene dado por:

$$I_1 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1} - E_c}{R_{p1}} \frac{\tau_1}{T} dt$$

donde $E_c = I_r$, $T = \tau_1 + \tau_2$, $\tau_1 = \tau_0 + \tau_v$ ($\tau_0 = T/2 = \text{constante}$, $\tau_v \propto v \propto |L_1|$) y T_0 es el período de la frecuencia de la Línea. Cuando $v=0$, $\tau_1 = \tau_2 = T/2$.

$$I_1 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1} - I_{lr}}{R_{p1}} \frac{(t_0 + t_v)}{T} dt$$

$$I_1 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1}}{R_{p1}} \frac{(t_0 + t_v)}{T} dt - \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{I_{lr}}{R_{p1}} \frac{(t_0 + t_v)}{T} dt$$

$$I_1 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1} t_0 dt}{R_{p1} T} + \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1} t_v dt}{T R_{p1}} - \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{I_{lr} t_0 dt}{R_{p1} T} - \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{I_{lr} t_v dt}{T R_{p1}}$$

$$I_1 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1} (T/2) dt}{R_{p1} T} + \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1} t_v dt}{T R_{p1}} - \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{I_{lr} T/2 dt}{T R_{p1}} - \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{I_{lr} t_v dt}{T R_{p1}}$$

Ya que el producto de dos señales de ac y dc, integrados sobre un período de la señal ac es cero.

$$\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1}}{R_{p1}} dt = 0$$

$$\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{I_{lr} \cdot t_v}{T R_{p1}} dt = 0$$

$$I_1 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1} t_v}{T R_{p1}} dt - \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{I_{lr}}{2 R_{p1}} dt$$

$$I_1 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{e_{p1} t_v}{T R_{p1}} dt - \frac{1}{2 T_0 R_{p1}} (-I_r(0) + I_r(T_0))$$

$$I1 = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \frac{ep1 \ tv \ dt}{TRp1} = \frac{1}{2T_oRp1} (I1rT_o)$$

$$I1 = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \frac{ep1 \ tv \ dt}{TRp1} = \frac{I1r}{2 \cdot Rp1}$$

$$I1 + \frac{I1r}{2Rp1} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \frac{ep1 \cdot tv \cdot dt}{T \cdot Rp1}$$

$$I1 \left(1 + \frac{r}{2Rp1}\right) = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} \frac{ep1 \ tv \ dt}{TRp1}$$

$$I1 = \frac{1}{T_o} * \frac{1}{\left(1 + \frac{r}{2Rp1}\right)} \int_0^{T_o} \frac{ep1 \ tv \ dt}{TRp1}$$

$$I1 = \frac{2Rp1}{T_o (2Rp1 + r) \cdot Rp1} \int_0^{T_o} \frac{ep1 \ tv \ dt}{T}$$

$$I1 = \frac{2}{T_o (2Rp1 + r)} \int_0^{T_o} \frac{ep1 \ tv \ dt}{T}$$

$$I1 \propto \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} ep1 \ L1 =$$

Lo que determina que I1 es directamente proporcional a la potencia de la línea .

Concerniente a la línea 3 del sistema de a.c., un segundo sensor de watt se emplea usando CT3, A2, S2 y Rp3. La salida de corriente I3 es

proporcional a la potencia P_3 . La salida de corriente I , producto de la suma de $I_1 + I_3$, de los sensores de potencia se convierten a pulsos de frecuencia por el convertidor I-F.

DIMENSIONAMIENTO DEL DIODO ZENER

La función específica de los diodos Zener es proteger de los voltajes de línea a los interruptores analógicos cuando estos estén abiertos.

El voltaje máximo permisible por el interruptor debe de ser igual o mayor al V_z . Así:

$$\begin{aligned} V_{Dz1} + V_{Dz2} &\leq V \text{ max. sw.} \\ 0.7 + V_z &\leq V \text{ max sw.} \end{aligned}$$

Suponiendo un $V \text{ max sw} = 10V.DC$

$$\begin{aligned} V_{Dz} &\leq V \text{ max sw} - 0.7 \\ V_{Dz} &\leq 10 - 0.7 \end{aligned}$$

$$V_{Dz} \leq 9.3 \text{ Volt}$$

Determinando la potencia Zener en su peor condición.

$$I = \frac{110V_{rms} - V_{Dz}}{R}$$

$$\begin{aligned} I &= \frac{110V * 1.4142 - 10v}{R} = \frac{156 \text{ v}}{100K\Omega} \\ &= \underline{1.56 \text{ mA}} \end{aligned}$$

$$P_z = I_z \cdot V_z = (1.56mA) (10V) = \underline{15.6mw}$$

Un diodo que se podría emplear es el NTE5019A. 1/4 w, 10v.

2.2.3 CONVERTIDOR DE CORRIENTE A FRECUENCIA.

El convertidor I-F lo componen un *integrador Miller* construido usando el AmpOp A3 y capacitor C_2 ; un multivibrador *one-shot* con el Amp OP

A4; resistencias $R_5 \sim R_7$ capacitor C_1 ; diodos d_1 y d_7 y un circuito de realimentación con R_8 y d_2 .

A4, R_6 , y R_7 componen un comparador por histéresis teniendo una variación entre αE donde $\alpha = R_7 / (R_6 + R_7)$, si no hay señal positiva a través de d desde A3, la salida de a4 es normalmente igual a $-E$ a causa de la realimentación negativa R_5 y d_1 . El voltaje e de la entrada inversora de A4 es normalmente $-V_{d1}$ la cual es igual al voltaje entre los terminales de d_1 . Si incrementa la salida de A3 causada por la integración de la corriente de entrada I , por el voltaje de la entrada no inversora de A4 yendo arriba y más alto que $-V_{d1}$, la polaridad de la salida de A4, cambia de repente a $+E$. Entonces la corriente de realimentación I_f fluye durante t_0 hasta que el voltaje de carga e a través del capacitor alcanza $+\alpha E$. Desde este momento, la salida de A4 va a $+E$, también e decrece a $-V_{d1}$ de nuevo. La misma operación es repetida por integración de $-I$. Esta operación es mostrada en la figura. 2.9 donde V_{d2} y $R_8 I_f$ son los voltajes entre los terminales del diodo d_2 y la resistencia R_8 respectivamente.

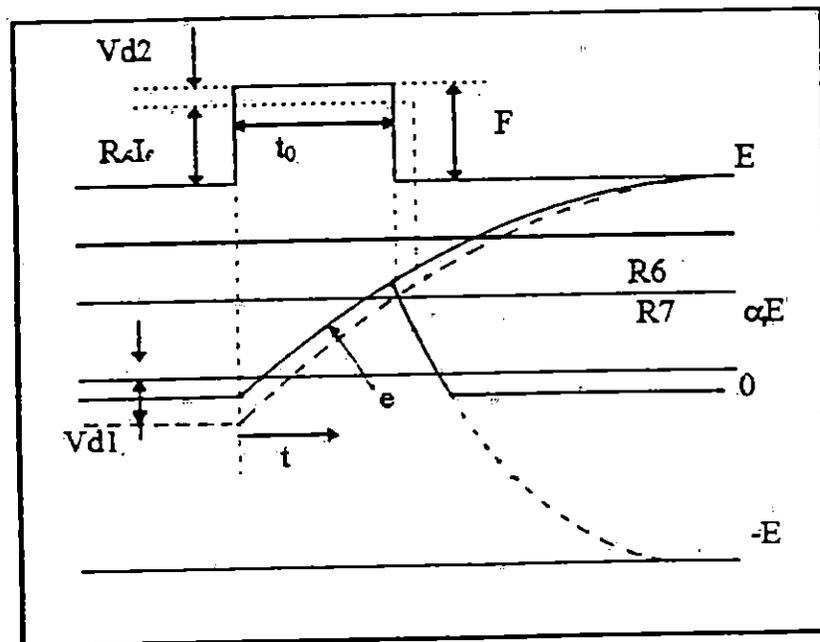


Figura 2.9 Forma de onda de la realimentación del circuito convertidor cd corriente a pulso.

Donde $t_0 = 0.7R_5C_1$.

Dimensionando los componentes.

Tomando $\alpha_1 = R_7 / (R_6 + R_7) = 0.5$

y seleccionando el valor de $R_7 = 20 \text{ k}\Omega$

$$\frac{20 \text{ k}\Omega}{20\Omega + R_6} = 0.5$$

$$R_6 = \frac{20\text{K}\Omega - 10\text{K}\Omega}{0.5}$$

$$R_6 = \frac{10\text{K}\Omega}{0.5} = \underline{\underline{20 \text{ K}\Omega}}$$

$R_7 = R_6 = 20\text{K}\Omega$

Seleccionando un valor típico para $C_A = 0.01 \text{ mF}$ y $R_5 = 50\text{K}\Omega$ y $R_8 = 6\text{K}\Omega$.

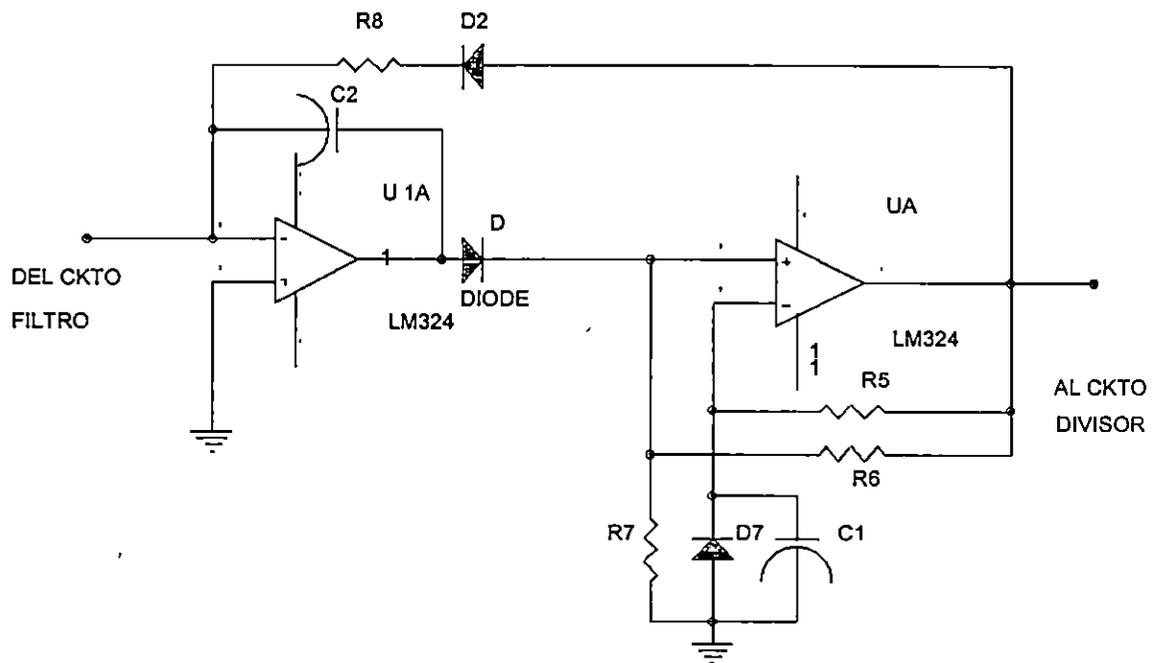


Figura 2.10 Circuito convertidor de Corriente a frecuencia.

Según el balance de corrientes en la entrada del *integrador Miller*, la frecuencia de pulso viene dada por:

$$F I_f t_o = I \quad \circ \quad F = I / I_f t_o$$

Entonces

$$F = \frac{I}{I_f T_0} = \frac{I}{\frac{(V_0 - 0.6)}{6k} (0.7 R_5 \cdot C_1)}$$

$$F = \frac{I}{\frac{(6.0 - 0.6)}{6k\Omega} 0.7 (50k\Omega) (0.01 \mu F)}$$

$F = 3174603 \cdot I$

Es decir por, ejemplo, cada 100 μA a la entrada del convertidor habrá 317.46 Hz. a la salida

2.2.4 DIVISOR DE FRECUENCIA.

Básicamente lo constituye un C.I. Bit Binary Multiplier, este toma la señal anterior y se obtiene a la salida una razón de la frecuencia de entrada.

Es un contador programable monolítico, completamente síncrono, con un máximo de frecuencias de operación de 32 Megahertz. El contador es habilitado cuando las entradas clear, **strobe y enable** están en estado bajo. Con el contador habilitado, la frecuencia de salida es igual a la entrada multiplicada por una razón M y dividida por 64.

Cuando la razón de entrada es binario 0 (todas las entradas en bajo), la salida Z se mantiene en alto. Para incrementar la razón de multiplicación a 12 bit, la salida enable se puede conectar a la entrada **enable y strobe** de la próxima etapa, la salida Z de cada etapa se conectan a la entrada **unity/cascada** de la otra etapa, y el submúltiplo de frecuencia es tomado desde la salida Y.

Por ejemplo:

Para una carga de 360 Watt, la frecuencia de salida debe corresponder a la energía comprendida así:

$$f_{out} = 360 \text{ Watt/Hora} = 0.36 \text{ kW-H}$$

$$\text{ó } f_{out} = \frac{360 \text{ Watt}}{\text{-----}} = 0.1 \text{ Hz}$$

3600 Seg

Para lo que se necesita incrementar la razón de multiplicación conectando tres etapas en cascada tienen 05.

$$f_{out} = \frac{M \cdot f_{in}}{64 \times 64 \times 64}$$

$$f_{in} = \frac{262144 (0.1) \text{ Hz}}{M} = \frac{262144 (0.1)}{(512)}$$

$$= 51.2 \text{ Hz}$$

Para $M = 512$

De esta forma se debe tener una frecuencia a la entrada de 51.2 Hz, la cual se ajusta para una carga de 360 Watts, y así poder visualizar una frecuencia de salida 0.1 Hz ó 0.36 KW-h.

2.2.5 CONTADOR Y PRESENTADOR DIGITAL.

El MC14553B es un contador BCD de tres dígitos (figura 2.11) constituido por tres contadores BCD disparados por bordes, que son puestos en cascada sincronizadamente. Cuatro "cerros" a la salida de cada contador permite guardar cualquier conteo dado. La información entonces es multiplexada en división de tiempo, proveniente de un dígito BCD o dígito a la vez. La salida del selector de dígitos provee el control del presentador. Todas las salidas son compatibles con las familias TTL.

El "integrado oscilador proporciona la baja frecuencia de reloj de escaneador (scan). El cual maneja el selector de salida del multiplexor. Este recurso es utilizado en contadores de instrumentación, display de reloj, paneles de medidores digitales, etc.

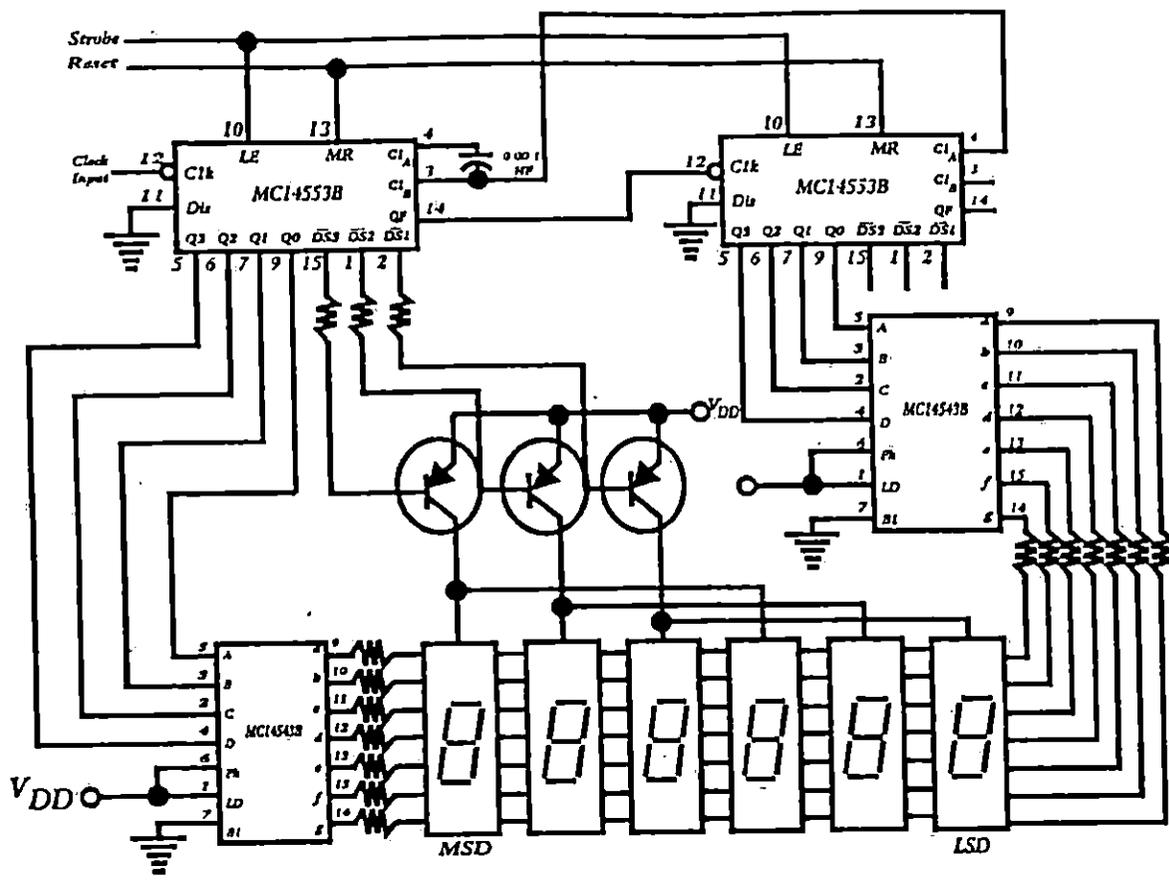


Figura 2.11 CONTADOR BCD DE TRES DIGITOS (MC14553B)

El MC 14553 mostrado en la figura 2.12 contiene tres contadores BCD cada uno disparados negativamente, los cuales son conectados en cascada sincronizadamente.

Cuatro "cerrojos" a la salida de los tres contadores BCD (activados en alto), después de pasar a través de los latch, son multiplexados por división de tiempo, proporcionando un número BCD o un dígito a la vez; la selección del dígito de salida (activado bajo) proporciona el control de la presentación.

Un integrado oscilador provee la frecuencia baja de escudriñeo (scan) reloj; el cual maneja el selector de salida del multiplexor.

La frecuencia del oscilador puede ser controlada externamente a través de un capacitor entre los pines 3 y 4; o puede ser anulado y manejado con un reloj externo al pin 4. Este mecanismo puede ser conectado en cascada usando la salida de "rebalse" la cual provee un pulso por cada mil conteos. El reset maestro de entrada, cuando toma un alto inicializa al contador BCD y el circuito de scan multiplexador. El tiempo que el reset maestro es alto el dígito escaneado es puesto en el dígito uno; pero los tres dígitos selectores de salidas son incapacitados para prolongar la vida de los display y el oscilador de scan es inhibido.

La entrada de incapacitar cuando es alta, evita que la entrada del reloj desde el alcance del contador cuando permanece "quieto" retiene el último conteo.

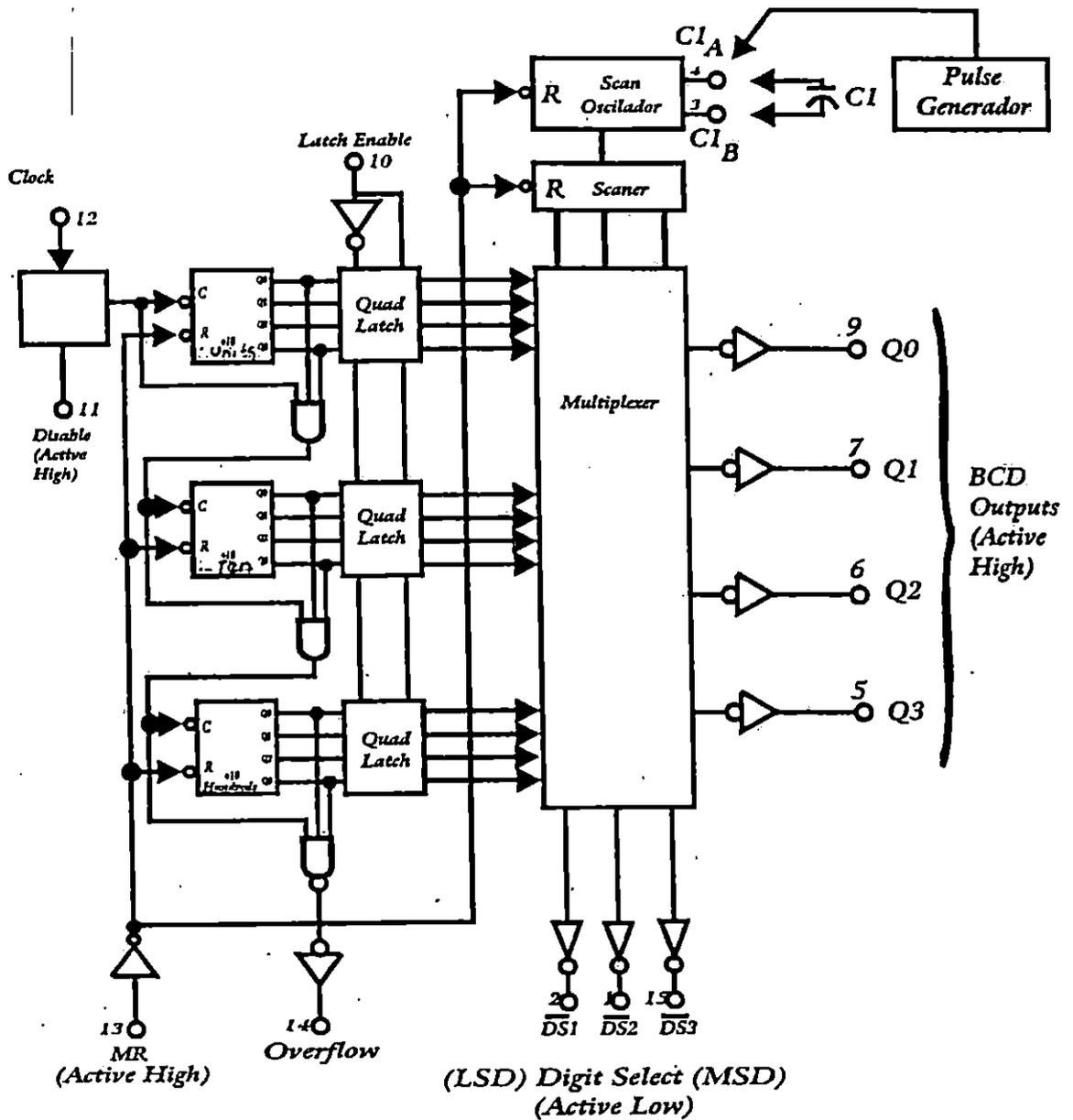


FIGURA 2.12 DIAGRAMA A BLOQUES DEL INTEGRADO MC14553B CARACTERISTICAS DE OPERACION

El pulso formado en el circuito a la entrada del reloj permite que el conteo continúe operando sobre los pulsos de entrada con muy tardados tiempos de ascenso o subida.

La información presente en los contadores, cuando la entrada del latch va hacia arriba, será guardada en los latch y será retenida el tiempo

que el latch este en alto, independientemente de las otras entradas. La información puede ser recuperada de los latch después que los contadores han sido reseteados, si el latch queda habilitado en alto durante el ciclo entero del reset.

INTEGRADO MC14543B

El MC 145432B es un convertidor a siete segmento (latch / decodificador / manejador). Es diseñado para presentadores de cristal líquido y es construido con buenos recursos. El circuito provee las funciones de una memoria latch de cuatro dígitos y un 8421 BCD a siete segmento decodificador y "manejador". Este integrado tiene la capacidad de invertir los niveles lógicos de una combinación de salida. Las entradas de "blanqueo" y desactivación de latch son usadas para invertir la fase de la tabla de verdad, vaciar el display y guardar un código BCD.

Para presentadores de cristal líquido IC, una forma de onda cuadrada es aplicada a la entrada "ph" del circuito y eléctricamente conectada al lado de atrás de los display, la salida del circuito es conectada directamente al segmento del display del IC.

Se seleccionan los display dobles CSD524HJ, para una mejor visualización, la corriente de consumo se determinó en 18 ma/segmento, ya que la máxima corriente de drenaje del MC14543B es 10.1 ma para VPD = 10v, son manejados por Buffers. (4050B) que pueden proveer un drenaje hasta Iol = 40ma.

Determinación de las resistencias de polarización en el circuito contador.

Para los LED de cada display.

$$R = \frac{V_{bo} - 2v - 0.2}{18 \text{ ma}}$$

$$R = \underline{\underline{150.53 \Omega}}$$

R para Isat en transistores 2N 3906.

$$I_{csat} = \frac{V_{DD} - 0.2 - 2}{R}$$

$$I_{csat} = \frac{5 - 2.2}{R_4} = 22.5 \text{ ma}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{22.5 \text{ ma}}{180} = 0.282 \text{ ma}$$

$$R_b = \frac{5 - 06}{0.282} = 15 \text{ Kohmio}$$

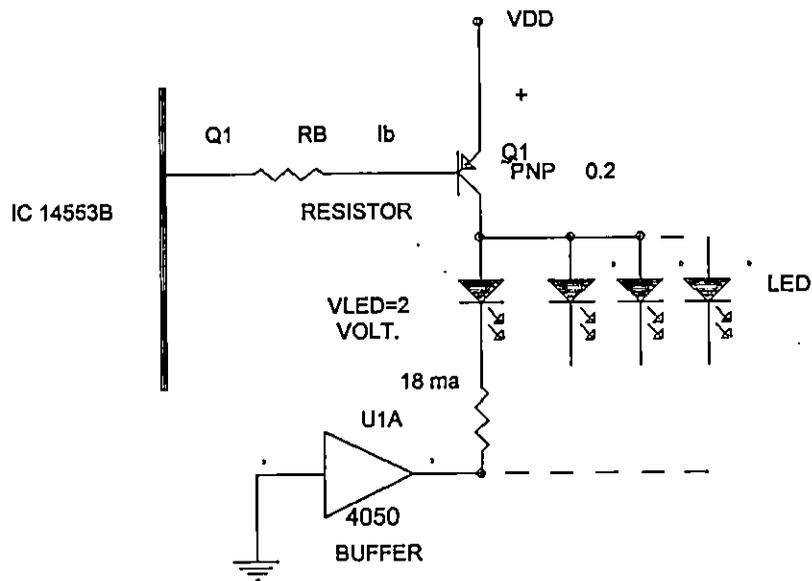


Figura 2.13 Circuito *driver* de los display de 7 segmentos.

2.2.6 FUENTE DE RESPALDO PARA LOS IC CMOS CONTADORES

Es necesario mantener alimentados a este circuito ya que debe de almacenar el dato de conteo.

Para ello se emplea el circuito mostrado en la figura 2.14.

Cuando la fuente principal esta disponible, el diodo D_1 esta polarizado en directa y la corriente alimenta a los contadores del circuito como se visualiza. El diodo D_2 esta polarizado en inversa. si la fuente principal falla, D_1 se polariza en reversa y D_2 en directa, una corriente de respaldo fluye como se muestra en la figura.

El voltaje de IC es de aproximadamente 3V ya que a través de D_2 caen 0.6V cuando este está en directa, esta valor es adecuado para la retención del dato en el CMOS.

Las celdas de lithium están disponibles en algunos tipos y estas poseen características extremadamente bajas de descarga y son construidas herméticamente algunos tipos tienen su tiempo de vida de hasta 10 años. La figura muestra una gráfica de características de descarga para una celda lithium tamaño D. Usualmente la respuesta de los primeros 0.1h no es constante.

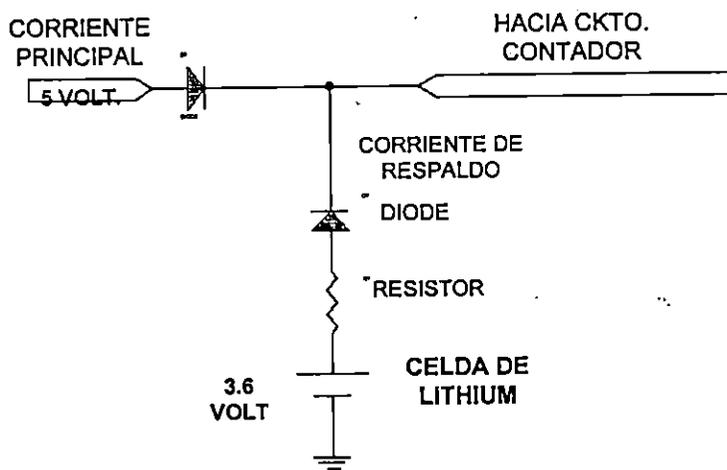


Figura 2.14 Circuito de alimentación de respaldo para los IC contadores.

2.3 CONSIDERACIONES SOBRE CALIBRACION.

2.3.1 APWM

Esta etapa se calibra para cada una de las señales moduladas por ancho de pulso.

En ausencia de señal de corriente T_1 es igual a T_2 , así que la señal APWM debe de ser simétrica sin señal moduladora.

Luego los valores de frecuencia y voltaje son iguales para cada uno de los 25 sensores. Para lograr estos ajustes se coloca un trimer en serie con R_3 para el sensor CT1 y de igual forma para el otro sensor.

Para lograr una calibración efectiva la R_4 se debe cortocircuitar a tierra, lo que garantiza ausencia de señal moduladora y con esto $T_1 = T_2 \rightarrow Tv = 0$

2.3.2 CONVERTIDOR DE CORRIENTE A FRECUENCIA

El objeto de calibrar en esta etapa es para conseguir un valor de frecuencia condicionada por el división de frecuencia.

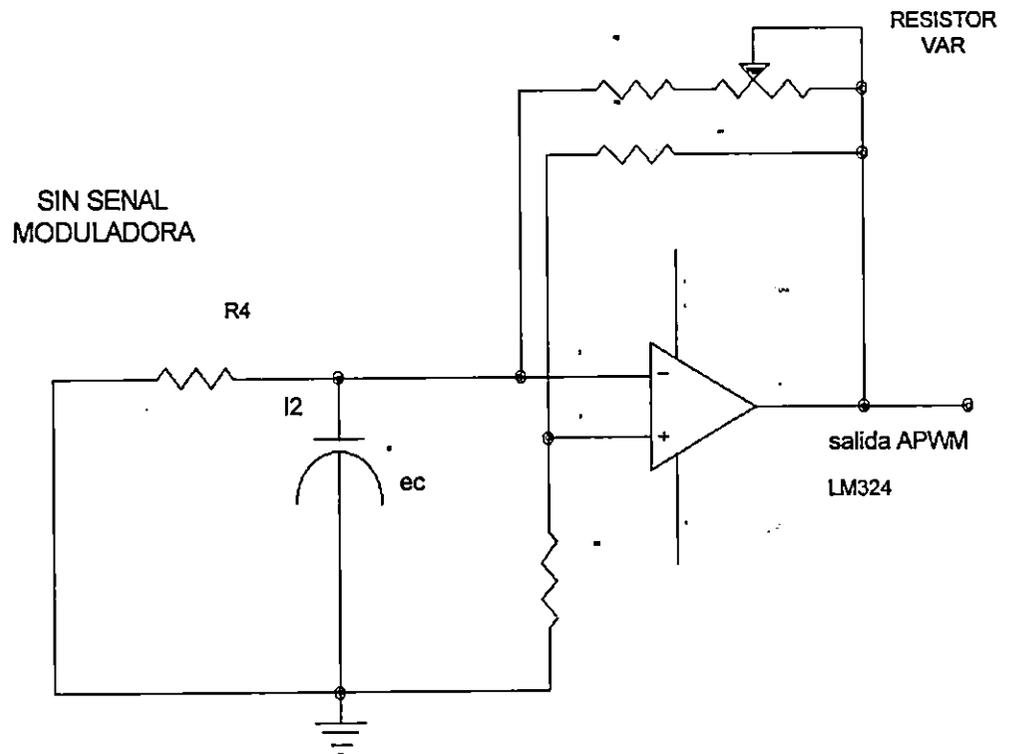


Figura 2.15 Circuito para ajustar las señales del APWM en ausencia de la señal moduladora.

Esta calibración se realiza con el instrumento conectado a una carga conocida (patrón) y variando la corriente de entrada al integrar a través de un trimer conectado a la resistencia del filtro. Tanto los instrumentos como la carga deben de ser precisos y exactos para garantizar una buena calibración.

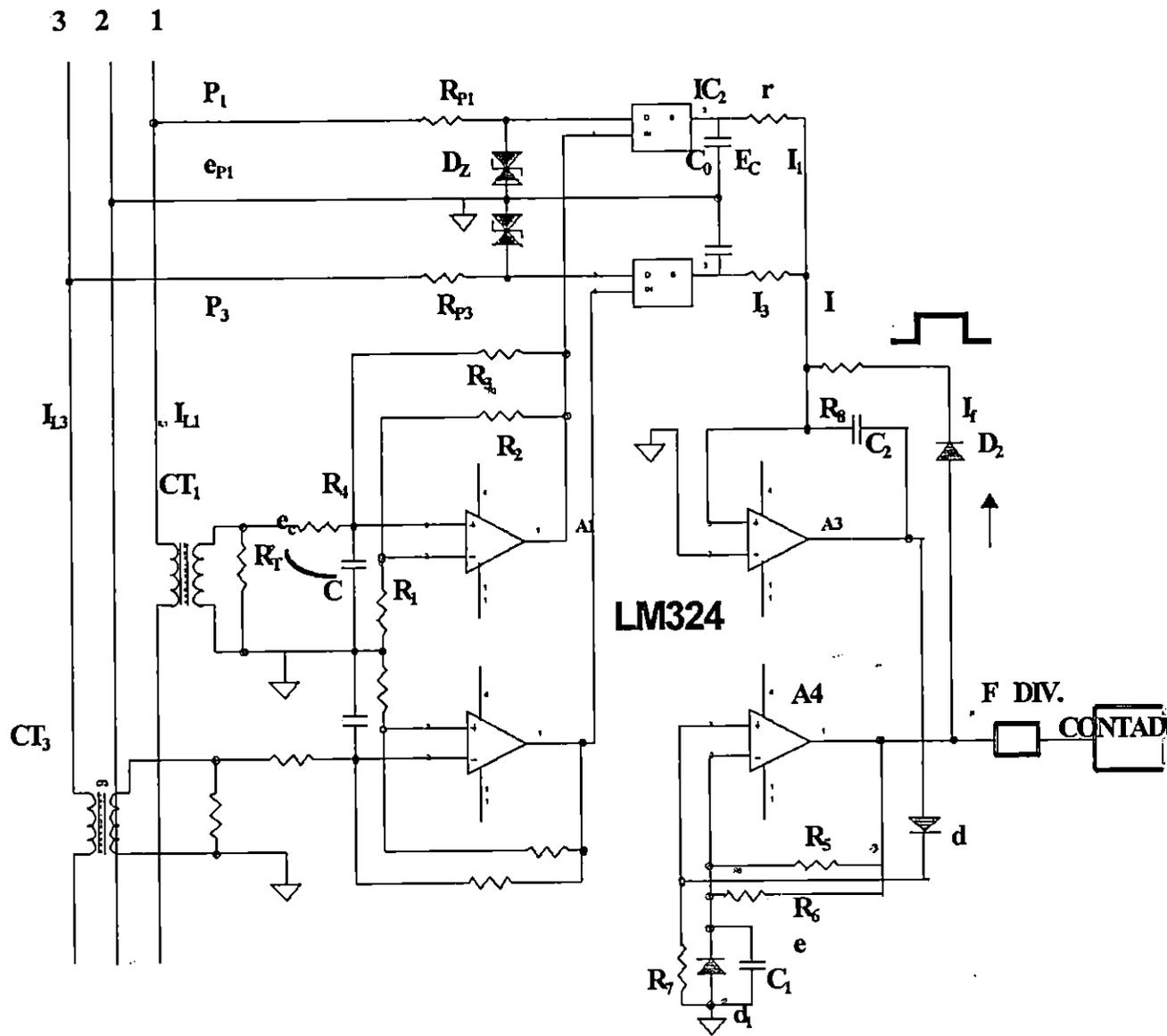


Figura 2.16 Diagrama del circuito medidor de energía, etapa analógica.

2.5 CONCLUSIONES DEL CAPITULO.

El circuito analógico constituye la etapa principal y se ha diseñado bajo criterios de obtener un instrumento con un nivel de precisión aceptable a un costo bajo. Así esta etapa está compuesta por 4 AmpOp un interruptor analógico y algunas resistencias, diodos y condensadores.

Para los 4 AmpOp se ha seleccionado un IC LM324 de 4 AmpOp.

El principio de multiplicación analógica, empleado para el diseño, división se tiempo o modulación de ancho de pulso (PWM), es empleado principalmente para el diseño de vathiorímetros de alta precisión y standares.

Al modificar la técnica PWM por un APWM, se ahorran dos Amplificadores Operacionales, reduciendo con ello el costo del prototipo, este ahorro se hace a expensas de la no linealidad, sin embargo se pudo comprobar que el error no es significativo, y es por ello que se utiliza.

La etapa presentadora podría tener otras alternativas de menor costo. Como por ejemplo presentadores de LCD.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- R Coughlin, Robert F. y Driscoll Frederick F. .Amplificadores Operacionales Y Circuitos Integrados Lineales. Traducido por Miguel Efrén Alatorre. México: PRENTICE-HALL HISPANOAMERICANA, S.A., 1993.
- R Haberle Heinz. Electrónica Industrial. Traducido por : Romano, D. Jorge. España: EDITORIAL REVERTE, S.A.,1977.
- R Stemke, Jürgen K. Switching Frecuency Optimal PWM Control Of A Three-Level Inverter". IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol. 7, No3, Julio 1992: 487-496.
- R Schmelcher, Theodor. Manual De Baja Tensión. Traducido por Guillén, Jorge. República Federal de Alemania: SIEMENS A Ktiengesellschaft, 1984.
- R Senner, Adolf. Principios De Electrotécnia. Traducido por Bermejo Jauregui, Carmelo. Editorial Reverté S.A. España: 1980.
- R .Mohan, Ned; Undel Aparatos De Medición Transformadores. República Federal de Alemania: SIEMENS SOCIEDAD ANONIMA, 1989.

- Digital Integrated Circuit Data Manual: mayo 1981.
- Faulkenberry, L. M. Introducción A Los Amplificadores Operacionales Con Aplicaciones A Los CI Lineales. Traducido por Calvet P Calvet Pérez, Ricardo. México: Editorial Limusa S.A. de C.V., 1994.
- and, Tore M; y Robbins Willian P. Power Electronics: Converters, Applications And Design. Canada: JHON WILLEY & SONS, 1989.
- Schuler, Charles A. y Mc Namee, Willians L. Industrial Electronics And Robotics. United State of America: Mc Graw-Hill. 1986.
- Kusui Shoji y Nagai Tetsuo. A Simple Phase Three-Wire Watts To Pulse Frecuency Converter Using Simple PWM And Its Acuracy Analysis. IEEE Transactions on Instrumentation And Measurement, vol 43, No 5, Octubre 1994.

CAPITULO III

IMPLEMENTACION DE CIRCUITOS Y ANALISIS DE LOS RESULTADOS

INTRODUCCION

La implementación del circuito determina, a través de los resultados, la confiabilidad o no del diseño.

En esta etapa se analizan los resultados experimentados y se comparan con los teóricos, encontrando respuestas analíticas al comportamiento de cada etapa.

Se ensamblan los circuitos diseñados en tabletas para prototipos, con técnica de Wire Wrap.

Las pruebas experimentales del circuito analógico se realizan con señales pequeñas y generados por circuitos que simulan la señal de la carga, por ejemplo, para determinar la respuesta del circuito, para una carga inductiva, se generan con Amp Up, señales desfasadas a diferentes ángulos y se aplican a las entradas respectivas, igual forma la prueba para verificar la linealidad de relación de transformadores de corriente, y otros comportamientos.

Esto permite un estudio de cada etapa con cierto nivel de seguridad y confiabilidad, así como determinar el grado de precisión del instrumento.

El procedimiento de calibración es importante ya que éste determina la exactitud, con que el instrumento presentará la medición. Para cada una de las etapas se presentan las imágenes de señales osciloscópicas analizándolas y concluyendo sobre su comportamiento. Algunas gráficas con datos medidos, se comparan con las teorías y se grafican. Al finalizar el capítulo se concluye acerca de su funcionamiento y de alternativas.

3.1 Mediciones en circuito y análisis de resultados en cada etapa.

3.1.1 Transformador de corriente

3.1.1.1 Prueba de Polaridad

Debido al resultado de los transformadores, que no se visualiza con facilidad la polaridad (Entrada del conductor de carga) se realizaron las siguientes pruebas con el objeto de determinar la polaridad relativa.

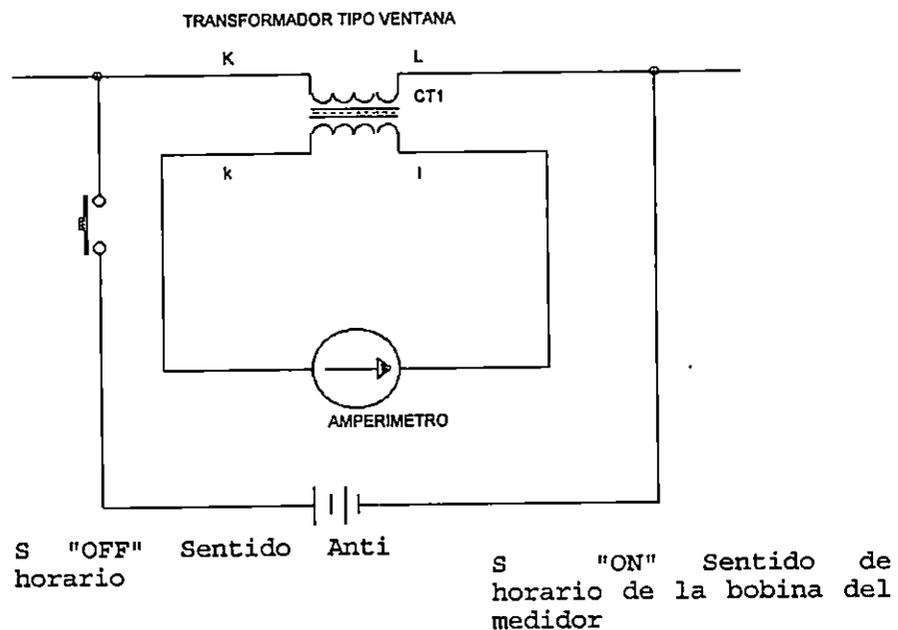


Figura 3.1 Prueba de polaridad del Transformador tipo ventana.

La prueba anterior garantiza la determinación de la referencia al neutro, de los C.T. en la conexión del circuito.

3.1.1.2 Verificación De La Selección De Transformación

Para verificar su relación de Transformación (100/1) lineal, se realizarán pruebas según se muestra ,en la siguiente figura 3.2, los circuitos de prueba:

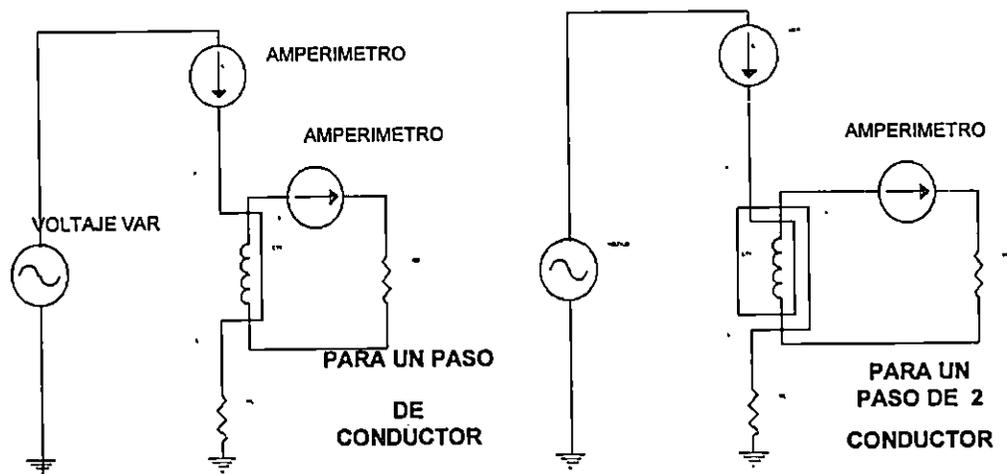


Figura 3.2 Circuitos de Prueba para verificar la linealidad del Transformador tipo ventana, para "n" paso de conductor.

La tabla 3.1. y 3.2 muestran las mediciones obtenidas para el circuito de la figura 3.2, que determina la linealidad en la relación de transformación, al variar paso del conductor, en el primario. Los datos son ploteados para una mejor interpretación de estos, y se muestran en la figura 3.3. y 3.4.

Tabla 3.1 Mediciones efectuadas para verificar la relación de transformación, en función de la corriente en el primario y el paso de conductor para $0.03636 < I_p < 0.122727$ Amp.

Vp Volt	I primario (A)	I ₂ (Secundario) (ma)					
		nv = 1	n ₁	nv = 2	n ₂	nv = 3	n ₃
2.00	0.03636	0.34	106.94	0.73	49.80	1.13	32.17
2.50	0.04545	0.44	103.29	0.91	49.90	1.39	32.69
3.00	0.05454	0.51	106.94	1.08	50.50	1.64	33.25
3.50	0.06363	0.59	107.84	1.26	50.50	1.81	35.15
4.00	0.07272	0.67	108.53	1.42	51.21	2.10	36.36
4.50	0.08181	0.75	109.08	1.60	51.00	2.40	34.08
5.00	0.09090	0.84	108.21	1.67	54.43	2.67	34.04
5.50	0.10000	0.91	109.28	1.81	55.20	2.85	36.10
6.00	0.10900	1.01	107.92	1.97	55.32	3.10	35.10
6.50	0.11818	1.09	108.42	2.14	55.22	3.21	39.90
7.00	0.12727	1.16	109.71	2.30	55.33	3.52	34.85

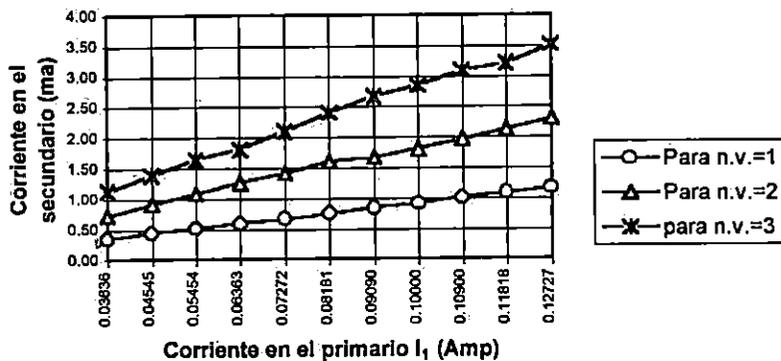


Fig. 3.3. Gráfica obtenidos según las mediciones de corriente del secundario en función de la corriente en el primario y paso del conductor. $0.03636 < I_p < 0.122727$ Amp.

Donde n.v. = número de pasos o vueltas del conductor en el transformador, tipo ventana.

Tabla 3.2 Mediciones efectuadas para verificar la relación de transformación, en función de la corriente en el primario y el paso de conductor para $0.1454 < I_p < 0.4535$ Amp.

		I ₂ (Secundario) (ma)					
V _p Volt.	I primario (A)	nv = 1	n ₁	nv = 2	n ₂	nv = 3	n ₃
8.00	0.14545	1.34	108.23	2.63	55.00	4.02	36.18
15.00	0.27272	2.42	108.22	4.65	56.80	7.52	36.00
20.00	0.36363	3.24	112.23	6.00	55.00	9.85	35.10
22.00	0.4000	3.66	109.28	7.36	54.30	11.40	35.08
25.50	0.4636	4.21	110.11	8.40	55.19	13.02	35.60

de donde la relación de transformación promedio es aproximadamente 108/1.

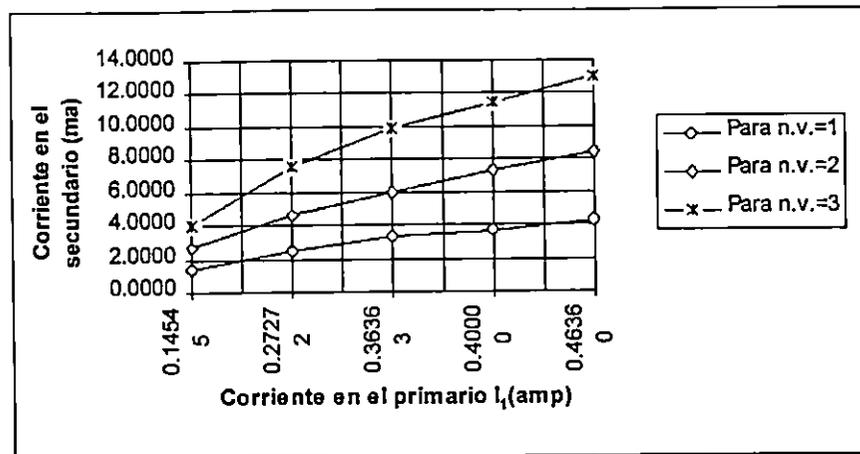


Fig. 3.4 Gráfica obtenidos según las mediciones de corriente del secundario en función de la corriente en el primario y paso del conductor. para $0.1454 < I_p < 0.4535$ Amp.

Estableciendo un rango de corriente en el primario, para efectos de prueba de prototipo, de 0 a 10 Amp. El número de paso del conductor conveniente es 3, ya que con este valor, para 10A en primario habrá una corriente de 0.272 Amp que produce un voltaje de 1.38 Volt., el cual no sobre modula al APWM.

De la gráfica anterior se determina que la relación de transformación varía de la nominal (100/1).

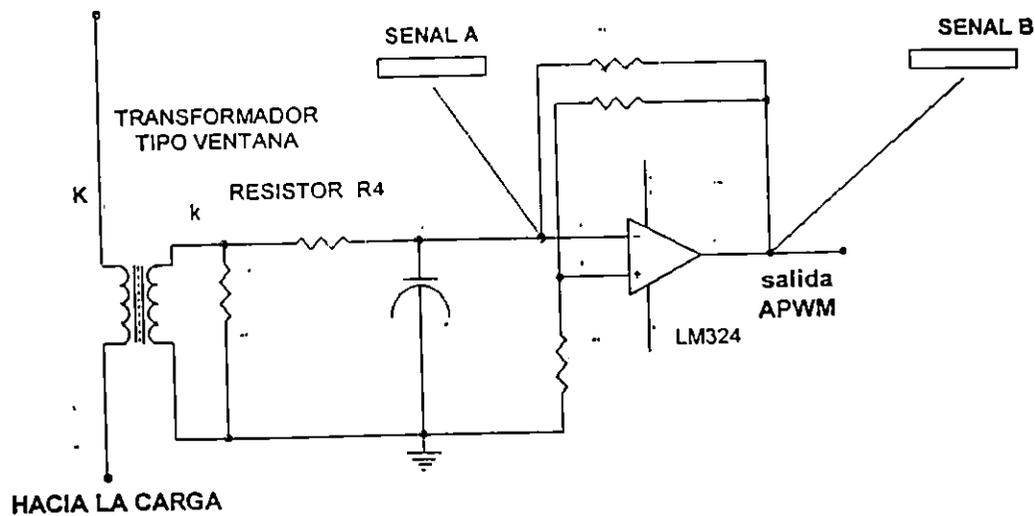
Para efectos de análisis posteriores se tomará la relación de transformación experimental promedio, ya afectada por el número de paso del conductor, 36/1.

3.1.2 Circuito de APWM

La respuesta de ésta etapa responde al diseño, como podemos observar en la Figura 3.6. muestra las señales, bajo una misma referencia, de salida (B) y entrada (A) del circuito, en ausencia de señal de corriente. En estas condiciones t_1 y t_2 son iguales y la señal de salida es simétrica.

Se puede observar que la señal de salida no es totalmente simétrica, esto es debido a que los valores absolutos de Saturación Positivo (V_{sat}^+) y negativo (V_{sat}^-) del amplificador operacional no son iguales.

El voltaje de saturación negativo es mayor que el voltaje de saturación positivo lo que hace variar los voltajes de comparación en la carga y descarga el condensador.



HACIA LA CARGA
 Figura 3.5 Circuito sensor de corriente y APWM.

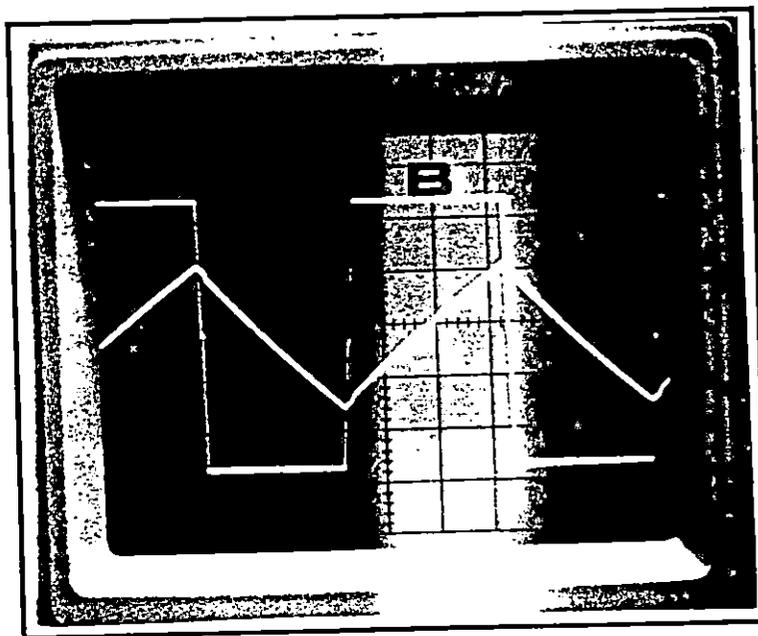


Figura 3.6. Señal en el APWM, en ausencia de señal moduladora, señal de corriente.

Para el voltaje de comparación positivo (αE_1).

$$\begin{aligned}
 E_1 &= V_{sat}^+ = 4.8 \text{ Volt.} \\
 \alpha &= 0.05 \\
 \alpha E_1 &= 0.24 \text{ Volt.}
 \end{aligned}$$

Para el voltaje de comparación negativo ($-\alpha E_2$)

$$\begin{aligned} E_2 &= V_{sat} = -5.6 \text{ Volt.} \\ -\alpha E_2 &= -0.28 \\ \alpha E_1 &\neq -\alpha E_2 \end{aligned}$$

Este desajuste se corrige, y su procedimiento se explica más adelante (Calibración).

La figura 3.7., muestra las señales en el condensador (A) y la señal de voltaje en los terminales del secundario del transformador de corriente, se observa el efecto de variación en tiempos de carga t_1 y descarga t_2 , manteniéndose constante el período.

$$T = \tau_1 + \tau_2 = (\tau_o + \tau_v) + (\tau_o - \tau_v)$$

La salida del APWM, con señal de corriente en el transformador, se muestra en la Figura 3.12 Señal (A)

3.1.3 Sensor de Voltaje y Circuito Multiplicador

3.1.3.1 Interruptor Analógico

Para la implementación de esta etapa se realizarán pruebas con el CD14016, CD14066 y el TL182, dando mejores resultados el último.

A continuación se detallan algunas características de los Switch.

La figura 3.9., muestra las señales antes del interruptor (B) señal de control del SW (A), sin condensador de filtro. Se observa la función de los diodos al momento en que se abre el interruptor el nivel de voltaje toma el valor zener y cuando este se cierra toma el valor de voltaje en r. Obsérvese también la función de la señal de control, con un

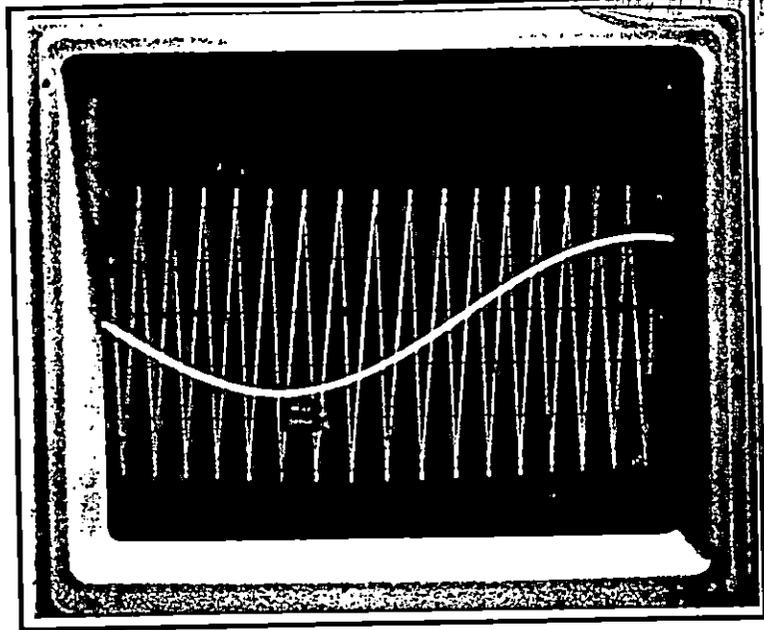


Figura 3.7 Señal en el condensador y en el secundario del transformador, etapa APWM.

Tabla. 3.3. Características de Interruptores analógicos.

	CD/4016B	CD/4066B	TL182	UNIDAD
Resistencia en ON. 25°	200 a 300Ω	250 a 80	75Ω	Ω
Voltaje de Entradas Máximas	- 0.5 a 18.5	- 0.5 a 18.5	± 22	Volt.
Voltaje Control Lógico	ON — OFF	0 1	1 0	estado lógico
DC. SUPPY Máximos	- 0.5 a 18	- 0.5 a 18	± 18v	Volt.

nivel alto actúa en ON y un nivel bajo OFF, para lograr este control ya que su modo de control es el contrario. Uno de los principales problemas presentados con los otros interruptores es la presencia de un nivel de voltaje de entrada del integrador.

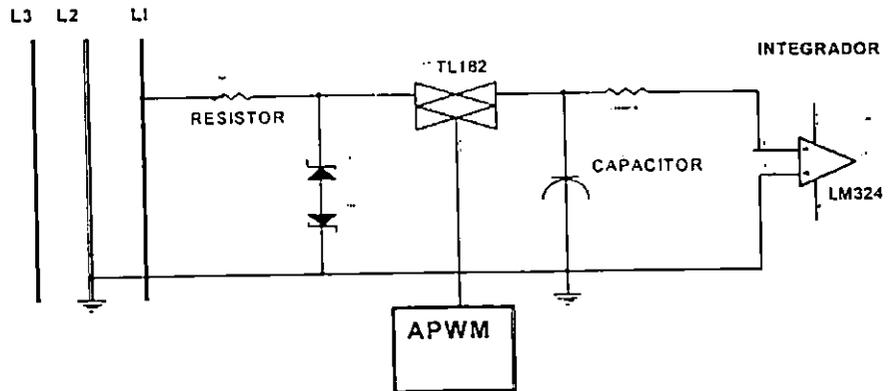


Figura 3.8 Circuito multiplicador de V e I.

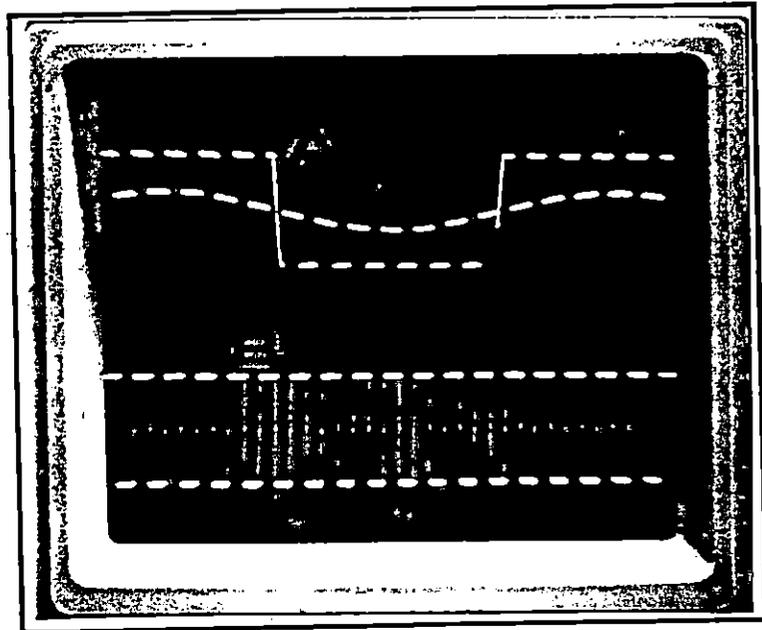


Figura 3.9 Señal de Voltaje antes del interruptor(B) y la señal APWM de control del interruptor(A), sin condensador de filtrado.

La figura 3.10 muestra la señal de entrada VAC 110v (B) y la señal a la entrada al interruptor (A).

Es importante la simetría de la señal ya que si ésta no es simetría producirá un valor promedio aunque la señal de control (APWM) no esté modulada. La figura 3.11. muestra la señal filtrada (B) y la

señal de control (APWM) sin modular, obsérvese la simetría de la señal filtrada, lo que produce una corriente de cero de la señal. La figura 3.12 muestra la señal de control APWM modulada (A) y la señal de voltaje en r con un valor promedio (negativo).

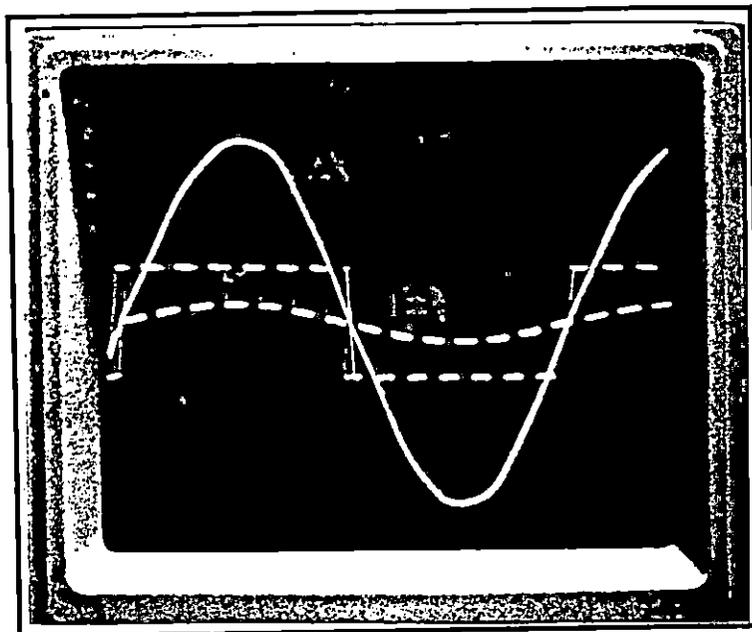


Figura 3.10 Señal de entrada VAC(B) y señal de entrada al interruptor(A), sin condensador de filtro.

3.1.4 Convertidor de Corriente a Frecuencia

3.1.4.1 Circuito Integrador

Este circuito responde a la señal de corriente de entrada, la Figura 3.13 muestra a la señal de entrada del Integrador (B) y la señal de salida respectiva (A), ya que no hay señal promedio, la integración es cero, cuando existe a la entrada una señal promedio Figura 3.14, el integrador responde restableciéndose por la señal de salida. Esta etapa debe estar bien acoplada a la anterior, ya que si existe un nivel voltaje offset o corriente de polarización del Amp Op a la entrada al integrador este respondería y fuese causal de error en la medición.

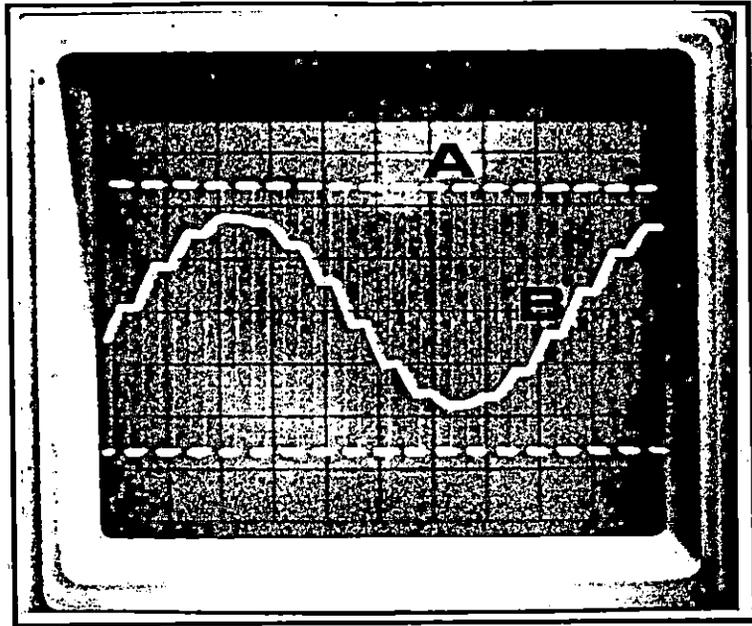


Figura 3.11 Señal filtrada (B) a la salida del interruptor analógico y señal APWM sin modular(A).

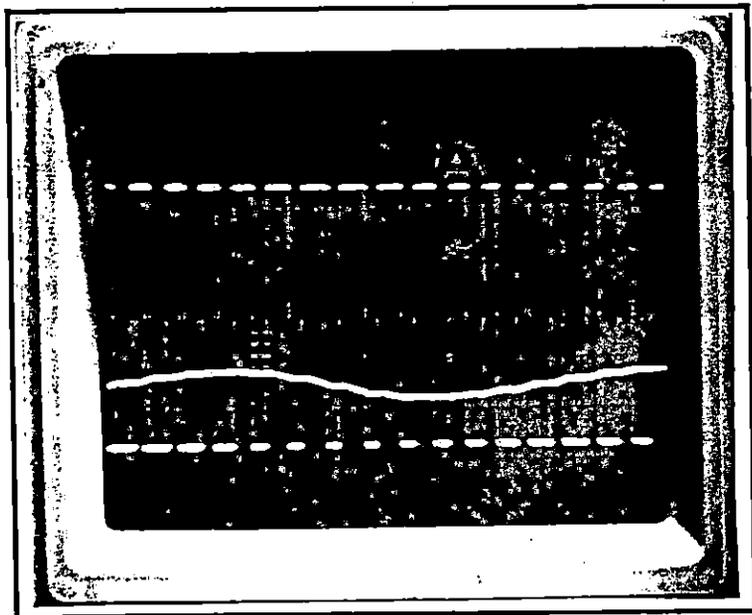


Figura 3.12 Señal APWM modulada(A) y voltaje en "r" (B).

3.1.4.2 Circuito One Shot (Multivibrador Monoestable)

La Figura 3.15 muestra la señal en $d_1(B)$ y a la salida del integrador (A), se observa que cuando la señal del integrador iguala al voltaje en el diodo - 0.6v éste conmuta y origina la carga del condensador desde -0.6 Volt. hasta 2.4 Volt., ya que:

$$\begin{aligned} V \text{ entrada no inv.} &= \alpha * V_{\text{sat}}^+ \\ V \text{ entrada no inv.} &= 0.5 (4.8) = 2.4 \text{ Volt.} \end{aligned}$$

En el momento que $V \text{ ent. no inv.} = 2.4$ el Amp. Op conmuta y su salida toma el voltaje de saturación negativo. Al observar a señal (A), de la figura 3.15, en el transcurso que el condensador se carga y $V_{\text{sal}} \text{ Amp. Op}$ es V_{sat}^+ , el integrador recibe una corriente I_g de realimentación y entonces el integrador promedia un señal positiva y su salida va hacia menos.

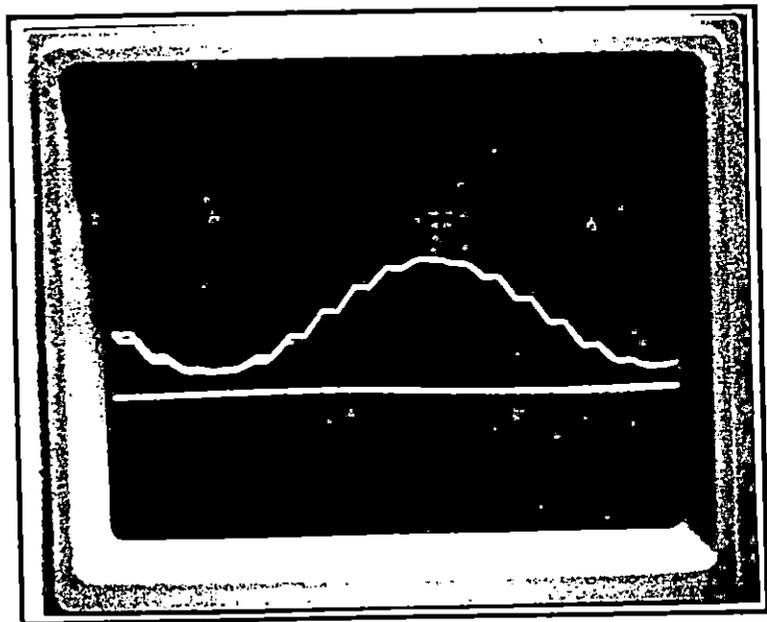


Figura 3.13 Señal de entrada (B) y salida(a) del integrador.

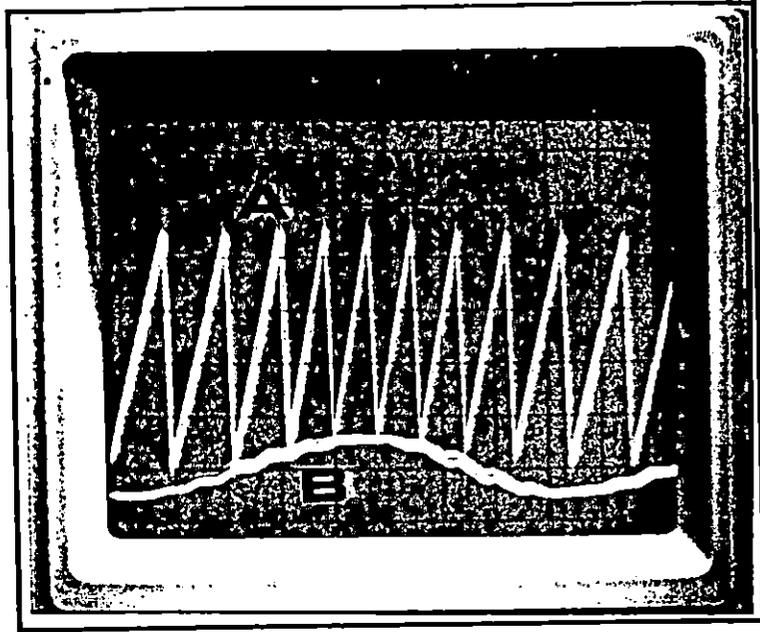


Figura 3.14 Respuesta del integrador para una señal promedio negativa.

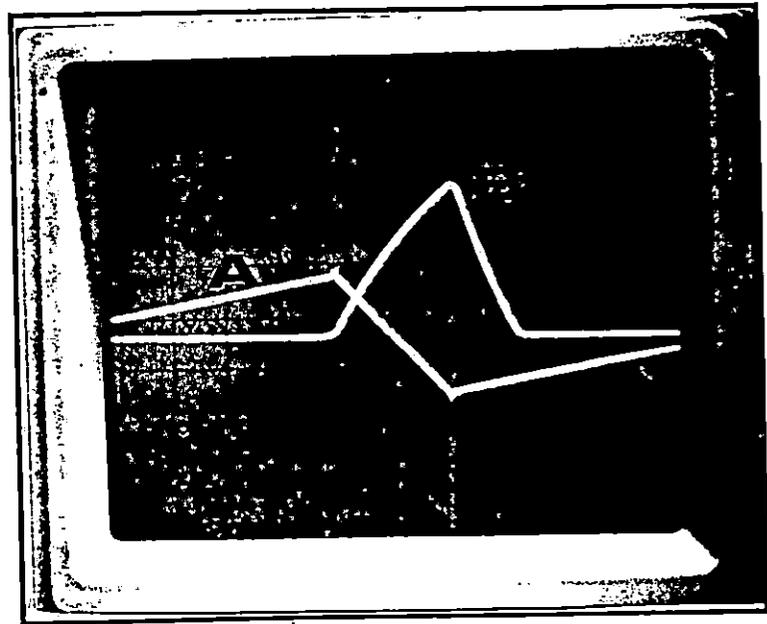


Figura 3.15 Señal en d1 (B) y salida del integrador(A).

3.1.4.3 Respuestas del Circuito, Convertidor de I a F, para diferentes corrientes de entrada.

Este ensayo se realizó ensamblando el circuito mostrado en la figura 3.16.

Según el análisis teórico, por balance de corriente tenemos:

$$F = \frac{I}{I_{fto}}$$

Para el circuito implementado

$$F = \frac{V_1 / 25.5 \text{ k}\Omega}{\left[\frac{V_{sat+} - 0.6}{5.2 \text{ k}\Omega} \right] (0.7 (51 \text{ k}\Omega) (0.01 \mu\text{f}))}$$

$$F = 136.002 V_{In}$$

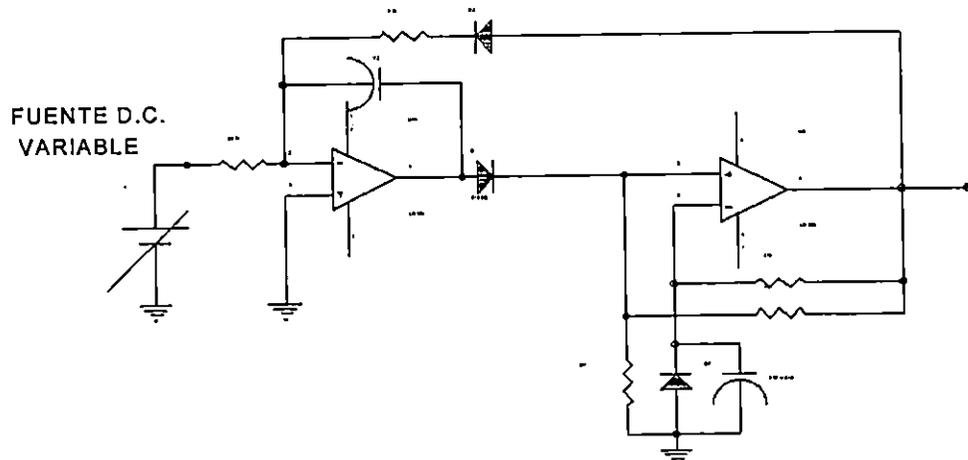


Figura 3.16 Circuito para determinar la respuesta del convertidor. $F = f(I)$

A continuación se presentan los resultados de las mediciones efectuadas.

v	Fmedida (Hz)	F calculada (Hz)
1.00	135.14	136.002
2.00	281.60	272.044
2.50	350.88	340.005
3.00	416.67	408.006
3.50	500.00	476.007
4.00	555.50	544.008
5.00	714.29	680.010
6.00	862.07	816.012
7.00	1000.00	952.014
8.00	1136.40	1088.016
9.00	1282.10	1224.018

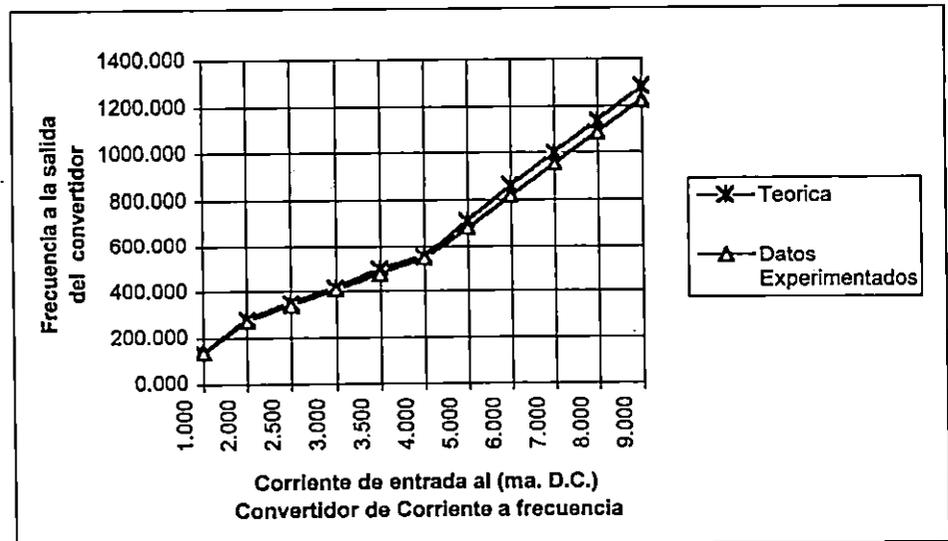


Figura 3.17 Respuesta del convertidor $F = f(i)$

Los datos anteriores determinan la linealidad del convertidor de corriente a frecuencia.

3.1.5. Respuesta del Circuito para diferente Factor de Potencia

Se simulan las señales de la carga, con diferentes desfases entre las señales, para lo cual se ensambla el siguiente circuito:

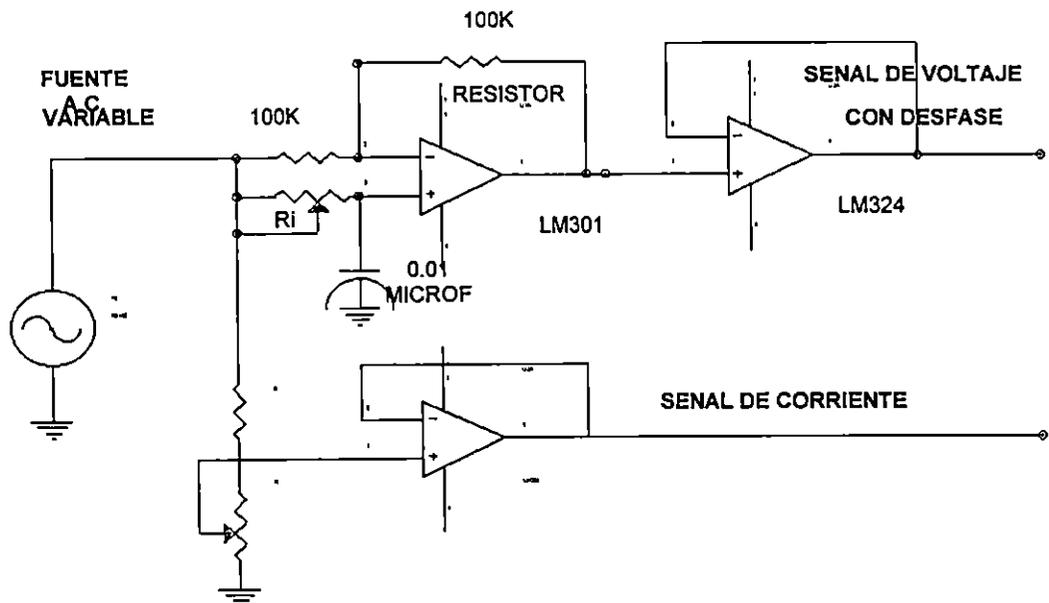


Figura 3.18 Circuito empleado para generar dos señales desfasadas, y simular cargas con f.p. determinados.

La variación del fase se logra con Ri

$$R_i = \frac{\tan \Theta/2}{2\pi f e}$$

Tomando diferente Q

Tabla 3.5 Determinación de R para diferentes f.p.

Θ	R _i	f.p.
0	∞Ω	1
34.09°	81.4K	0.8281
39.99°	97.3K	0.766

57.59°	147. KΩ	0.5358
90°	265.258KΩ	0

Tabla 3.6 Mediciones obtenidas para determinar la respuesta del circuito para diferentes factores de potencia.

(Volt.)	FP ₁ =1.0000		FP ₂ =0.8281		FP ₃ =0.7661		FP ₄ =0.5359	
	θ ₁ =0°		θ ₂ =34.02°		θ ₃ =39.39°		θ ₄ =57.59°	
	T ₁ (ms)	F ₁ (Hz)	T ₂ (ms)	F ₂ (Hz)	T ₃ (ms)	F ₃ (Hz)	T ₄ (ms)	F ₄ (Hz)
0.0	800.6 33	1.24	1003. 38	0.99	610.3 25	1.638	1385.1 99	0.72
0.0	381.5 92	2.62	456.8 00	2.18	507.5 22	1.970	762.28 0	1.31
0.1	190.0 43	5.26	226.8 00	4.40	250.5 63	3.991	355.29 9	2.81
0.2	85.19 9	11.73 7	114.8 00	8.71	116.5 60	8.579	174.39 4	5.73
0.3	58.67 2	17.04 3	71.54 0	13.97 8	79.37 5	12.59 9	116.14 6	8.60
0.4	45.41 6	22.08	55.86 0	17.90 1	61.12 5	16.35 9	89.86	11.12
0.5	36.90 4	27.09 7	44.65 2	22.39 5	48.87 5	20.46 0	72.08	13.87
0.6	30.40 0	32.89 4	36.73 8	27.21 9	40.88 7	24.45 7	59.09	16.92
0.8	22.94 0	43.59 1	28.10 4	35.58 2	30.70 4	32.56 9	44.74	22.35
1.0	18.66 0	53.59 0	22.58 4	44.27 9	24.57 6	40.69 0	35.89	27.86

De lo anterior concluimos que el circuito responde a f.p. en una forma proporcional, así:

$$\text{Frecuencia Salida} = K * \text{f.p.}$$

A continuación se grafican los datos y se observa, a través de la curva, la linealidad presentada, con respecto al f.p.

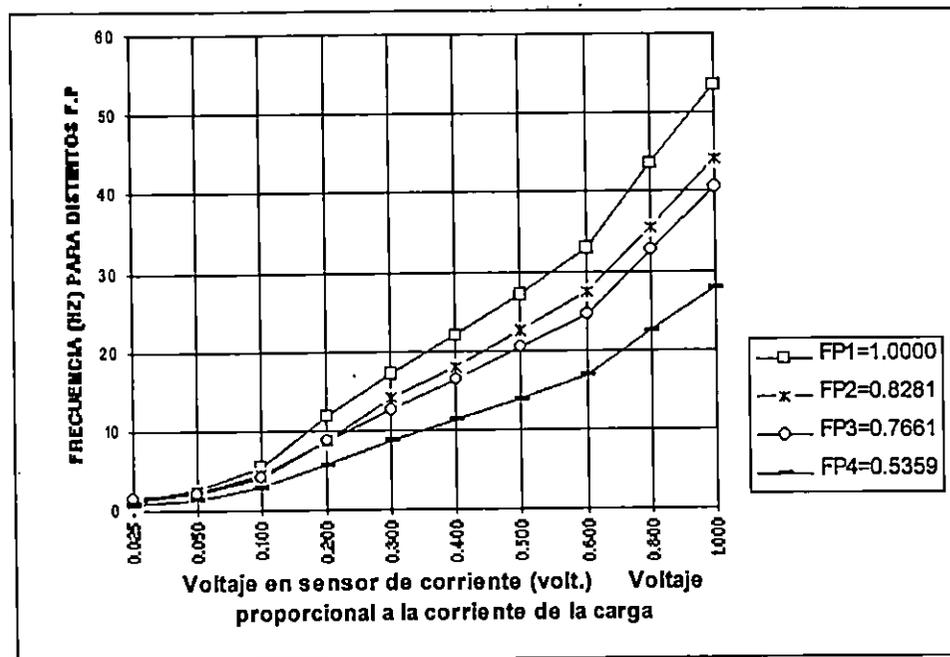


Figura 3.19 Gráficas de la respuesta del circuito para diferentes factores de potencias, simulados.

Tabla 3.7. Respuesta del circuito para diferentes f.p.

VOLTAJE A LA ENTRADA DEL INTEGRADOR (VOLT)				
	FP ₁ =1.0000	FP ₂ =0.8281	FP ₃ =0.7661	FP ₄ =0.5359
	θ ₁ =0°	θ ₂ =34.09°	θ ₃ =39.99°	θ ₄ =57.59°
sensor I (volt .)	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
0.025	0.030	0.023	0.019	0.018
0.050	0.060	0.043	0.039	0.027
0.100	0.100	0.085	0.078	0.052
0.200	0.230	0.180	0.155	0.108
0.300	0.330	0.270	0.260	0.175
0.400	0.420	0.350	0.320	0.220
0.500	0.540	0.440	0.400	0.270
0.600	0.640	0.525	0.480	0.330
0.800	0.850	0.690	0.640	0.430
1.000	1.050	0.860	0.780	0.540

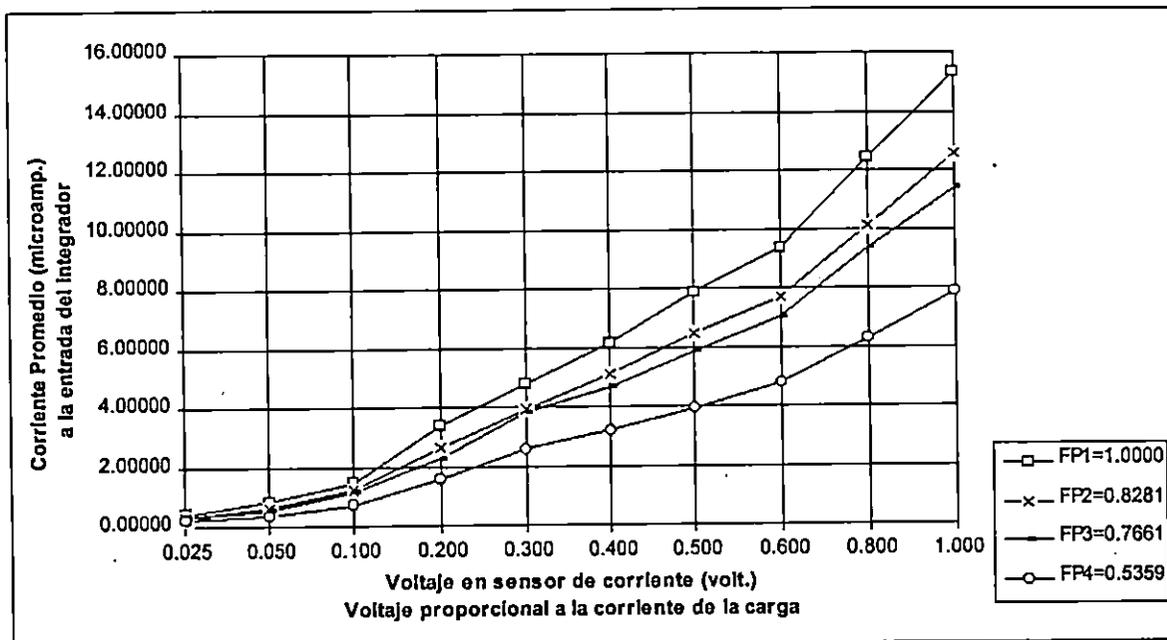


Figura 3.20 Respuesta del circuito para diferentes f.p.

de los datos anteriores observamos que el circuito se comporta, ante el desfase simulado entre las señales de corriente y voltaje, de una manera proporcional al coseno del ángulo de desfase.

3.2 Calibración del Circuito

3.2.1 Circuito APWM

El circuito se calibró de tal forma que sus señales, sin carga, fueron simétricas, esto se realizó a través del circuito mostrado en la figura 3.21 *APWM*. Con el trimmer (P) se ajustó la señal hasta conseguir su simetría en tiempos de ON/OFF, al igual que la simetría con el otro canal, para este procedimiento se cortocircuitó a tierra cada señal de entrada.

Otro ajuste que se realizó para conseguir la simetría en Voltajes de Saturación, disminuir el voltaje de la fuente de alimentación(-) V.C.C. hasta lograr que produzca voltajes de saturación al mismo valor absoluto.

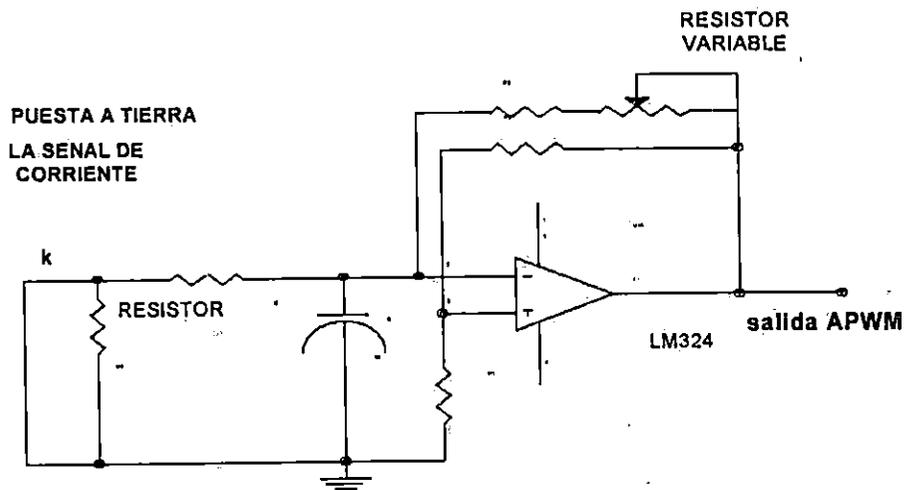


Figura 3.21 Circuito empleado para calibrar la etapa de APWM.

3.2.2 Con Carga Patrón

Se conectó el prototipo a una carga conocida y se calibró la corriente de entrada al convertidor de frecuencias de tal forma que ésta pueda ser tratada posteriormente por el divisor de frecuencias, para ello se colocaron dos trimmer en serie con la resistencia, de la etapa de filtro, a la entrada del integrador y se ajustó para la carga conectada.

$$f_o = nf$$

Donde f es la frecuencia en el presentador.

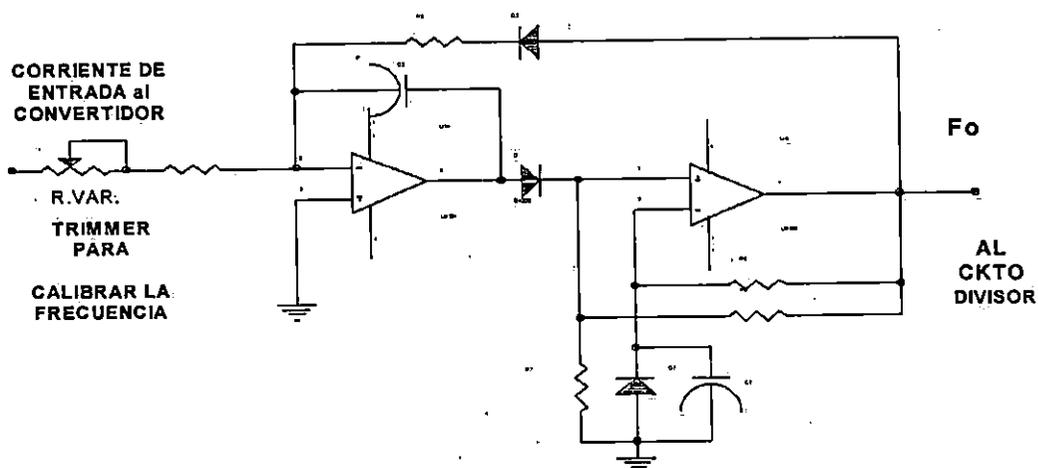


Figura 3.22 Conexión realizada para ajustar el nivel de I a la entrada del integrador para una carga patrón.

3.3 Conclusiones del Capítulo.

El Transformador tipo ventana tiene una buena respuesta para el sensor de corriente, y una de las ventajas observadas es la facilidad con que se puede cambiar la relación de transformación.

Existen dos situaciones que pueden contribuir a la inexactitud en la medición, son: (1) que el interruptor analógico drene una corriente de polarización hacia el integrador. (2) que el Amp Op del integrador tenga entre sus terminales de entrada una corriente o voltaje de polarización y este poder ser capaz de sumarse al de entrada (valor verdadero). Para ambas situaciones se comprobó que un buen acople entre las etapas produce los resultados de estabilización deseados, por un lado la resistencia tiene que ser baja a la salida del interruptor y por otro no tan baja a la entrada del integrador.

Al utilizar los interruptores analógicos es recomendable emplear aquellos tienen una fuente simétrica de polarización ya que eso puede deformar la señal de entrada(de Voltaje) y con esto producir un voltaje promedio cuando no haya señal moduladora.

La etapa convertidora de corriente a frecuencia es bastante aproximada a la del diseño según los datos calculados y las mediciones efectuadas, este convertidor tiene un límite de corriente entrada, al sobrepasar este límite el AmpOp se satura.

La etapa de calibración debe desarrollarse más, es decir para calibrar este instrumento debe tenerse los principios de calibración definidos, así como en que etapas ajustar.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- R Coughlin, Robert F. y Driscoll Frederick F. Amplificadores Operacionales Y Circuitos Integrados Lineales. Traducido por Miguel Efrén Alatorre. México: PRENTICE-HALL HISPANOAMERICANA, S.A., 1993.
- R Don Lancaster. TTL Cookbook. Howard SAMS and Company. United State of America.
- R Aparatos de Medición Transformadores. República Federal de Alemania: SIEMENS SOCIEDAD ANONIMA, 1989.
- R Digital Integrated Circuit Data Manual: mayo 1981.

- R Faulkenberry, L. M. Introducción A Los Amplificadores Operacionales Con Aplicaciones A Los CI Lineales. Traducido por Calvet P Calvet Pérez, Ricardo. México: Editorial Limusa S.A. de C.V., 1994.
- R Schuler, Charles A. y Mc Namee, Willians L. Industrial Electronics And Robotics. United State of America: Mc Graw-Hill. 1986.
- R Kusui Shoji y Nagai Tetsuo. A Simple Phase Three-Wire Watts To Pulse Frecuency Converter Using Simple PWM And Its Acuracy Analysis. IEEE Transactions on Instrumentation And Measurement, vol 43, No 5, Octubre 1994.
- R DATA BOOK, Motorola.
- R DATA BOOK National

IV CONCLUSIONES GENERALES Y RECOMENDACIONES

El diseño del circuito implementado tiene una respuesta óptima en función de las variables a las que fue sometido, es entonces una alternativa viable para desarrollar un instrumento medidor de energía eléctrica.

Al realizar un análisis de costos se determinó la no conveniencia de emplear transformadores de corriente para sensarla, ya que estos los aumentan considerablemente. Por consiguiente, se debe rediseñar la etapa y establecer otra alternativa, una podría ser bajar los niveles de corrientes con resistencias (de Alambre) en serie con la carga y aislarlas electrónicamente.

Se debe continuar la investigación en el área y específicamente con el instrumento implementado, de tal forma que se determinen:

Una forma de sensar la corriente, efectiva y barata.

Un método de calibración del instrumento.

con ello se desarrollaría la función del prototipo y se contaría con una alternativa eficiente para la medida de energía eléctrica, que podría llegar en un

futuro a normalizarse, por otra parte se continuaría desarrollando la capacidad de la escuela de ingeniería en el área de mediciones eléctricas.

Se desarrollo la etapa principal del circuito con pocos elementos, y por consiguiente a bajo costo, sin incluir los transformadores de corriente, estableciendo los siguientes totales:

Etapa analógica	\$	7.00
Etapa Digital	\$	15.70
Accesorios y elementos de montaje	\$	10.78
TOTAL	\$	33.48

Si se considera el costo de los transformadores :

Costo de Transformadores	\$	33.90
GRAN TOTAL	\$	67.38

El circuito posee una limitante, en comparación con el diseño de los contadores convencionales, y es la que necesita de una fuente de poder independiente, ya que no funcionaría si una o las dos líneas del sistema fallan. En el diseño se recomienda una alternativa utilizando una pila de lithium, la cual tiene un tiempo de vida prolongado.

ANEXO A.

**CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE COMPONENTES SEMICONDUCTORES
UTILIZADOS EN LA IMPLEMENTACION.**

LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902



Operational Amplifiers/Buffers

LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{DC} power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

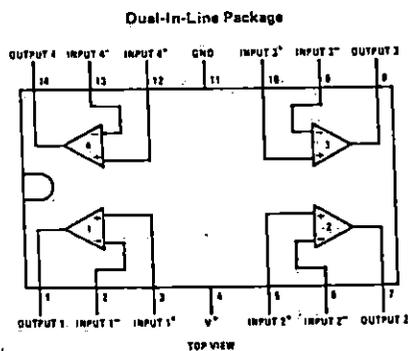
Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain ≥ 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz
(temperature compensated)
- Wide power supply range:
Single supply 3 V_{DC} to 30 V_{DC}
or dual supplies ±1.5 V_{DC} to ±15 V_{DC}
- Very low supply current drain (800µA) — essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current 45 nA_{DC}
(temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{DC}
and offset current 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V_{DC} to V⁺ - 1.5 V_{DC}

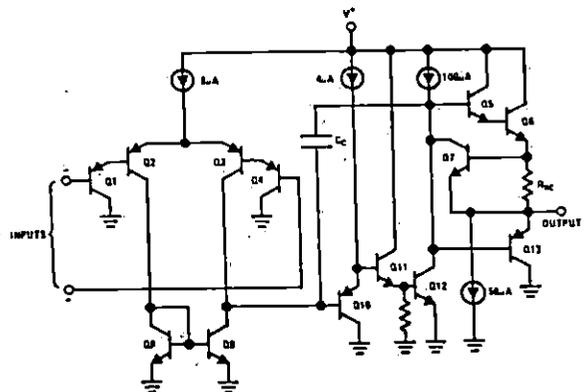
Connection Diagram



Order Number LM124J, LM124AJ,
LM224J, LM224AJ, LM324J,
LM324AJ or LM2902J
See NS Package J14A

Order Number LM324N, LM324AN
or LM2902N
See NS Package N14A

Schematic Diagram (Each Amplifier)



LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			LM124/LM224			LM324			LM2902			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	(Note 5)		4			4			5		±7			±9			±10		mVDC	
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$		7	20		7	20		7	30		7		7		7		7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$			30			30			75		±100			±150		45	±200	nADC	
Input Offset Current Drift			10	200		10	200		10	300		10		10		10		10	$\mu\text{ADC}/^\circ\text{C}$	
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$		40	100		40	100		40	200		40	300		40	500		40	500	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 \text{ VDC}$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	VDC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 \text{ VDC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$		25			25			15			25			15			15		V/mV
Output Voltage Swing																				
V_{OH}	$V^+ = +30 \text{ VDC}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	26			26			26			26			26			22			VDC
V_{OL}	$V^+ = 5 \text{ VDC}$, $R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$		5	20		5	20		5	20		5	20		5	20		5	100	mVDC
Output Current Source	$V_{IN}^+ = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^- = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		mADC
Sink	$V_{IN}^- = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^+ = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10	15		5	8		5	8		5	8		5	8		5	8		mADC
Differential Input Voltage	(Note 7)			32			32			32			32			32			26	VDC

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of +15 VDC, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 VDC (at 25°C).

Note 4: These specifications apply for $V^+ = +5 \text{ VDC}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$.

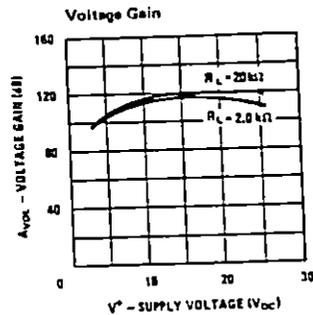
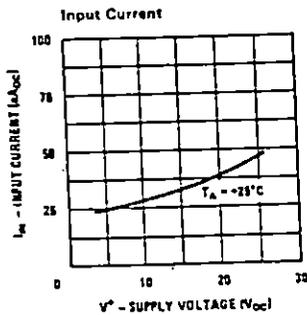
Note 5: $V_O \approx 1.4 \text{ VDC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC to 30 VDC; and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5 \text{ VDC}$).

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5\text{V}$, but either or both inputs can go to +32 VDC without damage (+26 VDC for LM2902).

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increases at higher frequencies.

Typical Performance Characteristics (LM2902 only)



Application Hints

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V_{DC} . These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V_{DC} .

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should

be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V_{DC} to 30 V_{DC} .

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

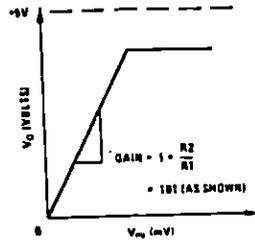
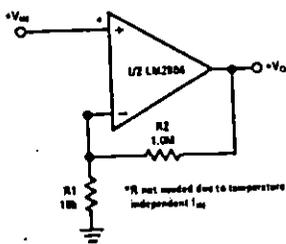
The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of $V^+/2$) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 \text{ V}_{DC}$)

LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902

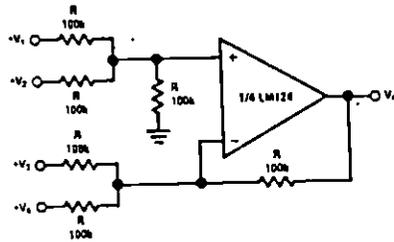
3

Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)



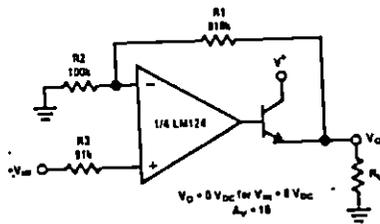
*R2 not needed due to temperature independent I_{os}

DC Summing Amplifier ($V_{IN}'S \geq 0 \text{ V}_{DC}$ AND $V_O \geq 0 \text{ V}_{DC}$)



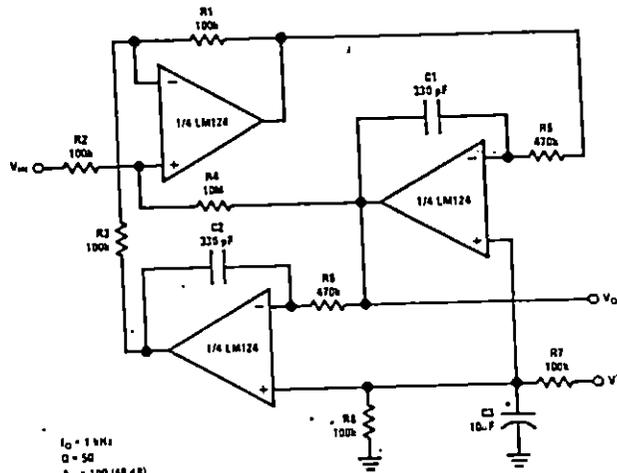
Where: $V_O = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$
($V_1 - V_2 \geq (V_3 - V_4)$ to keep $V_O > 0 \text{ V}_{DC}$)

Power Amplifier



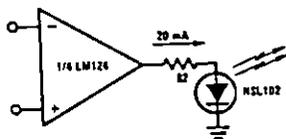
$V_O = 0 \text{ V}_{DC}$ for $V_{in} = 0 \text{ V}_{DC}$
 $A_v = 18$

"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter

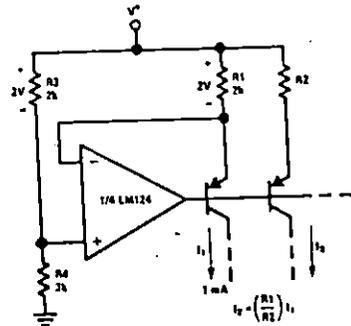


$f_0 = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 50$
 $A_v = 100$ (48 dB)

LED Driver

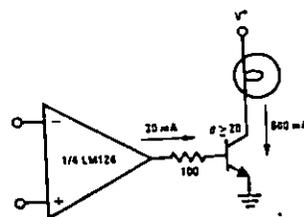


Fixed Current Sources

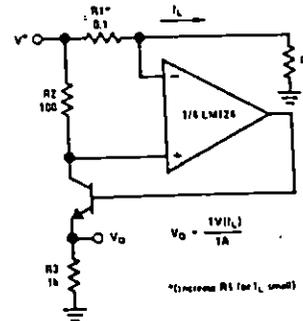


$I_L = \left(\frac{R_1}{R_2}\right) I_1$

Lamp Driver



Current Monitor



$V_O = \frac{1V(I_L)}{1A}$

(*Increase R1 for I_L small)



LM101A/LM201A/LM301A Operational Amplifiers

General Description

The LM101A series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. Advanced processing techniques make possible an order of magnitude reduction in input currents, and a redesign of the biasing circuitry reduces the temperature drift of input current. Improved specifications include:

- Offset voltage 3 mV maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Input current 100 nA maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Offset current 20 nA maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Guaranteed drift characteristics
- Offsets guaranteed over entire common mode and supply voltage ranges
- Slew rate of 10V/ μ s as a summing amplifier

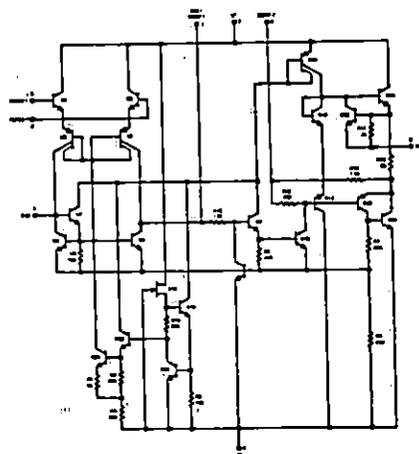
This amplifier offers many features which make its application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, freedom from oscillations and compensation with a single 30 pF

capacitor. It has advantages over internally compensated amplifiers in that the frequency compensation can be tailored to the particular application. For example, in low frequency circuits it can be overcompensated for increased stability margin. Or the compensation can be optimized to give more than a factor of ten improvement in high frequency performance for most applications.

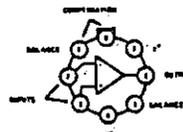
In addition, the device provides better accuracy and lower noise in high impedance circuitry. The low input currents also make it particularly well suited for long interval integrators or timers, sample and hold circuits and low frequency waveform generators. Further, replacing circuits where matched transistor pairs buffer the inputs of conventional IC op amps, it can give lower offset voltage and drift at a lower cost.

The LM101A is guaranteed over a temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, the LM201A from -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$, and the LM301A from 0°C to 70°C .

Schematic** and Connection Diagrams (Top Views)

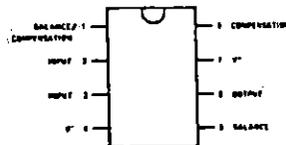


Metal Can Package



Order Number LM101AH,
LM201AH or LM301AH
See NS Package H08C

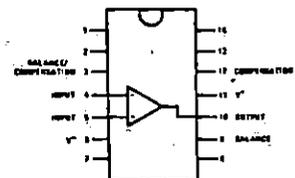
Dual-In-Line Package



Order Number
LM101AJ, LM201AJ, LM301AJ
See NS Package J08A

Order Number LM301AN
See NS Package N08A

Dual-In-Line Package



Note: Pin 8 connected to bottom of package.

Order Number LM101AJ-14
LM201AJ-14 or LM301AJ-14
See NS Package J14A

**Pin connections shown are for metal can.

Absolute Maximum Ratings

	LM101A/LM201A	LM301A
Supply Voltage	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C (LM101A) -25°C to +85°C (LM201A)	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM101A/LM201A			LM301A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage LM101A, LM201A, LM301A	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 50\text{ k}\Omega$		0.7	2.0	2.0	7.5		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1.5	10	3.0	50		nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	75	70	250		nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.5	4.0		0.5	2.0		M Ω
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		1.8	3.0		1.8	3.0	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	160		25	160		V/mV
Input Offset Voltage	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			3.0		10		mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		3.0	15	6.0	30		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$T_A = T_{MAX}$ $T_A = T_{MIN}$			20		70		nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25^\circ\text{C} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $T_{MIN} \leq T_A \leq 25^\circ\text{C}$		0.01	0.1	0.01	0.3		$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				0.1		0.3		μA
Supply Current	$T_A = T_{MAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$		1.2	2.5				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$	±12	±14		±12	±14		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$	±15			±12	±15, -13		V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	80	96		70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	80	96		70	96		dB

Note 1: The maximum junction temperature of the LM101A is 150°C, and that of the LM201A/LM301A is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 187°C/W, junction to ambient.

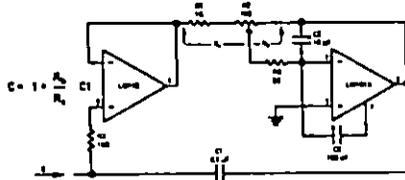
Note 2: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Continuous short circuit is allowed for case temperatures to 125°C and ambient temperatures to 75°C for LM101A/LM201A, and 70°C and 55°C respectively for LM301A.

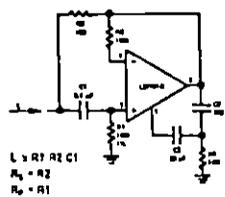
Note 4: Unless otherwise specified, these specifications apply for $C_1 = 30\text{ pF}$, $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM101A), $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$ and $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ (LM201A), $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ (LM301A).

Typical Applications **

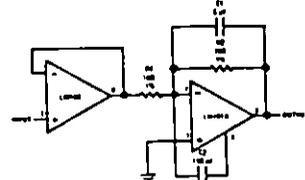
Variable Capacitance Multiplier



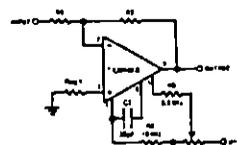
Simulated Inductor



Fast Inverting Amplifier With High Input Impedance

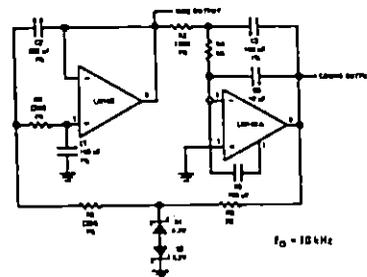


Inverting Amplifier with Balancing Circuit



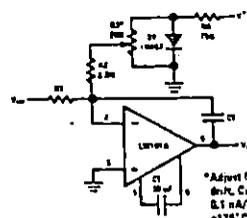
*May be zero or equal to parallel combination of R1 and R2 for minimum offset.

Sine Wave Oscillator



$f_0 = 10 \text{ kHz}$

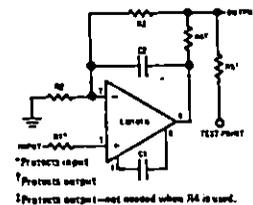
Integrator with Bias Current Compensation



*Adjust for zero integrator drift. Current drift typically 8.5 nA/°C over -55°C to +125°C temperature range.

Application Hints **

Protecting Against Gross Fault Conditions



*Protects input
†Protects output
‡Protects output—not needed when RA is used.

Although the LM101A is designed for trouble free operation, experience has indicated that it is wise to observe certain precautions given below to protect the devices from abnormal operating conditions. It might be pointed out that the advice given here is applicable to practically any IC op amp, although the exact reason why may differ with different devices.

When driving either input from a low-impedance source, a limiting resistor should be placed in series with the input lead to limit the peak instantaneous output current of the source to something less than 100 mA. This is especially important when the inputs go outside a piece of equipment where they could accidentally be connected to high voltage sources. Large capacitors on the input (greater than 0.1 μF) should be treated as a low source impedance and isolated with a resistor. Low impedance sources do not cause a problem unless their output voltage exceeds the supply voltage. However, the supplies go to zero when they are turned off, so the isolation is usually needed.

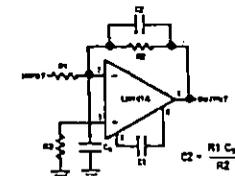
The output circuitry is protected against damage from shorts to ground. However, when the amplifier output is connected to a test point, it should be isolated by a limiting resistor, as test points frequently get shorted to bad places. Further, when the amplifier drives a load external to the equipment, it is also advisable to use some sort of limiting resistance to preclude mishaps.

Precautions should be taken to insure that the power supplies for the integrated circuit never become reversed—even under transient conditions. With reverse voltages greater than 1V, the IC will conduct excessive current, fusing internal aluminum interconnects. If there is a possibility of this happening, clamp diodes with a high peak current rating should be installed on the supply lines. Reversal of the voltage between V^+ and V^- will always cause a problem, although reversals with respect to ground may also give difficulties in many circuits.

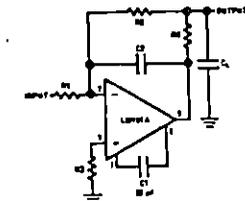
The minimum values given for the frequency compensation capacitor are stable only for source resistances less than 10 k Ω , stray capacitances on the summing junction less than 5 pF and capacitive loads smaller than 100 pF. If any of these conditions are not met, it becomes necessary to overcompensate the amplifier with a larger compensation capacitor. Alternately, lead capacitors can be used in the feedback network to negate the effect of stray capacitance and large feedback resistors or an RC network can be added to isolate capacitive loads.

Although the LM101A is relatively unaffected by supply bypassing, this cannot be ignored altogether. Generally it is necessary to bypass the supplies to ground at least once on every circuit card, and more bypass points may be required if more than five amplifiers are used. When feed-forward compensation is employed, however, it is advisable to bypass the supply leads of each amplifier with low inductance capacitors because of the higher frequencies involved.

Compensating For Stray Input Capacitances Or Large Feedback Resistor



Isolating Large Capacitive Loads



**Pin connections shown are for metal can.



Operational Amplifiers/Buffers

LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

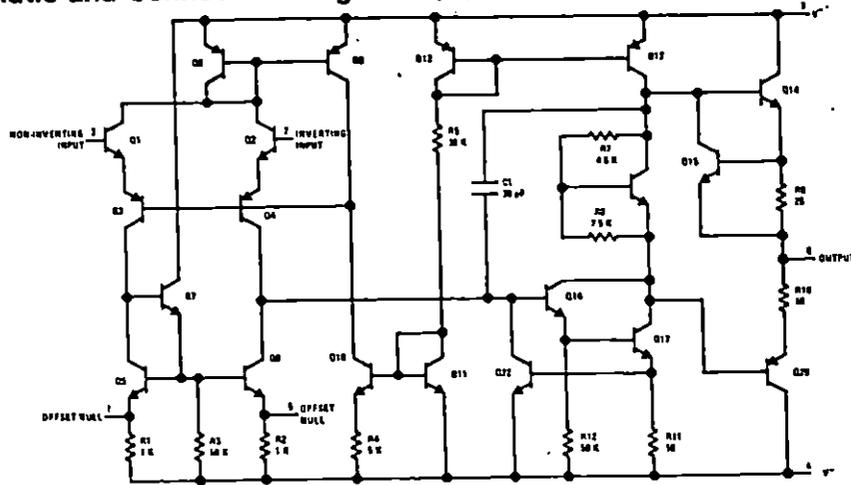
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM708. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

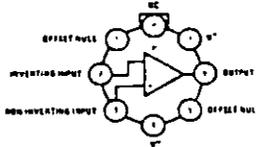
The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)

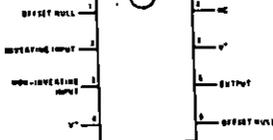


Metal Can Package



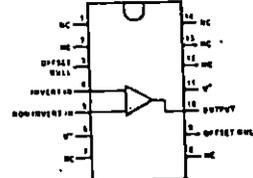
Order Number LM741H, LM741AH,
LM741CH or LM741EH
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN or LM741EN
See NS Package N08B
Order Number LM741CJ
See NS Package J08A

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN-14
See NS Package N14A
Order Number LM741J-14, LM741AJ-14
or LM741CJ-14
See NS Package J14A

LM741/LM741A/LM741C/LM741E



Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$										mV
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$R_S \leq 50\Omega$			4.0							mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										mV
Average Input Offset Voltage Drift	$R_S \leq 50\Omega$					6.0					$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			15						7.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	±10			±15			±15			mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		50								V/mV
	$V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$				50	200		20	200		V/mV
	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$										V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega,$ $V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}, V_O = \pm 2\text{V}$		32			25			15		V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$										V
	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	±16									V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	±15									V
	$V_S = \pm 15\text{V}$										V
Output Short Circuit Current	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$				±12	±14		±12	±14		V
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				±10	±13		±10	±13		V
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25			25		dB
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							dB
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										dB
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_S \leq 50\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95		70	90		70	90		dB



MC14553B

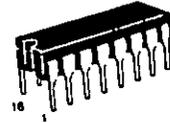
3-DIGIT BCD COUNTER

The MC14553B 3-digit BCD counter consists of 3 negative edge triggered BCD counters that are cascaded synchronously. A quad latch at the output of each counter permits storage of any given count. The information is then time division multiplexed, providing one BCD number or digit at a time. Digit select outputs provide display control. All outputs are TTL compatible.

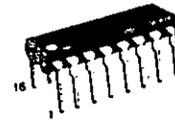
An on-chip oscillator provides the low-frequency scanning clock which drives the multiplexer output selector.

This device is used in instrumentation counters, clock displays, digital panel meters, and as a building block for general logic applications.

- TTL Compatible Outputs
- On-Chip Oscillator
- Cascadable
- Clock Disable Input
- Pulse Shaping Permits Very Slow Rise Times on Input Clock
- Output Latches
- Master Reset



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



DW SUFFIX
SOIC
CASE 751G

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBDW SOIC

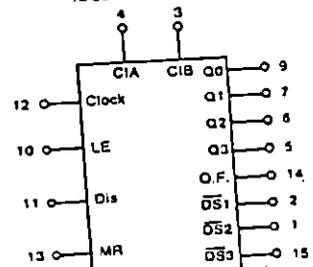
T_A = -55° to 125°C for all packages.

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +16.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in}	Input Current (DC or Transient), per Pin	±10	mA
I _{out}	Output Current (DC or Transient), per Pin	+20	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T _L	Lead Temperature (8; Second Soldering)	260	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: Plastic "P" and "DW" Packages: -7.0 mW/°C From 65°C To 125°C
Ceramic "L" Packages: -12 mW/°C From 100°C To 125°C

BLOCK DIAGRAM



V_{DD} = Pin 16
V_{SS} = Pin 8

TRUTH TABLE

MASTER RESET	INPUTS			OUTPUTS
	CLOCK	DISABLE	LE	
0		0	0	No Change
0		1	0	Advance
0		0	1	No Change
0		1	1	Advance
0	0		0	No Change
0	0		1	No Change
0	0	X	X	Latched
0	X	X	X	Latched
0	X	X	0	Latched
1	X	X	0	Q0 = Q1 = Q2 = Q3 = 0

X = Don't Care

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} < (V_{in} or V_{out}) < V_{DD}.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

MC14553B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	-55°C		25°C			125°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max	
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0	"0" Level V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V _O = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _O = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _O = 13.5 or 1.5 Vdc)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V _{OH} = 4.6 Vdc) Source — Pin 3 (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) Source — Other Outputs (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc) (V _{OL} = 0.4 Vdc) Sink — Pin 3 (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc) (V _{OL} = 0.4 Vdc) Sink — Other Outputs (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc)	I _{OH}	5.0	-0.25	—	-0.2	-0.36	—	0.14	—	mAdc
		10	-0.62	—	-0.5	-0.9	—	0.35	—	
		15	-1.8	—	-1.5	-3.5	—	1.1	—	
		5.0	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—	
		10	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—	
		15	-4.2	—	-3.4	-8.8	—	-2.4	—	
	I _{OL}	5.0	0.5	—	0.4	0.88	—	0.28	—	mAdc
		10	1.1	—	0.9	2.25	—	0.65	—	
		15	1.8	—	1.5	8.8	—	1.20	—	
		5.0	3.0	—	2.5	4.0	—	1.6	—	
		10	6.0	—	5.0	8.0	—	3.5	—	
		15	18	—	15	20	—	10	—	
Input Current	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package) MR = V _{DD}	I _{DD}	5.0	—	5.0	—	0.010	5.0	—	150	μAdc
		10	—	10	—	0.020	10	—	300	
		15	—	20	—	0.030	20	—	600	
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C _L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I _T	5.0	I _T = (0.35 μA/kHz) f + I _{DD}							
		10	I _T = (0.85 μA/kHz) f + I _{DD}							
		15	I _T = (1.50 μA/kHz) f + I _{DD}							

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

**The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) \text{ Vfk}$$

where: I_T is in μA (per package), C_L in pF, V = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.004.

MC14553B

FIGURE 1 — 3-DIGIT COUNTER TIMING DIAGRAM (Reference Figure 3)

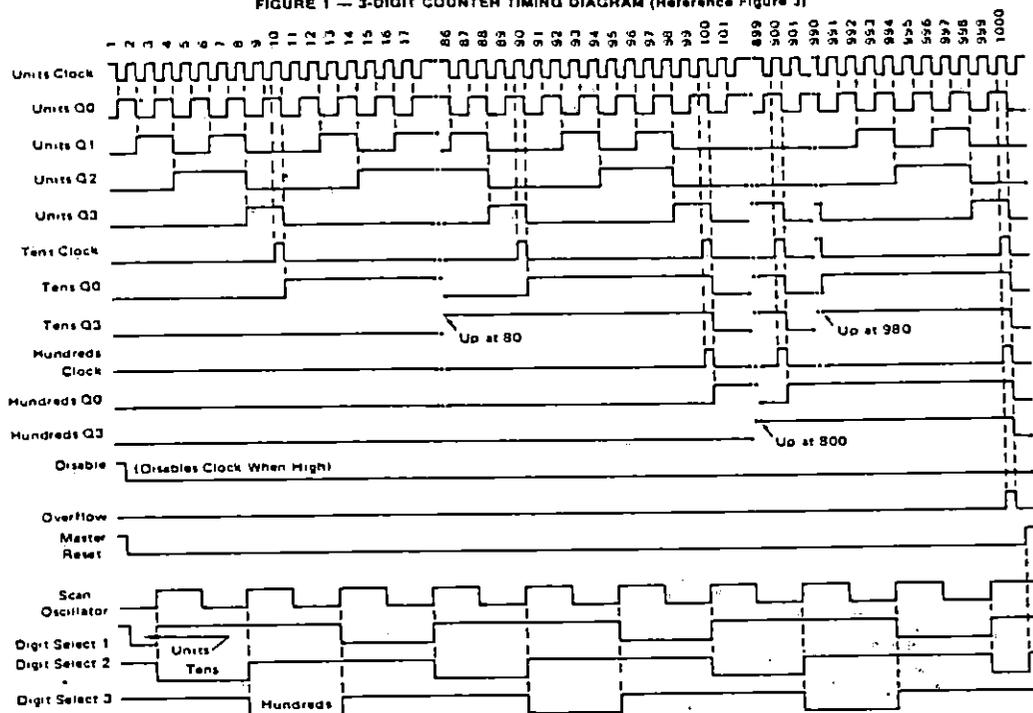


FIGURE 2 — SWITCHING TIME TEST CIRCUITS AND WAVEFORMS

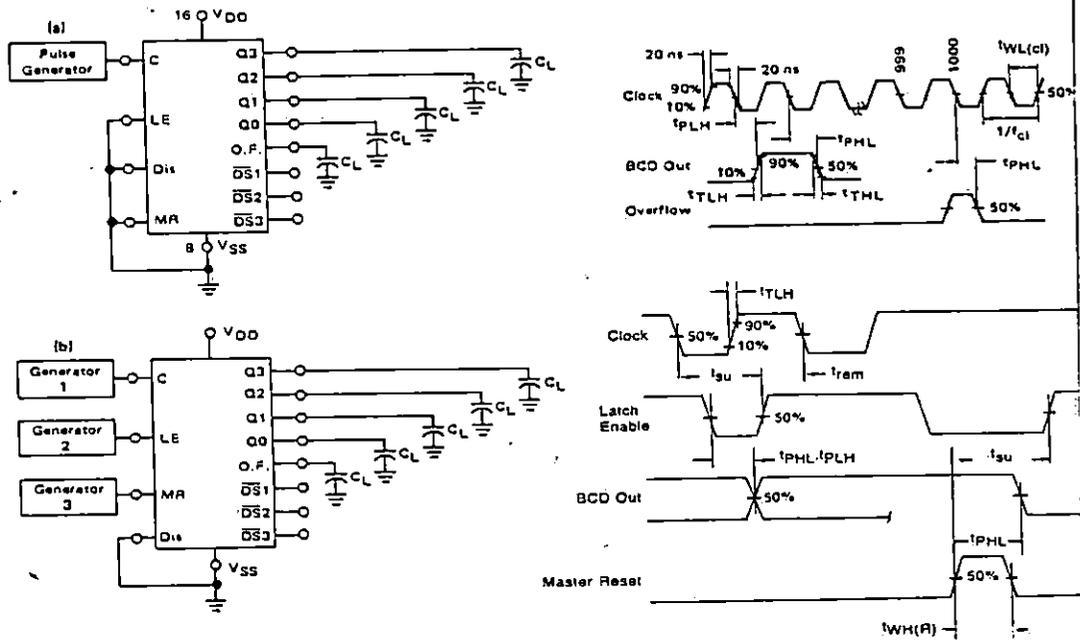
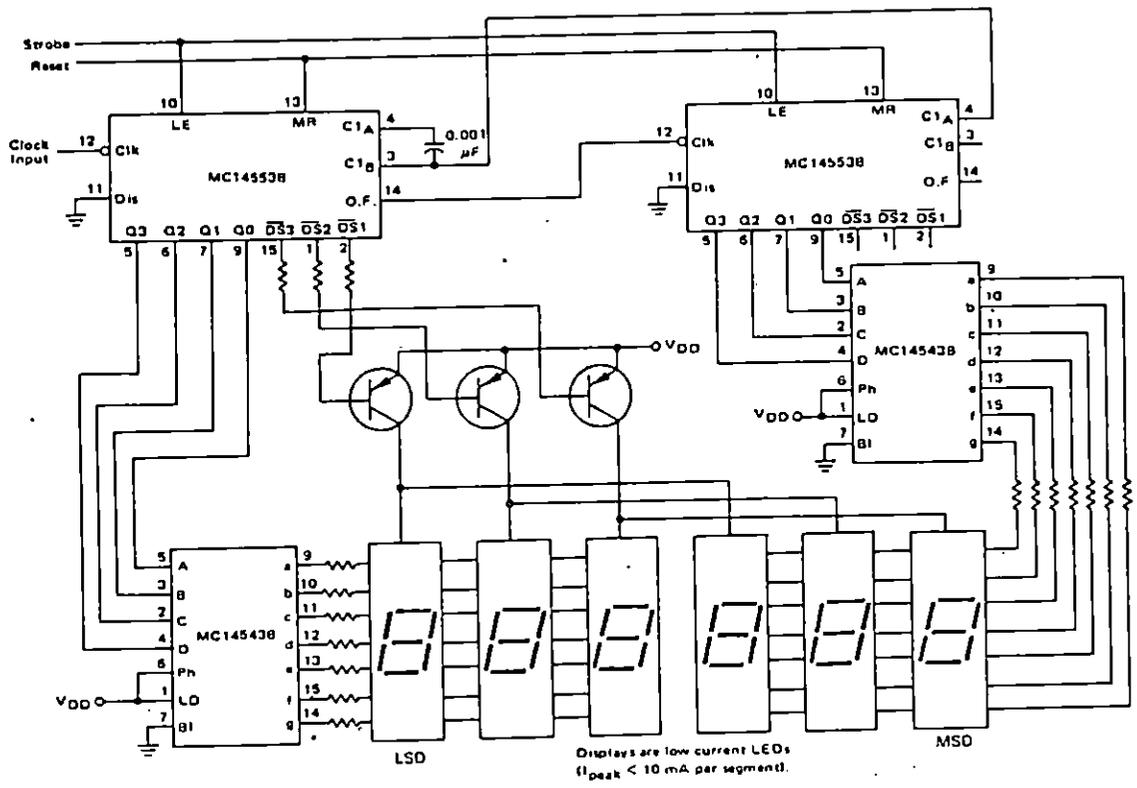


FIGURE 4 — SIX-DIGIT DISPLAY



MC14553B

MC14553B

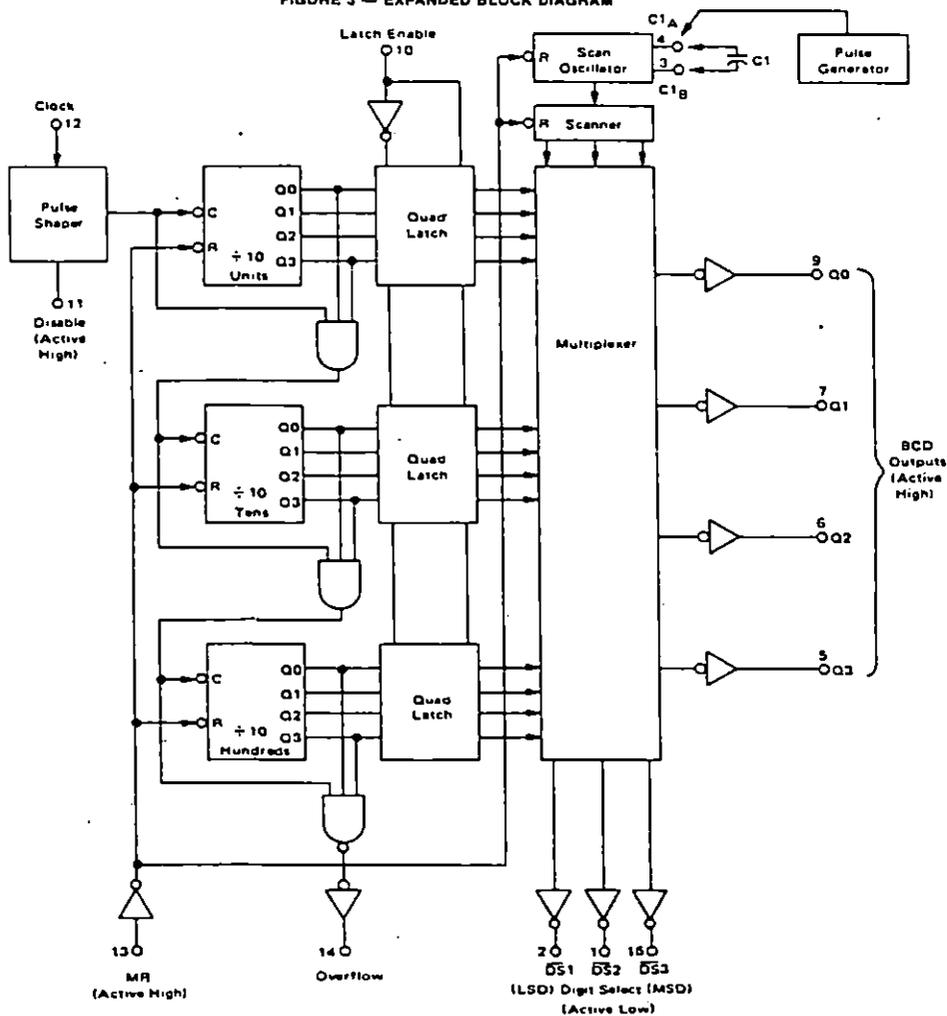
OPERATING CHARACTERISTICS

The MC14553B three-digit counter, shown in Figure 3, consists of three negative edge-triggered BCD counters which are cascaded in a synchronous fashion. A quad latch at the output of each of the three BCD counters permits storage of any given count. The three sets of BCD outputs (active high), after going through the latches, are time division multiplexed, providing one BCD number or digit at a time. Digit select outputs (active low) are provided for display control. All outputs are TTL compatible.

An on-chip oscillator provides the low frequency scanning clock which drives the multiplexer output selector. The frequency of the oscillator can be controlled externally by a capacitor between pins 3 and 4, or it can be overridden and driven with an external clock at pin 4. Multiple devices can be cascaded using the overflow output, which provides one pulse for every 1000 counts.

The Master Reset input, when taken high, initializes the three BCD counters and the multiplexer scanning circuit. While Master Reset is high the digit scanner is set to digit one; but all three digit select outputs are disabled to prolong display life, and the scan oscillator is inhibited. The Disable input, when high, prevents the input clock from reaching the counters, while still retaining the last count. A pulse shaping circuit at the clock input permits the counters to continue operating on input pulses with very slow rise times. Information present in the counters when the latch input goes high, will be stored in the latches and will be retained while the latch input is high, independent of other inputs. Information can be recovered from the latches after the counters have been reset if Latch Enable remains high during the entire reset cycle.

FIGURE 3 — EXPANDED BLOCK DIAGRAM





MC14543B

BCD-TO-SEVEN SEGMENT LATCH/DECODER/DRIVER for LIQUID CRYSTALS

The MC14543B BCD-to-seven segment latch/decoder/driver is designed for use with liquid crystal readouts, and is constructed with complementary MOS (CMOS) enhancement mode devices. The circuit provides the functions of a 4-bit storage latch and an 8421 BCD-to-seven segment decoder and driver. The device has the capability to invert the logic levels of the output combination. The phase (Ph), blanking (Bl), and latch disable (LD) inputs are used to reverse the truth table phase, blank the display, and store a BCD code, respectively. For liquid crystal (LC) readouts, a square wave is applied to the Ph input of the circuit and the electrically common backplane of the display. The outputs of the circuit are connected directly to the segments of the LC readout. For other types of readouts, such as light-emitting diode (LED), incandescent, gas discharge, and fluorescent readouts, connection diagrams are given on this data sheet.

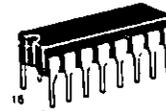
Applications include instrument (e.g., counter, DVM etc.) display driver, computer/calculator display driver, cockpit display driver, and various clock, watch, and timer uses.

- Latch Storage of Code
- Blanking Input
- Readout Blanking on All Illegal Input Combinations
- Direct LED (Common Anode or Cathode) Driving Capability
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads, One Low-power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-Pin Replacement for CD4058A (with Pin 7 Tied to V_{SS}).
- Chip Complexity: 207 FETs or 52 Equivalent Gates

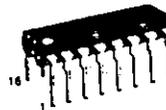
MAXIMUM RATINGS* (Voltages referenced to V_{SS})

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V _{DD}	-0.5 to +18	V
Input Voltage, All Inputs	V _{in}	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
DC Input Current per Pin	I _{in}	±10	mA
Operating Temperature Range	T _A	-55 to +125	°C
Power Dissipation, per Package†	P _D	500	mW
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
Maximum Continuous Output Drive Current (Source or Sink) per Output	I _{OHmax} I _{OLmax}	10	mA
Maximum Continuous Output Power* (Source or Sink) per Output	POHmax POLmax	70	mW

*POHmax = IOH (VGH - VDD) and POLmax = IOL (VGL - VSS)
 †Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
 ‡Temperature Derating: Plastic "P" and "D-DW" Packages: -7.0 mW/°C From 55°C To 125°C
 Ceramic "L" Packages: -12 mW/°C From 100°C To 125°C



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic
 MC14XXXBCL Ceramic
 MC14XXXBD SOIC

T_A = -55 to 125 C for all packages.

TRUTH TABLE

INPUTS				OUTPUTS							
LD	Bl	Ph*	D C B A	a	b	c	d	e	f	g	Display
x	1	0	x x x x	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	0 0 0 0	1	1	1	1	1	1	0	0
1	0	0	0 0 0 1	0	1	1	0	0	0	0	1
1	0	0	0 0 1 0	1	1	0	1	1	0	0	2
1	0	0	0 0 1 1	1	1	1	0	0	0	1	3
1	0	0	0 1 0 0	0	1	1	0	0	1	1	4
1	0	0	0 1 0 1	1	0	1	1	0	1	1	5
1	0	0	0 1 1 0	1	0	1	1	1	1	1	6
1	0	0	0 1 1 1	1	1	1	0	0	0	0	7
1	0	0	1 0 0 0	1	1	1	1	1	1	1	8
1	0	0	1 0 0 1	1	1	1	0	1	1	1	9
1	0	0	1 0 1 0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	1 0 1 1	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	1 1 0 0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	1 1 0 1	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	1 1 1 0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	1 1 1 1	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	x x x x	**	**	**	**	**	**	**	**
1	1	1	1	Inverse of Output Combinations Above						Display as above	

x Don't care
 † Above Combinations
 * For liquid crystal readouts apply a square wave to Ph
 ‡ For common cathode LED readouts select Ph 0
 † For common anode LED readouts select Ph 1
 ** Outputs when the BCD code previously applied when LD = 1

MC14543B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	-55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0	V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	V _{in} = 0 or V _{DD}	V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V _O = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _O = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _O = 13.5 or 1.5 Vdc)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
	"1" Level V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc	
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—		
		15	11	—	11	8.25	—	11	—		
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 0.5 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	Source I _{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mAdc	
		5.0	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—		
		10	—	—	—	-10.1	—	—	—		
	Sink I _{OL}	10	—	—	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—	
		10	-1.6	—	-3.4	-8.8	—	-2.4	—		
		15	-4.2	—	—	—	—	—	—		
(V _{OL} = 0.4 Vdc) (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 9.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc)	Sink I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc	
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
		10	—	—	—	10.1	—	—	—		
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—		
Input Current	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc	
Input Capacitance	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package) V _{in} = 0 or V _{DD} I _{out} = 0 μA	I _{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc	
10	—	10	—	0.010	10	—	300				
15	—	20	—	0.015	20	—	600				
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C _L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I _T	5.0	I _T = (1.6 μA/kHz) f + I _{DD}							μAdc	
10	I _T = (3.1 μA/kHz) f + I _{DD}										
15	I _T = (4.7 μA/kHz) f + I _{DD}										

#Noise immunity specified for worst-case input combination.
 Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 V min @ V_{DD} = 5.0 V
 2.0 V min @ V_{DD} = 10 V
 2.5 V min @ V_{DD} = 15 V

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

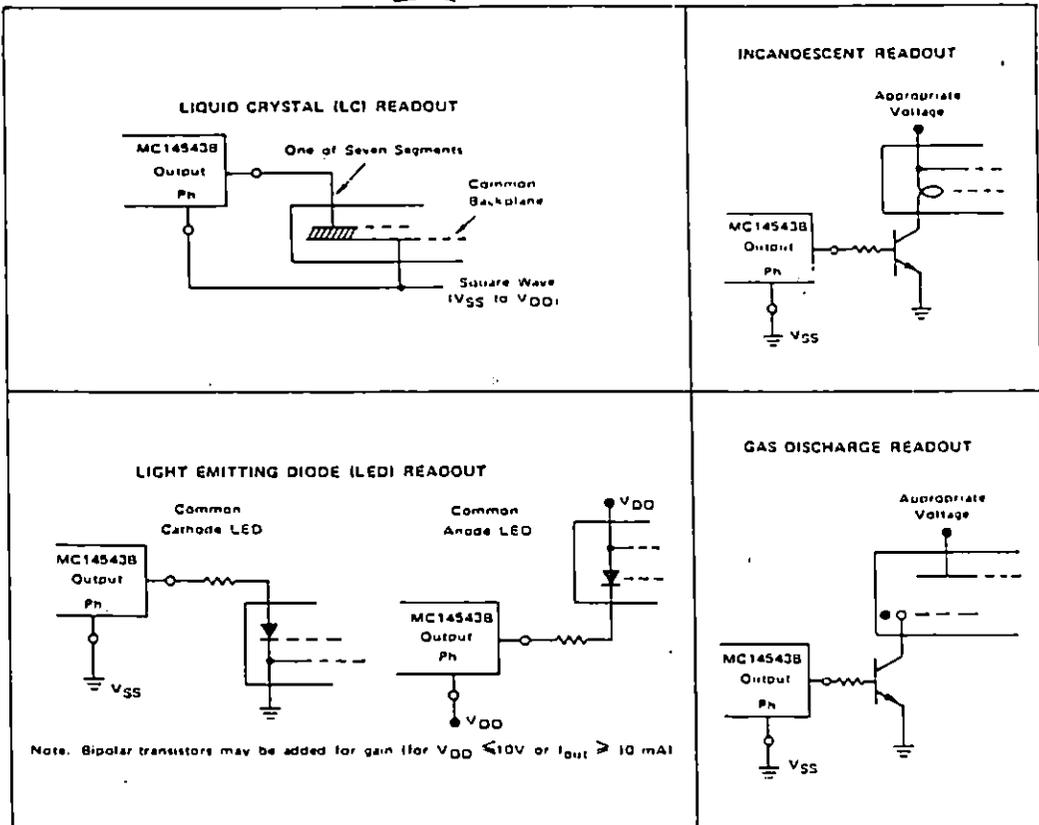
$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + 3.5 \times 10^{-3} (C_L - 50) V_{DD} f$$

where: I_T is in μA (per package), C_L in pF, V_{DD} in V, and f in kHz is input frequency.

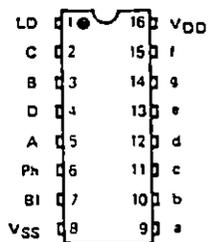
**The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

MC14543B

CONNECTIONS TO VARIOUS DISPLAY READOUTS



PIN ASSIGNMENT



CONNECTIONS TO SEGMENTS



V_{DD} = Pin 16
V_{SS} = Pin 8

DISPLAY

